



**HAL**  
open science

# Convertisseur isolé à large plage de tension d'entrée, utilisant des transistors GaN en commutation douce, pour applications spatiales

Cédric Colonna

## ► To cite this version:

Cédric Colonna. Convertisseur isolé à large plage de tension d'entrée, utilisant des transistors GaN en commutation douce, pour applications spatiales. Autre. Université Paris-Saclay, 2021. Français. NNT: 2021UPAST051 . tel-03368405

**HAL Id: tel-03368405**

**<https://theses.hal.science/tel-03368405>**

Submitted on 6 Oct 2021

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Convertisseur isolé à large plage de tension  
d'entrée, utilisant des transistors GaN en  
commutation douce, pour applications spatiales  
*Wide input voltage range converter, using GaN  
transistor in soft switching mode, for Space applications*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay**

École doctorale n°575 : electrical, optical, bio : physics and engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat: Génie électrique

Unité de recherche : Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE,  
91190, Gif-sur-Yvette, France

Référent : ENS Paris-Saclay

**Thèse présentée et soutenue à Paris-Saclay,  
le 16/06/2021, par**

**Cédric COLONNA**

**Composition du Jury**

**Éric LABOURE**

Professeur des Universités, GEEPS,  
Université Paris-Saclay

Président

**Pierre LEFRANC**

Maître de Conférence, ENSE3,  
G2ELAB

Rapporteur

**Nicolas ROUGER**

Chargé de recherche CNRS,  
LAPLACE, INP-ENSEEIH

Rapporteur

**Guillaume GATEAU**

Professeur des Universités,  
LAPLACE, INP-ENSEEIH

Examineur

**Christian MARTIN**

Professeur des Universités, AMPERE,  
Université Lyon 1

Examineur

**Direction de la thèse**

**Denis LABROUSSE**

Maître de conférence, CNAM-Paris,  
SATIE

Directeur de thèse

**Patrick DUBUS**

Ingénieur, POWERLOGY, 3D PLUS

Co-Encadrant, tuteur en entreprise







# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>i</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>iii</b>
<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
<b>2 Spécificités liées à l'application</b>	<b>7</b>
2.1 Contraintes liées à l'environnement radiatif	8
2.1.1 Radiations et effets singuliers	8
2.1.2 Conséquences sur les semi-conducteurs	13
2.1.3 Utilisation des transistors GaN	17
2.2 Architecture de distribution satellite	20
2.2.1 Gestion thermique	20
2.2.2 Gestion de la puissance	24
2.3 Enjeux et spécifications	27
2.3.1 Enjeux	27
2.3.2 Spécifications	29
2.3.3 Performances de l'existant	30
2.4 Conclusion	33
2.5 Références	34
<b>3 Choix de la Structure</b>	<b>35</b>
3.1 Topologie Flyback	36
3.1.1 Flyback Active Clamp	38
3.1.2 Flyback ACQR	38
3.2 Les topologies résonantes	40
3.2.1 Résonnant série	41
3.2.2 Résonnant série parallèle LLC	43
3.3 Conclusion	45
3.4 Références	46
<b>4 Étude de la Flyback ACQR</b>	<b>47</b>
4.1 Pré-dimensionnement - Fonctionnement quasi à vide	49
4.2 Fonctionnement en charge	51
4.2.1 Phase 1	53
4.2.2 Phase 2	54
4.2.3 Phase 3	56
4.2.4 Phases 4	60
4.2.5 Limites de fonctionnement	69
4.2.6 Redressement synchrone	74
4.3 Conclusion	75
4.4 Références	76

---

<b>5 Réalisation de la Flyback ACQR</b>	<b>77</b>
5.1 Mise en œuvre du convertisseur complet	78
5.1.1 Contraintes liées au GaN et drivers	79
5.1.2 Composants magnétiques	83
5.1.3 Méthode de contrôle	90
5.1.4 Contrôle de la cellule	91
5.2 Expérimentation	94
5.2.1 Comportement statique	95
5.2.2 Rendement	105
5.3 Conclusion	116
5.4 Références	117
<b>6 Optimisation du dimensionnement de la Flyback ACQR</b>	<b>119</b>
6.1 Description de l'algorithme d'optimisation	121
6.2 Résultats de l'optimisation	123
6.3 Étude des grandeurs d'intérêt dans la structure optimisée	126
6.3.1 Stratégie de pilotage	127
6.3.2 Distribution des pertes dans les composants magnétiques	128
6.4 Conclusion	131
6.5 Références	133
<b>7 Présentation de la structure iLLC</b>	<b>135</b>
7.1 Principe de fonctionnement	138
7.1.1 Étude des phases de fonctionnement	140
7.2 Contraintes sur les magnétiques	147
7.2.1 Dimensionnement de $L_C$	147
7.2.2 Propositions pour $T_R$	151
7.3 Conclusion	152
7.4 Références	152
<b>8 Conclusions et perspectives</b>	<b>155</b>

# Liste des figures

1.1	Historique de la conquête spatiale de la guerre froide à nos jours (Source : Courrier international, infographie juin 2020)	2
1.2	Contribution des acteurs du spatial à la masse envoyée en 2019 et aux lancements d'après l'ASD (Aeronautics, Space, Defence and Security Industries in Europe)	4
1.3	Constitution du budget Européen pour le spatial, attribution selon le secteur selon l'ASD	5
2.1	3 types d'orbites en fonction de leurs distances à la Terre [9]	9
2.2	Représentation des différentes zones d'influence du Soleil relativement au système solaire [9]	10
2.3	Occurrence des particules en fonction de leur énergie [9]	11
2.4	Classification des énergies des différentes particules en fonction de leur probabilité d'apparition [9]	12
2.5	Représentation d'artiste des ceintures de Van Allen [9]	13
2.6	Effet de dose ionisante sur un oxyde de grille (Canal N) [9]	15
2.7	Modification des tension de seuil $V_{GS_{TH}}$ en fonction de l'exposition en Rads pour un transistor canal N Rad-Hard IRHF7130	15
2.8	Effet de piégeage de trous sur la tension de commande $V_{GS_{TH}}$ [7]	15
2.9	Effet des états d'interface sur la tension de commande $V_{GS_{TH}}$ [7]	15
2.10	L'accumulation de trous suite à un SEE peut causer la rupture de la grille (SEGR) sur un DMOSFET	16
2.11	Le transistor PNP parasite induit par la structure peut causer un effet Thyristor et entraîner un SEB sur un DMOSFET	16
2.12	Structure d'une hétérojonction AlGaIn/GaN. Le gaz électronique 2D est représenté en pointillés	18
2.13	Figures de mérites de différents transistors $S_i/GaN$	20
2.14	Limites thermiques indicatives suivant la mission	21
2.15	Exemple de matériaux multicouches utilisés pour l'isolation thermique extérieure	22
2.16	Schéma de principe d'une régulation thermique avec une fluide double phases. 1 : Pompe, 2 : Évaporateur, 3 : Condensateur, 4 : Accumulateur [5]	22
2.17	Organisation de la distribution de puissance à bord	24
2.18	Variation du contrôle des panneaux sur l'ISS en fonction de l'année [5]	25
2.19	Représentation des modes du contrôleur en fonction de l'écart à la tension nominale [5]	26
2.20	Évolution du nombre maximal de transistor par puce de 1970 à 2016 (OurWorldinData.org)	27
2.21	Évolution des consommations processeurs (OurWorldinData.org)	28
2.22	Évolution des tensions d'alimentation (OurWorldinData.org)	28
2.23	FPGA RTG4 de chez Microchip (Anciennement Microsemi)	28
2.24	Architecture conventionnelle non distribuée	29
2.25	Architecture distribuée	29
2.26	Cahier des charges électrique du convertisseur	30



2.27 Facteurs de mérite de différents convertisseurs issus de l'industrie, de l'académique et du spatial . . . . .	32
3.1 Schéma de la cellule de puissance de la Flyback élémentaire . . . . .	36
3.2 Schéma équivalent de la diode dans la représentation par quadrants . . . . .	37
3.3 Schéma équivalent d'un transistor dans la représentation par quadrants . . . . .	37
3.4 Représentation schématique des deux types de mise ON de $Q_K$ . En haut, commutation naturelle, en bas forcée . . . . .	37
3.5 Schéma de la cellule de puissance de la Flyback Active Clamp . . . . .	38
3.6 Schéma de la cellule de puissance de la Flyback ACQR . . . . .	39
3.7 Notes attribuées aux trois structures Flyback pour le fonctionnement envisagé . . . . .	39
3.8 Décomposition d'un convertisseur résonnant de type série . . . . .	40
3.9 Différents réseaux résonnants possibles. (a) Résonance série (b) Résonance parallèle LC (c) Résonance parallèle CL (d) Résonance série parallèle LLC (e) Résonance série parallèle LCC . . . . .	41
3.10 Pilotage à plusieurs fréquences. (a) 400kHz $I < 0$ (b) 500kHz (c) 600kHz $I > 0$ . $L_R = 3.3\mu\text{H}$ , $C_R = 30\text{nF}$ , $N = 1$ . . . . .	42
3.11 Zone de fonctionnement d'un convertisseur résonant série, en fonction de sa fréquence normalisée et de son Gain normalisé pour plusieurs facteur de qualité $Q_e$ . . . . .	42
3.12 Pilotage à plusieurs fréquences. (a) 400kHz (b) 500kHz (c) 600kHz. $L_R = 3.3\mu\text{H}$ , $C_R = 30\text{nF}$ , $L_M = 2.2\mu\text{H}$ , $N = 1$ . . . . .	43
3.13 Zone de fonctionnement d'un convertisseur résonant série-parallèle LLC, en fonction de sa fréquence normalisée et de son Gain normalisé pour plusieurs facteurs de qualité $Q_e$ . . . . .	44
3.14 Notes attribuées aux deux structures résonantes pour le fonctionnement envisagé . . . . .	45
4.1 Cellule de puissance du convertisseur Flyback ACQR . . . . .	48
4.2 Exemple d'évolution du courant dans la cellule de puissance . . . . .	50
4.3 Courants théoriques primaires et secondaires en fonction de $N$ et $V_{IN}$ . . . . .	51
4.4 Présentation des 3 modes de résonances sur la Flyback ACQR . . . . .	52
4.5 Formes d'ondes communes de la Flyback AC . . . . .	53
4.6 Phase de fonctionnement 1 . . . . .	53
4.7 Phase de fonctionnement 2 . . . . .	54
4.8 Mise en conduction des diode $D_{Q_2}$ . . . . .	55
4.9 Phase de fonctionnement 3 . . . . .	56
4.10 Schéma équivalent de la structure durant la résonance . . . . .	57
4.11 Comparaison du modèle avec la simulation $I_{OUT} = 16\text{A}$ et $I_{OUT} = 3.3\text{A}$ . . . . .	59
4.12 Phase 4 . . . . .	60
4.13 Schéma équivalent de la structure durant la phase 4 . . . . .	60
4.14 Évolution de la capacité $C_{oss}$ en fonction de la tension $V_{DS}$ sur un transistor GaN EPC2034C . . . . .	61
4.15 Approximation de la capacité $C_{OSS}$ et calcul de la capacité équivalente $C_{Eq}$ en fonction de la tensions $V_{DS}$ . . . . .	61
4.16 Commutation ZVS Active Clamp . . . . .	62
4.17 Passage sur la diode $D_{Q_1}$ durant $dt_2$ . . . . .	63
4.18 Commutation ZVS Hybride . . . . .	65
4.19 Commutation ZVS Résonant . . . . .	66
4.20 Fonctionnement iZVS AC . . . . .	67
4.21 Simulation vs modèle phases 4 . . . . .	68
4.22 Cellule de puissance du convertisseur Flyback ACQR avec RS . . . . .	69
4.23 Cellule de puissance équivalente au moment de la mise ON de $Q_1$ . . . . .	70
4.24 Simulation vs modèle oscillation parasite $V_{QR}$ . . . . .	71
4.25 Adjonction d'un snubber en parallèle du redressement synchrone . . . . .	72

4.26	Amplitude de la sur-oscillation maximale en fonction des valeurs du snubber . . . . .	73
4.27	Effet d'une conduction précoce et d'une coupure tardive de $Q_R$ sur $V_{Q_R}$ . . . . .	74
5.1	Architecture du convertisseur complet . . . . .	78
5.2	Driver demi-pont élémentaire . . . . .	79
5.3	Exemple de fonctionnement du driver . . . . .	80
5.4	Driver demi-pont amélioré . . . . .	80
5.5	Signaux de commande du driver . . . . .	81
5.6	Limites $\frac{dV}{dt}$ . . . . .	81
5.7	Driver demi-pont version finale . . . . .	82
5.8	Effet de peau sur un conducteur rond . . . . .	84
5.9	Effet de peau sur un conducteur plat . . . . .	84
5.10	Répartition du même courant dans deux conducteurs différents . . . . .	85
5.11	Schéma du problème permettant d'illustrer l'effet de proximité avec l'entrefer . . . . .	86
5.12	Évolution de $R_{AC}$ en fonction de $E_C$ et point optimal pour la configuration . . . . .	86
5.13	Distribution des courants dans des enroulements seuls et induction associée. À gauche, enroulements entrelacés, à droite non entrelacés. En haut les formes d'ondes obtenues par FEMM et en bas la contribution théorique des niveau de courant à l'induction $H_x$ . . . . .	87
5.14	Effet de proximité sur deux conducteurs adjacents . . . . .	88
5.15	Effet de proximité sur deux conducteurs superposés . . . . .	88
5.16	Schéma d'implantation de l'inductance planar. (a) représente la couche du dessus, (b) la couche 2, (c) la couche du dessous . . . . .	88
5.17	Schéma d'implantation du primaire du transformateur . . . . .	89
5.18	Schéma d'implantation du secondaire du transformateur . . . . .	89
5.19	Stratégie de commutation primaire . . . . .	90
5.20	Système de mesure de courant isolé par transformateur . . . . .	91
5.21	Système de mesure de courant active isolé par transformateur . . . . .	92
5.22	Schéma bloc du contrôle mis en œuvre . . . . .	93
5.23	Prototype de la Flyback ACQR . . . . .	94
5.24	Exemple de formes d'ondes expérimentales . . . . .	95
5.25	Calcul théorique du courant $I_{peak}$ . . . . .	96
5.26	Mesure du courant $I_{peak}$ . . . . .	96
5.27	Mise en évidence de la saturation des magnétiques, $V_{IN} = 20V$ et $I_{OUT} = 16A$ . . . . .	97
5.28	Calcul théorique du courant $I_{valley}$ . . . . .	97
5.29	Mesure du courant $I_{valley}$ . . . . .	97
5.30	Calcul théorique du temps $T_{ON}$ . . . . .	98
5.31	Mesure du temps $T_{ON}$ . . . . .	98
5.32	$I_{valley_{th}}$ modifié grâce au nouveau $T_{ON_{th}}$ . . . . .	98
5.33	Calcul de $I_{ACD_{th}}$ à partir de l'Eq.4.30 . . . . .	99
5.34	Mesure du courant $I_{ACD_{exp}}$ à la fin de la phase 3 . . . . .	99
5.35	Calcul de $I_{ACD_{th}}$ modifié . . . . .	100
5.36	Mesure du courant $I_{ACD_{exp}}$ à la fin de la phase 3 . . . . .	100
5.37	Approximation de $\xi_{th}$ par interpolation polynomiale . . . . .	100
5.38	Amortissement $\xi$ expérimental . . . . .	100
5.39	Calcul de $I_{ACD_{th}}$ modifié en prenant en compte $\xi_{th}$ . . . . .	101
5.40	Mesure du courant $I_{ACD_{exp}}$ à la fin de la phase 3 . . . . .	101
5.41	Commutation de $Q_1$ pendant la phase 4, $I_{OUT} = 15A$ et $V_{IN} = 20V$ . . . . .	101
5.42	Commutation de $Q_1$ pendant la phase 4, $I_{OUT} = 5A$ et $V_{IN} = 40V$ . . . . .	102
5.43	Commutation de $Q_1$ pendant la phase 4, $I_{OUT} = 12A$ et $V_{IN} = 100V$ . . . . .	102
5.44	Tension optimale à la commutation en théorie . . . . .	103
5.45	Tension optimale à la commutation en pratique . . . . .	103
5.46	$dt_{2OPT}$ pour minimiser $V_{COM}$ en théorie . . . . .	103

5.47 $dt_{2OPT}$ pour minimiser $V_{COM}$ en pratique	103
5.48 Détermination de la capacité expérimentale des GaN	104
5.49 Pertes dans les interrupteurs par conduction en Watts. Primaires à gauches et secondaires à droite	106
5.50 Pertes dans les interrupteurs par commutation à gauche et pertes totales à droite en Watts	106
5.51 Principe du banc de test $L_R$ . À gauche, le schéma de la structure, à droite les formes d'ondes caractéristiques	107
5.52 Pertes dans $L_R$ en Watts mesurées à l'aide du banc de test mis en œuvre	108
5.53 Modélisation du transformateur sur FEMM en axisymétrie	109
5.54 Induction tangentielle à la surface du conducteur foil pour deux cas de fonctionnements obtenus à l'aide de FEMM	109
5.55 Paramètres du modèle de pertes fer du matériau 3C97, trouvés à partir de valeurs constructeur	110
5.56 Pertes cuivre au primaires en Watts sur la plage de fonctionnement	110
5.57 Pertes cuivre au secondaire en Watts sur la plage de fonctionnement	110
5.58 Pertes fer dans le noyaux du transformateur	111
5.59 Pertes totales dans le transformateur	111
5.60 Mesure de la résistance $R_P$ par mesure 4 points	112
5.61 Mesure de la résistance $R_S$ par mesure 4 points	112
5.62 Rendement expérimental de la structure	113
5.63 Rendement théorique, issu des modèles basés sur des relevés expérimentaux	114
5.64 Décomposition des pertes dans les différents éléments pour 4 cas de fonctionnement	115
6.1 Schéma-bloc de l'algorithme d'optimisation du dimensionnement de la Flyback ACQR	120
6.2 Solutions retenues en fonction des pertes maximale sur la plage d'utilisation et du volume de leurs noyaux	123
6.3 Paramètres de la cellule qui optimisent le fonctionnement (Solution 3)	124
6.4 Rendements de la structure optimisée, obtenus de façon théorique	124
6.5 Répartition des pertes sur les 4 cas étudiés pour la configuration initiale et la configuration optimisée	125
6.6 Répartitions des pertes dans le convertisseur initial (a) 20V (b) 110V et celui optimisé (c) 20V et (d) 110V.	126
6.7 Modification de la méthode de pilotage. À gauche le temps mort optimal modifié à droite celui expérimental	127
6.8 Modification de la fréquence de fonctionnement. À gauche la fréquence de la structure optimisée et à droite la fréquence du dimensionnement précédent	128
6.9 Répartition des pertes dans $L_R$ sur la plage de fonctionnement. À gauche, mesures expérimentales sur le composant précédent. À droite calculs théoriques sur le composants optimisé	128
6.10 Répartitions des pertes dans $L_R$ optimisée (a) 20V (b) 110V	129
6.11 Répartition des pertes dans $T_R$ sur la plage de fonctionnement. À gauche, le composant précédent, à droite le composants optimisé	130
6.12 Répartitions des pertes dans le Transformateur initial (a) 20V (b) 110V et celui optimisé (c) 20V et (d) 110V.	131
7.1 Cahier des charges électrique du convertisseur iLLC	136
7.2 Schéma de la cellule de puissance du convertisseur LLC full bridge	137
7.3 Schéma de la cellule de puissance du convertisseur iLLC	138
7.4 Schéma de principe de l'inductance couplée $L_C$	139
7.5 Formes d'onde de la structure iLLC	140
7.6 Décomposition en 6 phases de fonctionnement	142

7.7	Décomposition des topologies de la phase 1. Ouverture de $Q_4$ et charge des capacités de sortie $C_{Q_3}$ et $C_{Q_4}$ . . . . .	142
7.8	Topologie de la phase de fonctionnement 2 . . . . .	144
7.9	Topologie de la phase de fonctionnement 3 . . . . .	144
7.10	Topologie de la phase de fonctionnement 4 . . . . .	145
7.11	Topologie de la phase de fonctionnement 5 . . . . .	145
7.12	Topologie de la phase de fonctionnement 6 . . . . .	146
7.13	Paramétrisation de la géométrie employée pour $L_C$ . (a) Vue schématique d'un plan de cuivre pouvant accueillir N enroulements (b) Vue de dessous et de coté d'un demi noyau de ferrite . . . . .	148
7.14	Diagramme de l'algorithme d'optimisation pour le dimensionnement de $L_C$ . . . . .	149
7.15	Résultats de l'optimisation par algorithme génétique. Chaque point représente une configuration possible. La zone verte, la zone pour laquelle l'élévation de température respecte la norme . . . . .	150
7.16	Forme proposée pour un demi-noyau du transformateur . . . . .	151
7.17	Exemple d'implémentation des enroulements du transformateur planar matriciel . . . . .	151



# Chapitre 1

## Introduction

Nous pouvons réussir à vaincre la pesanteur. Pas la paperasse.

---

Wernher von Braun

Lorsque l'on parle du spatial, on parle souvent du premier homme sur la Lune ou encore des missions d'observation comme Hubble. Alors que la majeure partie des missions jusqu'à la fin des années 70 concernaient ce type de projet, elles sont aujourd'hui beaucoup moins représentatives du secteur. Bien entendu, le lancement d'un satellite de communication suscite moins l'enthousiasme général que le premier pas d'Armstrong ou que les premières prises de vues de Curiosity sur Mars, mais chaque lancement est un enjeu technologique soumis à de fortes contraintes techniques. C'est sans doute la course à la conquête spatiale commencée pendant la guerre froide au début des années 60 qui a fait naître cet engouement du public. Elle a permis de grandes avancées dans le domaine et a été motrice de nombreuses innovations techniques. Une innovation en particulier a ouvert la voie à toutes les autres, il s'agit du développement des missiles hérité de la seconde guerre mondiale. Alors que le but premier était purement destructif (pouvoir bombarder Londres depuis La Haye) avec les missiles V2 allemands, la propulsion à ergol liquide a ensuite été employée pour quitter la pesanteur terrestre. C'est Wernher Van Braun, célèbre ingénieur allemand qui a œuvré à ce développement durant le régime nazi pour le V2 puis pour la NASA avec le développement des fusées Saturn. De leur côté, les russes ont eux aussi connu des ingénieurs brillants tel que Sergueï Pavlovitch Korolev, fondateur du programme spatial soviétique. Grâce à ces personnalités qui ont été force d'innovation mais aussi aux énormes moyens mis en œuvre par les deux camps, la seconde moitié du XX<sup>ème</sup> siècle a été propice à l'innovation et la découverte spatiale. 1957 marque le début de la conquête spatiale. Les premiers essais visent à découvrir les effets de l'environnement hors atmosphère sur les technologies terrestres avec Spoutnik, et aussi la survie des être vivants dans cet environnement inconnu avec la chienne Laïka. Dans les années qui suivent, les missions prennent pour objectifs les astres de notre système solaire et en particulier le plus proche, la Lune. La course pour le spatial comme preuve irréfutable de la supériorité d'un bloc vis à vis de l'autre démarre avec le programme Apollo par la NASA en 1961. Dès lors, les russes ont une avance considérable dans le domaine puisque la même année ils concrétisent après deux échecs la mise en orbite de Iouri Gargarine et son atterrissage. Le bloc ouest n'en démord pas avec le premier Alunage réussi en 1969 (premier pas de Neil Armstrong et Buzz Aldrin) qui mettra un terme à la course au voyage lunaire. Dans les années suivantes, trois autres missions Apollo seront couronnées de succès. La suprématie du bloc de l'ouest sur l'est pour la conquête lunaire étant établie, les soviétiques se tourneront vers l'exploration non habitée et l'orbite terrestre. L'intérêt pour le spatial même une fois cette course finie n'a pas démordu. Tout d'abord à des fins militaires pendant la guerre froide puis à la chute de l'union soviétique vers les besoins de communication et d'observation de la terre. Les postes de télévision ont doucement évolué vers des systèmes plus complexes et le besoin d'accès à l'information et à la géolocalisation a été comblé par l'apparition des transmissions satellites grand public. Ainsi, de n'importe quel endroit sur Terre il est aujourd'

d'hui possible d'accéder à la télévision/téléphone/internet et sa position par satellite à des débits importants. Avec l'augmentation des quantités de données échangées et du nombre d'utilisateurs à travers le monde, de multiples projets voient le jour et constituent une aubaine pour beaucoup d'entreprises du domaine.

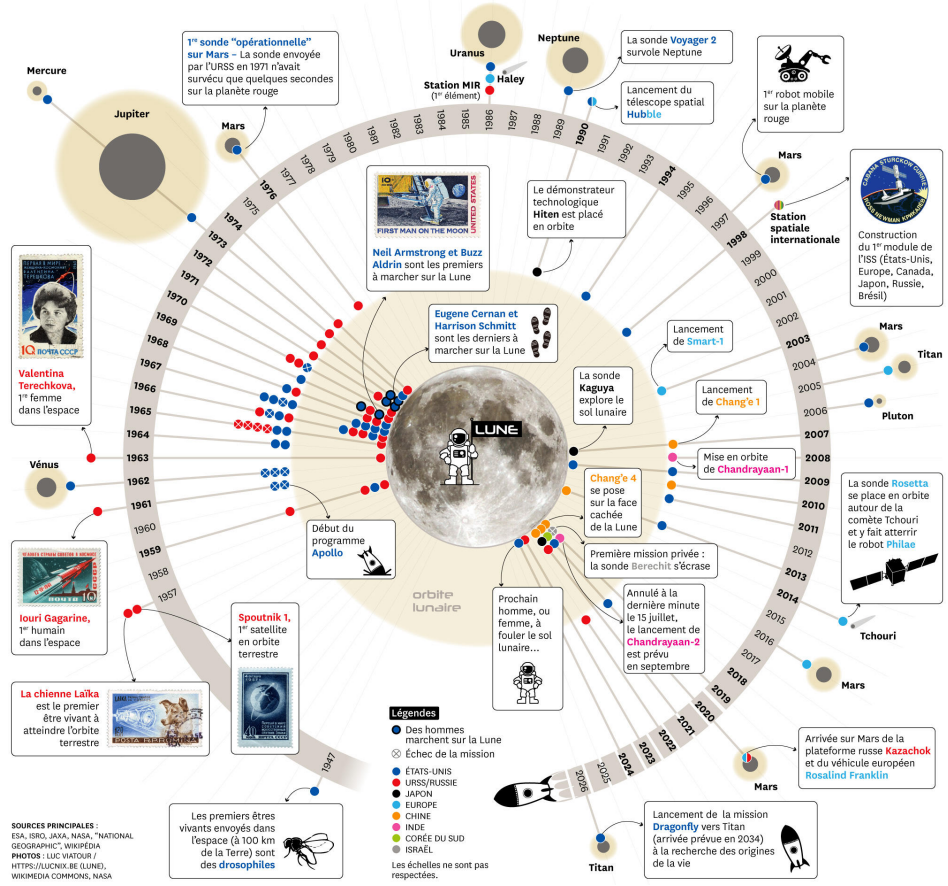


FIGURE 1.1 – Historique de la conquête spatiale de la guerre froide à nos jours (Source : Courrier international, infographie juin 2020)

De nombreuses prouesses techniques dans les domaines de l'aéronautique, des matériaux et surtout de l'électronique ont permis une vulgarisation des lancements et de la même façon une baisse des coûts d'accès à l'espace. Cette baisse a entraîné une forte augmentation de la fréquence des lancements les 30 dernières années et donc le nombre d'objets aujourd'hui en orbite autour de la Terre. La majeure partie de ces satellites est destinée à la géolocalisation et aux télécommunications. Dans ces domaines, l'évolution des technologies électroniques permet une augmentation des débits de transmission, des baisses de consommation et de la masse embarquée pour la mission. Les contraintes appliquées sur les composants sont importantes, qui plus est qu'une forte fiabilité est exigée. Chaque satellite est un développement en soi qui dépend de la mission envisagée, de l'orbite visée, du lanceur choisi et de la durée de vie souhaitée. Compte tenu de tous ces critères il devient complexe de faire un satellite et ce développement reste encore aujourd'hui un savoir-faire détenu par un nombre très limité de pays à travers le monde.

L'augmentation des débits nécessaires, du nombre d'appareils connectés ainsi que la baisse globale des coûts ont mené à une augmentation de la puissance de calcul disponible à bord en même temps qu'un besoin croissant en énergie. Dans la majeure partie des cas, les satellites tirent leur source d'énergie du rayonnement solaire à travers des panneaux photovoltaïques, source d'énergie qu'il faut convertir pour alimenter l'équipement cible. C'est dans cette optique que s'ins-

crit cette thèse. Développer un convertisseur de puissance capable de fonctionner sur la majeure partie des satellites existants. Du satellite d'observation compact de faible altitude à ceux géostationnaires plus loin de la Terre et beaucoup plus massifs, ce développement permettra une diminution de la complexité des éléments constitutifs en proposant un produit performant et déjà qualifié pour les applications spatiales. Dans cette partie, nous allons nous intéresser rapidement aux principaux acteurs du domaine et aux prévisions de marché pour les prochaines années.

## Les principaux acteurs

Quand on veut parler des principaux acteurs du domaine spatial, il est nécessaire de différencier 4 catégories :

- Les agences spatiales sont des organismes nationaux ou supranationaux dédiés à la gestion de l'activité spatiale. Ils sont généralement en charge du développement des lanceurs, l'observation de la terre ou de l'espace, pour des laboratoires nationaux, des télécommunications nationales (militaires et recherches) et de la météorologie. Ils encadrent aussi le développement des technologies spatiales par les différentes sociétés nationales et gèrent les lancements et les vols habités. On en dénombre 6 principales qui sont par budgets décroissants : la NASA pour les États-Unis, la CNSA pour la Chine, l'ESA pour l'Europe, le CNES en France, ROSCOSMOS pour la Russie, et la JAXA pour le Japon.
- Les assembleurs constitués de sociétés de grandes tailles qui ont la capacité de mener la conception d'un satellite de A à Z. Ils possèdent suffisamment de ressources et d'expériences pour mener l'étude et la fabrication d'un satellite à partir d'une commande client. Pour y parvenir ils sont amenés à développer certaines fonctions techniques en interne car il est souvent difficile de réutiliser exactement les mêmes solutions techniques pour un problème différent. Pour gagner du temps, ou remplir des fonctions trop compliquées pour être réalisées en interne, les assembleurs peuvent faire appel à des équipementiers qui possèdent sur leur catalogue les fonctions souhaitées. En France, nous possédons deux des principaux acteurs mondiaux de cette catégorie, Airbus Defense And Space ADS et Thales Alenia Space TAS.
- Les équipementiers sont des sociétés qui fabriquent ou assemblent une pièce particulière nécessaire au fonctionnement d'un satellite. 3D PLUS fournit par exemple des composants à cette catégorie et propose un catalogue de mémoires à usage spatial. Il existe une multitude d'équipementiers qui combinent un besoin particulier comme des équipements optiques, calculateurs, propulseurs, etc.
- Les acteurs du "New-Space" peuvent faire partie de près ou de loin d'une des deux catégories précédentes et ont la particularité d'offrir un service à coût réduit remettant en question les principes de fonctionnements précédemment établis. Citons par exemple le très bruyant Space-X qui est la première compagnie privée à fabriquer des lanceurs habités accrédités par une grande agence spatiale (NASA). Les protagonistes de cette catégorie sacrifient certaines contraintes comme la durée de vie des missions ou les temps de développement au profit du coût de fabrication.

Bien entendu, tout ce petit monde est étroitement lié et il n'est pas rare que les domaines d'action se recoupent souvent. En France, la politique de développement dans le domaine est dictée par le CNES ou l'ESA. Ces deux entités proposent à travers des aides financières des axes de développement qui correspondent aux besoins du moment. Ces aides sont sous forme d'appel d'offre. Cette thèse s'inscrit dans un projet qui bénéficie de ce type d'aide de la part du CNES. Afin de contrôler la qualité des développements et ne pas risquer l'intégrité des missions, les agences spatiales mettent en place des protocoles de fabrication et de contrôle à travers une accréditation qu'elles peuvent délivrer aux acteurs du domaine. Être accréditée par une ou plusieurs agences signifie pour une compagnie pouvoir témoigner de la confiance qu'on lui accorde. Les sommes



mises en jeu étant souvent importantes, les risques doivent être minimisés et la confiance est synonyme de chiffre d'affaire.

## Le marché du spatial en 2019

Les données disponibles sur le domaine sont assez peu nombreuses et sont souvent intégrées dans les secteurs aéronautiques ou de défense. L'économie dans le spatial est un domaine méconnu pour plusieurs raisons. La première est que son poids reste faible dans le PIB. Même si les coûts d'un lancement sont importants, leur faible nombre diminue l'impact sur le plan global. La seconde raison est que ce secteur est peu médiatisé. La tendance à la diminution du budget des États pour les secteurs de la Défense pousse les acteurs du spatial à se réinventer sur le plan technologique d'une part avec l'adaptation de composants grand public pour des applications spécifiques (COTS) et d'autre part à s'associer pour continuer à prospérer avec l'augmentation de la complexité des systèmes. Cette diminution du budget est une aubaine pour plusieurs groupes privés. Les récents succès commerciaux de Space X et Blue Origin ont remis sur le devant de la scène des prouesses technologiques dans le domaine avec notamment les systèmes de récupération de lanceurs. La majeure partie des données disponibles sur le sujet concernent les satellites. Nous utiliserons donc cet exemple principalement pour illustrer notre propos. L'activité satellitaire peut être décomposée en trois domaines distincts, la conception des satellites, la conception des lanceurs et le lancement de satellites. Nous ne prendrons pas en compte ici les assurances qui ne constituent pas un domaine technique. Ces trois domaines peuvent encore être subdivisés en 3 grandes parties, le militaire et la défense, le scientifique et le commercial. Les deux premières parties n'étant pas ouvertes à la concurrence, on ne traitera ici que de la partie commerciale. Les principaux groupes du domaines (Airbus, Boeing, Eutelsat...) se partagent donc la partie commerciale. Il s'agit essentiellement de groupes Européens ou Américains en 2020.

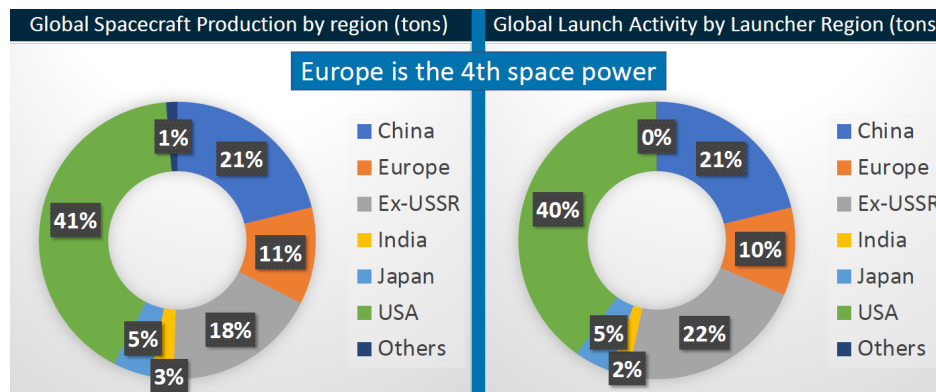


FIGURE 1.2 – Contribution des acteurs du spatial à la masse envoyée en 2019 et aux lancements d'après l'ASD (Aeronautics, Space, Defence and Security Industries in Europe)

Tandis que la masse lancée chaque année dans l'espace reste stable (370 tonnes en moyenne sur 10 ans), on assiste à une croissance constante du nombre de lancements. Les vols financés par des organismes privés (n'appartenant pas à des institutions étatiques) représentent 20% des lancements totaux mais ce chiffre tend à être modifié avec l'apparition de nouveaux acteurs sur le marché qui fonctionnent sur fonds privés. Si on considère uniquement l'argent dédié à la fabrication de satellites, l'Europe se retrouve à la 4<sup>ème</sup> position derrière les États-Unis la Chine et la Russie. Cette position peut être facilement expliquée par la demande annuelle de chaque pays. Ainsi, les trois plus gros acheteurs de satellites dans le monde sont aussi les 3 plus gros fournisseurs, et ces pays contribuent dans la plus grande partie à leurs besoins. Ainsi, la Chine et les États-Unis fabriquent exclusivement les satellites qu'ils lancent alors que la Russie a fait appel pour 8% de son

marché de 2019 à des contributeurs étrangers (principalement l'Europe).

Si on s'intéresse maintenant au budget consacré au spatial en Europe. En 2019, il représentait 9.3 milliard d'euros dont 1.5 milliard provenait du budget de l'ESA, et le reste des programmes nationaux (CNES en France). Les secteurs concernés par ce budget sont représentés sur la droite. On peut voir que la majorité du budget est administré par l'ESA même si elle n'en est pas la seule source. Les projets étant souvent longs et coûteux, les différents participants aux projets s'associent sous la responsabilité de l'ESA. Viennent ensuite les tutelles nationales civiles qui peuvent par exemple gérer des satellites météorologiques et de navigation (Galiléo) et les tutelles militaires (des satellites d'observation et de communication pour la majeure partie des cas).

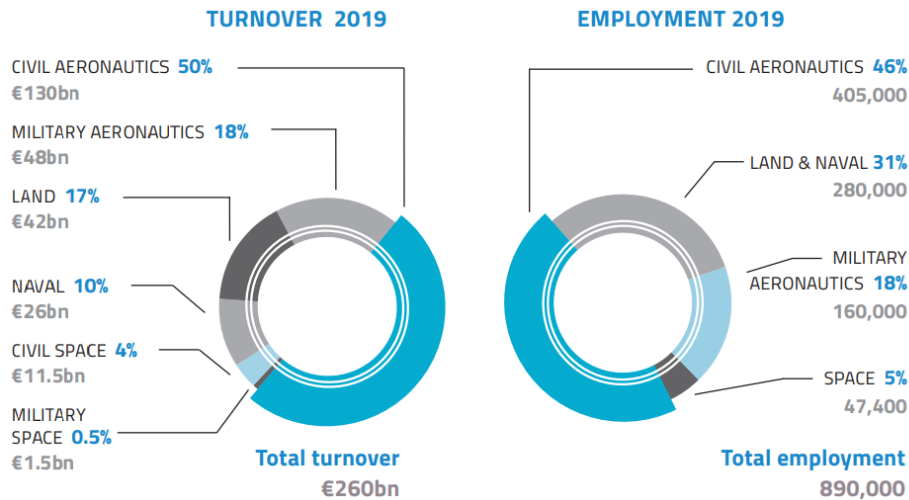


FIGURE 1.3 – Constitution du budget Européen pour le spatial, attribution selon le secteur selon l'ASD

L'industrie spatiale emploie en 2019, 48000 personnes à travers l'Europe et ce chiffre est en constante augmentation (44000 en 2017 selon ASD 2019). La France est le principal employeur avec près de la moitié des emplois Européen (18000 en 2019) et l'apparition de nouveaux segments porteurs comme les nanosat ou le newspace ne fait qu'accélérer le phénomène.

## Conclusion

Depuis le début de l'ère spatiale pendant la guerre froide, les lancements se sont multipliés en raison du développement de nouvelles technologies comme la géolocalisation par satellite, l'observation et les communications. Quelques pays dans le monde participent activement au développement du secteur. Dans chacun de ces pays, il est possible de diviser les acteurs du spatial en catégories correspondantes à leur rôle dans le domaine. L'Europe constitue la 4<sup>ème</sup> puissance spatiale. Elle contribue principalement à son propre développement mais participe aussi un peu aux développements Russes à hauteur de 8%. La majeure partie du budget est gérée par l'agence spatiale Européenne qui attribue les budgets en fonction des différents projets. Le secteur est en forte progression et emploie 48000 personnes en 2018.



# Chapitre 2

## Spécificités liées à l'application

### Sommaire

---

<b>2.1 Contraintes liées à l'environnement radiatif</b> . . . . .	<b>8</b>
2.1.1 Radiations et effets singuliers . . . . .	8
Influence des orbites sur les radiations . . . . .	9
Origine des rayons cosmiques . . . . .	10
Origine du rayonnement solaire . . . . .	11
Décomposition de l'activité solaire . . . . .	12
Origine des ceintures de radiation . . . . .	13
2.1.2 Conséquences sur les semi-conducteurs . . . . .	13
Effets sur les composants électroniques . . . . .	14
2.1.3 Utilisation des transistors GaN . . . . .	17
GaN dans l'environnement radiatif . . . . .	18
Performances électriques des GaN . . . . .	19
<b>2.2 Architecture de distribution satellite</b> . . . . .	<b>20</b>
2.2.1 Gestion thermique . . . . .	20
Gestion thermique de l'électronique embarquée . . . . .	23
2.2.2 Gestion de la puissance . . . . .	24
Panneaux solaires et batteries . . . . .	24
Barre primaire d'alimentation . . . . .	25
<b>2.3 Enjeux et spécifications</b> . . . . .	<b>27</b>
2.3.1 Enjeux . . . . .	27
2.3.2 Spécifications . . . . .	29
2.3.3 Performances de l'existant . . . . .	30
<b>2.4 Conclusion</b> . . . . .	<b>33</b>
<b>2.5 Références</b> . . . . .	<b>34</b>

---

À la fin c'est le transistor qui GaN

Patrick Dubus

Outre le fait de présenter un intérêt politique, la conquête spatiale a permis d'en apprendre beaucoup plus sur les contraintes que pouvaient représenter l'espace. Ces contraintes se manifestent bien sûr sur le corps humain de manière biologique comme la diminution de la masse musculaire en réaction à une pesanteur plus faible mais aussi sur les matériaux. Ainsi, la théorie des vents solaires a pu être validée grâce par exemple au projet soviétique Lunar en 1964. Mais cette exploration a aussi permis de mettre en évidence des effets que l'on soupçonnait plus faibles comme les radiations et les effets singuliers. Ces effets peuvent réduire fortement la durée de vie d'un système électronique et il est nécessaire d'envisager tous les scénarios avant une mission.

Comme mentionné dans le chapitre précédent, cette thèse s'inscrit dans une volonté de développer un convertisseur de puissance permettant de répondre à des problématiques précises. Ce convertisseur est destiné à un usage hors atmosphère, il devra donc présenter une tolérance aux contraintes que l'on peut rencontrer dans l'espace. De nombreuses contraintes physiques affectent les systèmes envoyés. Néanmoins, seulement celles présentant un intérêt pour notre développement seront présentées ici. C'est ce qui sera abordé dans la première partie de ce chapitre.

Dans un second temps, il sera rapidement mentionné les différentes structures de gestion de l'énergie et de la température à l'intérieur d'un satellite, structure mise en place afin de subvenir à l'alimentation de la charge utile embarquée d'une part et d'autre part permettre au satellite de garantir une température de fonctionnement correcte pendant toute la durée de la mission.

Enfin dans une dernière partie, les performances de l'existant seront présentées. Même si les domaines ne sont pas directement comparables, une analogie sera faite entre les convertisseurs spatiaux d'une part et ceux vendus pour l'industrie d'autre part.

## 2.1 Contraintes liées à l'environnement radiatif

L'environnement spatial est un environnement fortement contraint. Quand on parle des contraintes de l'environnement on compare ces contraintes avec celles que l'on connaît sur Terre. Il est alors nécessaire d'opérer à deux distinctions quant à l'environnement. La première c'est qu'il n'y a pas un seul environnement spatial mais une multitude. Par exemple, il peut être concevable que les températures rencontrées dans l'orbite terrestre soient sensiblement différentes de celles que l'on pourrait voir autour de Mercure ou de Pluton. Par abus de langage, on désignera dans cette thèse par environnement, celui de l'application c'est à dire, l'orbite de la Terre. Les vols extra-orbitaux représentent une très faible part du marché. La seconde est que, même en désignant uniquement l'orbite terrestre, il est nécessaire de faire le distinguo entre les différentes missions. Par exemple, une orbite géostationnaire ou simplement GEO, présente une altitude par rapport à la terre plus grande et donc un environnement radiatif plus contraint. L'application devra pouvoir s'adapter à toutes les missions. On désignera donc comme environnement spatial celui étant le plus contraint (GEO).

Dans cette partie, il sera abordé les différentes contraintes radiatives que l'on peut rencontrer dans notre application et rapidement les effets que celles-ci peuvent avoir sur les systèmes. Bien entendu, chacune de ces contraintes nécessiterait une thèse pour être examinée dans la mesure de leurs complexités. Aussi, nous n'aurons pas cet orgueil et nous contenterons d'une compréhension superficielle pour la justification de notre spécification.

### 2.1.1 Radiations et effets singuliers

Seul l'environnement radiatif spatial sera considéré dans ce chapitre à travers les travaux de [9] sur les composants issus de l'électronique de puissance et [7] sur les composants mémoire. Il est possible de classer l'origine des radiations suivant 3 catégories :

- Les rayons cosmiques sont isotropiques (de toutes directions) et sont très énergétiques. Ils sont très pénalisants pour les systèmes électroniques mais présentent peu de probabilité d'occurrence. Ils proviennent de l'extérieur de notre système solaire.
- Le rayonnement solaire, composé d'un flux de photons de faible énergie, le plasma et le flux magnétique que le soleil émet en permanence dans toutes les directions, comme un "vent" de particules toujours présent. Le vent est ponctué par les émissions sporadiques des tempêtes solaires. Les éruptions solaires et les éjections de masse coronale (EMC) génèrent des éclats de particules intenses et localisés d'une énergie beaucoup plus élevée que le vent solaire en régime permanent.

- Ceintures de radiation, accumulation de particules énergétiques détournées et piégées dans des régions de formes toroïdales autour des planètes en leurs champs magnétiques.

La fiabilité des composants microélectroniques dans l'espace est caractérisée par l'accumulation des effets d'ionisation et de déplacement de charge (DDD), ainsi qu'une probabilité élevée d'effets singuliers (ESE). L'exposition aux rayonnements de l'électronique embarquée peut être directement reliée à l'orbite suivie par la mission, la période de l'année pour les irrptions solaires (périodes de fortes activités) ainsi que la quantité de blindages mis en place. Le champ magnétique terrestre peut agir différemment sur la quantité de radiations perçues par le satellite en fonction de la zone survolée pendant la mission.

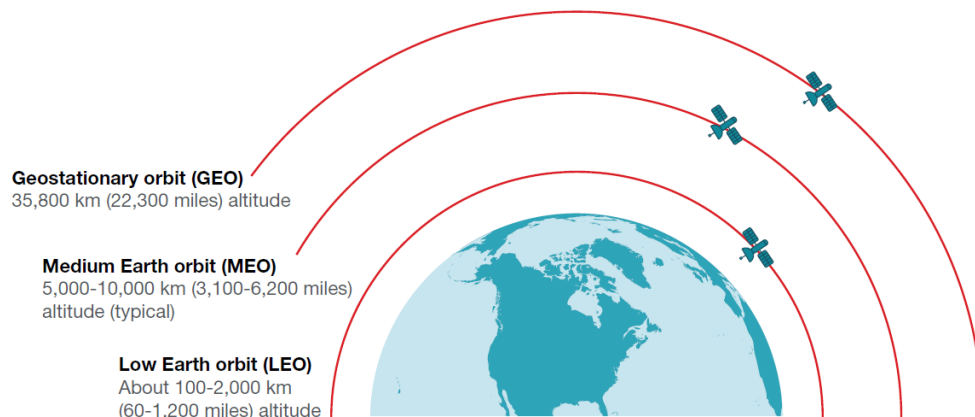


FIGURE 2.1 – 3 types d'orbites en fonction de leurs distances à la Terre [9]

La figure 2.1 montre la classification des différentes orbites. Selon leurs distances à la Terre, ces orbites offrent des propriétés différentes qui peuvent être exploitées suivant la mission :

- L'orbite terrestre basse (LEO), une orbite géocentrique avec une altitude allant de 0 à 2 000 km (1 240 miles). Afin de maintenir un satellite en orbite avec un minimum d'énergie, il est crucial d'éliminer la traînée atmosphérique, de sorte que les orbites terrestres pratiques commencent à environ 167 km (100 miles), et ont une période orbitale comprise entre une et deux heures. Les LEO sont des orbites à relativement basse altitude et donc les moins coûteuses en termes d'énergie dépensée pour atteindre l'orbite. Les signaux mettent moins de temps à effectuer l'aller retour et les images sont plus résolues. Ces deux avantages font que cette orbite est souvent employée pour de la télécommunication ou l'observation Terrestre.
- L'orbite terrestre moyenne (MEO) est définie entre la LEO et l'orbite géostationnaire (GEO) à 35 786 km (22 236 miles). MEO est généralement utilisé pour la navigation (GPS), la communication et la science. Les périodes orbitales des satellites MEO vont de 2h à 24h.
- L'orbite géosynchrone (GSO) et l'orbite géostationnaire (GEO) sont toutes les deux synchrones avec la rotation de la Terre. Alors que les orbites GSO restent précisément au niveau de l'équateur durant une rotation de la Terre, l'orbite GEO effectue un déplacement nord/sud. Tout vaisseau spatial en orbite avec une altitude au-dessus du GEO est considéré comme étant en orbite terrestre haute (HEO). Les HEO sont des orbites généralement réservées aux missions qui doivent s'éloigner de champs électromagnétiques importants présents sur les orbites basses, notamment lorsque le champ magnétique peut avoir une incidence sur les instruments (surveillance de l'espace profond par exemple).

### Influence des orbites sur les radiations

Les LEO, en particulier et les orbites équatoriales, où le champ magnétique terrestre est plus important, offrent une plus grande protection vis à vis des radiations. À des altitudes plus élevées,

des orbites telles que MEO ou GEO, et/ou des orbites fortement inclinées ou des orbites polaires, le blindage fourni par le champ magnétique terrestre est considérablement réduit, ce qui entraîne des flux de particules plus importants et une probabilité plus élevée des événements singuliers (SEE). Des flux plus élevés et des particules de plus haute énergie exposent les missions à forte inclinaison ou à orbite polaire, puisque le blindage magnétique de la Terre devient moins efficace à haute/basse altitude ou pour des latitudes éloignées de l'équateur. Pour les vols interplanétaires loin de la Terre, l'objet spatial est exposé à des flux élevés de particules énergétiques.

### Origine des rayons cosmiques

Avant de se concentrer sur l'environnement spatial local de notre système solaire, il est nécessaire de considérer l'environnement à une plus grande échelle. L'"espace" est souvent présenté comme une absence totale de matière (espace vide), mais en réalité, même les vastes espaces apparemment vides entre les étoiles sont remplis de matière et d'énergie. La matière qui occupe l'espace entre les étoiles, appelée le milieu interstellaire, se compose principalement d'hydrogène, avec une plus petite fraction d'hélium et des traces d'éléments plus lourds, plus un peu de poussière. Le milieu interstellaire n'est pas un vide parfait, mais a une faible densité de  $10^{-4}$  à  $10^6$  atomes/cm<sup>3</sup>. Pour comparaison, notre atmosphère a une densité de  $10^{19}$  atomes/cm<sup>3</sup>.

Le gaz interstellaire forme généralement de grands "nuages" d'atomes neutres ou de molécules. Près des étoiles ou d'autres corps énergétiques moins denses les nuages de gaz s'ionisent. Le gaz dans le milieu interstellaire est non pas statique mais en mouvement perpétuel, se comprimant ou se dissipant en réponse aux influences magnétiques, thermodynamiques, gravitationnels et radiatifs. Le gaz interstellaire est à la fois le substrat et la source des galaxies et des étoiles. Le milieu interplanétaire de notre système solaire commence là où le milieu interstellaire se termine 2.2.

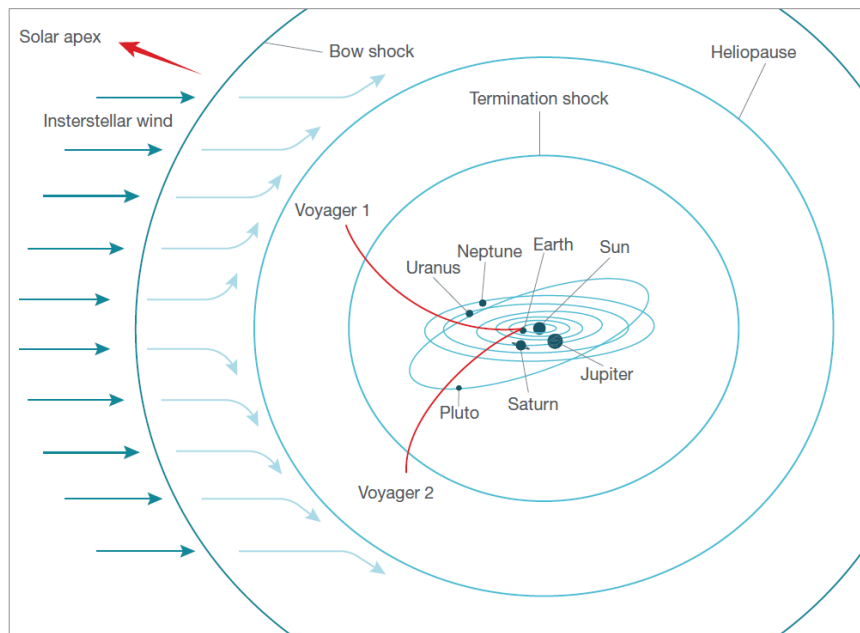


FIGURE 2.2 – Représentation des différentes zones d'influence du Soleil relativement au système solaire [9]

Le vent solaire, ou flux d'énergie constitué de particules émises en continu et se propageant radialement à partir du soleil, finit par ralentir à des vitesses subsoniques à une distance environ deux fois la distance de l'orbite de Pluton au Soleil. Cette région est appelée Termination Shock. Dans cette région, la densité du vent solaire est si faible qu'elle est entravée par la "force" du milieu interstellaire.

L'héliopause est l'étendue extérieure du champ magnétique solaire. Dans l'héliopause se trouve l'héliosphère, une bulle qui englobe le soleil et les planètes. L'héliosphère agit comme un bouclier électromagnétique géant, protégeant les planètes d'une partie du flux de rayons cosmiques (GCR) incidents. Les particules de rayons cosmiques avec moins de 50 MeV d'énergie cinétique, ne peuvent pas pénétrer dans l'héliosphère due à l'énergie du vent solaire dans ce volume. Ainsi, près de 75% des particules GCR entrantes sont arrêtées.

Les GCR constituent une partie importante de l'environnement du rayonnement spatial. Comme leur nom indique, les GCR proviennent de l'extérieur du système solaire et sont constitués d'électrons et d'ions de haute énergie. Les scientifiques pensent que les GCR s'accroissent en raison des ondes de choc créées par les explosions de supernovas se propageant dans le milieu interstellaire. La GCR est composée à 89% d'hydrogène (protons) et 9 % d'hélium ionisé (particules alpha). Les 2 % restants sont constitués d'ions et d'atomes plus lourds.

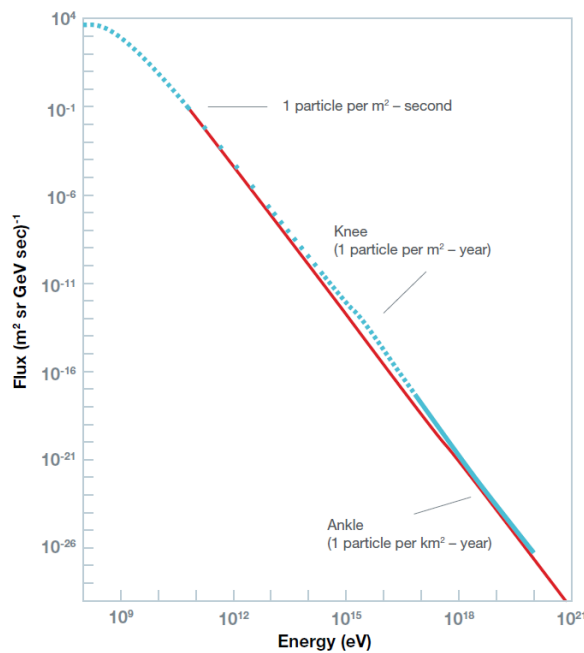


FIGURE 2.3 – Occurrence des particules en fonction de leur énergie [9]

La datation par radio-isotopes a permis de déterminer que la plupart des GCR voyagent dans notre galaxie depuis des dizaines de millions d'années. Le grand nombre d'étoiles alentour fait qu'il peut être considéré isotrope. Les GCR se déplacent à une vitesse proche de celle de la lumière, et la majorité des particules ont une énergie cinétique proche de 1 GeV. En dessous de 100 MeV, le flux est dévié par l'héliosphère. Au-dessus de 1 GeV, le flux de rayons cosmiques diminue de façon assez constante avec l'augmentation de l'énergie des particules : plus l'énergie de la particule est élevée, plus elle est rare 2.3. Les rayons cosmiques de plus haute énergie mesurés ont des énergies cinétiques au-delà de  $10^{20}$  eV!

### Origine du rayonnement solaire

La conversion continue de l'hydrogène en hélium par fusion nucléaire au cœur du soleil fait de cet astre la source de rayonnement la plus intense dans le système solaire avec plus de 60 MW/m<sup>2</sup>. Deux principales caractéristiques visibles du soleil sont en corrélation avec le rayonnement solaire : la photosphère et la couronne solaire. La photosphère est la couche visible du soleil qui émet des photons, avec une température estimée à près de 6 000 K. La couronne est la région périphérique du Soleil, constituée de plasma surchauffé ( 1 million de K) en ébullition entourant la photosphère.

La photosphère est un immense réseau de grains de relativement petite taille ( 1 000 km), semblables à des cellules, formés par des effets de convection localisées. La convection est provoquée par un plasma chauffé s'élevant de l'intérieur du noyau et s'étendant sur la surface du soleil. Lorsque le plasma arrive à la surface, il finit par retomber à l'intérieur, plus frais. Les tâches solaires, qui apparaissent comme des points sombres sur la photosphère, sont les régions où le champ magnétique est le plus important. Elles se forment généralement par paires qui constituent les deux pôles d'un aimant. L'activité des tâches solaires est transitoire, elle dure généralement de



quelques jours à quelques semaines. La fréquence d'apparition des tâches solaires est caractérisée pour un cycle de 11 ans constitué de 4 ans où on parle de "Soleil inactif" suivi de 7 ans de "Soleil actif" avec un nombre accru de tâches solaires. L'activité de ces tâches solaires peut être directement corrélée avec les orages magnétiques solaires responsables d'un fort niveau de radiations dans l'environnement du système solaire.

### Décomposition de l'activité solaire

Il est possible de décomposer l'activité solaire en 3 catégories : Le vent solaire, les éruptions solaires et les éjections de masse coronales (CME). La température à la surface du soleil étant trop élevée, le champ gravitationnel du soleil ne parvient pas à conserver les particules dans sa zone d'attraction. Ces particules appelées vent solaire sont émises dans toutes les directions avec une vitesse allant de 300 à 800 km/s. Ce vent solaire est composé de particules hautement chargées, de photons, d'électrons, de protons, d'atomes d'hélium et quelquefois d'ions plus lourds. Avec le champ magnétique terrestre, ces particules se retrouvent piégées et provoquent des tempêtes électroniques dans la magnétosphère. Comparées aux éruptions solaires, les particules émises sont bien moins énergétiques et sont souvent piégées par les champs magnétiques planétaires. Le vent solaire représente un danger moindre vis à vis des systèmes électroniques. Les CMEs et les éruptions solaires peuvent par contre avoir un impact très négatif sur les systèmes électroniques en accélérant les particules émises à une énergie beaucoup plus importante. Les tâches solaires se manifestent de façon sporadique par une émission importante de lumière. Ce phénomène est la conséquence d'une importante quantité d'énergie magnétique stockée qui est d'un coup relâchée. Il en résulte localement une violente éjection de plasma en fusion à des centaines de milliers de kilomètres de la surface du Soleil que l'on appelle éruption solaire. Des radiations sont alors émises dans un spectre allant de l'onde radio au rayon gamma. Comme il s'agit d'un phénomène magnétique, les particules chargées voient leurs énergies cinétiques nettement augmentées. Les CMEs sont souvent associées aux éruption et tâches solaires. Elles surviennent d'autant plus lors de Soleil actif. Par exemple, lors d'une période d'inactivité, les CMEs se produisent en moyenne une fois par semaine et peuvent aller jusqu'à 2 fois par jour lors de périodes de fortes activités.

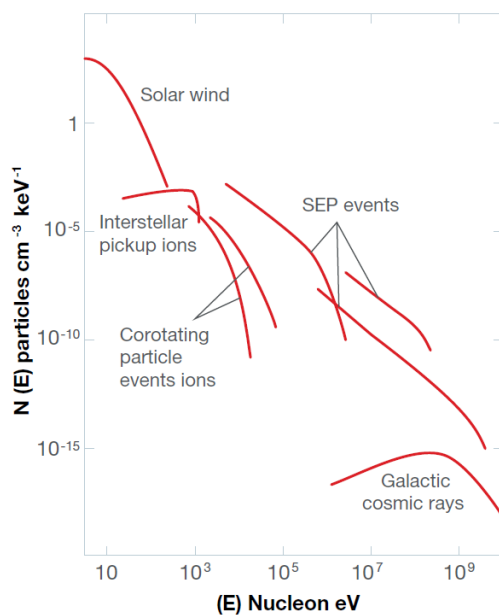


FIGURE 2.4 – Classification des énergies des différentes particules en fonction de leur probabilité d'apparition [9]

Durant les périodes d'activités exceptionnelles, des particules appelées Particules Solaires à forte Énergie (SEP) qui peuvent être des ions, des électrons, des protons ou des particules plus lourdes, sont émises. Leur énergie est alors considérablement augmentée et peut atteindre des valeurs allant de 1 MeV à 1 GeV. Il est donc possible de comparer les différentes particules qui ont été présentées avec leurs probabilités d'occurrence sur la Fig.2.4. Les éruptions solaires et les CME étant très directs, elles ne touchent qu'une faible partie de l'espace mais avec une probabilité d'occurrence forte (fort flux de particule). Ces phénomènes sont très dangereux pour les systèmes électroniques et l'équipage.

### Origine des ceintures de radiation

Les ceintures de radiations sont présentes sur toutes les planètes qui disposent d'un champ magnétique ou d'une masse assez importante pour dévier les particules avant qu'elles ne pénètrent dans son atmosphère. La ceinture de radiation est constituée de particules capturées issues des vents solaires ainsi que des GCR de faibles énergies. Des planètes comme Mercure, Vénus et Mars ne disposent que d'un faible champ magnétique. Celui-ci est insuffisant pour pouvoir observer des effets de ceintures de radiations. En revanche, la Terre, Saturne et Uranus emprisonnent plus ou moins de radiations dans leurs ceintures magnétiques. En comparaison, Jupiter possède un champ magnétique extrêmement puissant et crée une ceinture de radiation considérablement plus grosse que celle de la Terre.

Ces ceintures ont été découvertes par le Dr. James Van Allen et une équipe de scientifiques durant des expériences commencées en 1958 avec Explorer 1, le premier satellite artificiel américain. Ces ceintures ont une forme toroïdale et sont représentées sur la figure 2.5. Il peut être remarqué que l'amplitude de ces ceintures est plus importante lorsque le champ magnétique est plus fort, c'est à dire au niveau de l'équateur. A contrario, les pôles sont très peu protégés par les ceintures.

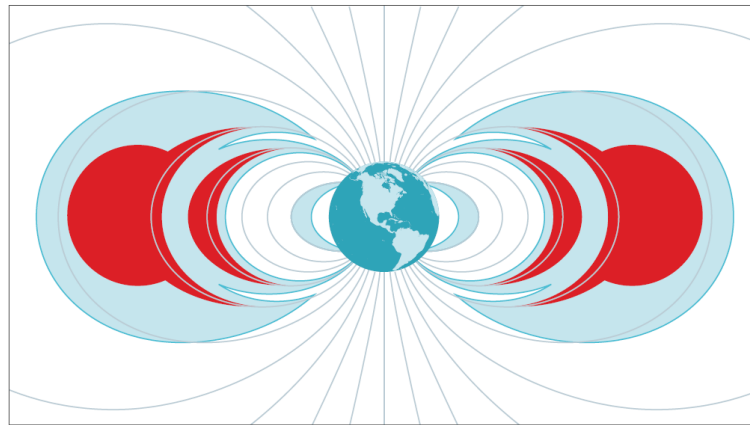


FIGURE 2.5 – Représentation d'artiste des ceintures de Van Allen [9]

On fait la distinction entre la ceinture proche et la ceinture extérieure. Les particules qui les composent et leurs densités sont différentes. Par rapport au niveau de l'équateur, la ceinture intérieure débute à une altitude de 1200 km et s'étend jusqu'à 60000 km. Elle contient principalement des électrons avec une énergie potentielle de 1 à 5 MeV et des protons avec une énergie de 10 MeV. La ceinture extérieure est composée quant à elle d'électrons de plus forte énergie entre 10 et 100 MeV. La densité de particules dans cette ceinture est directement reliée à l'activité solaire. En général, on évite de traverser les ceintures de Van Allen pour ne pas endommager les instruments de bord. Les orbites LEO ne sont pas concernées par les ceintures puisqu'elles se situent très en dessous. De plus les orbites LEO sont partiellement protégées des rayons cosmiques par les ceintures de Van Allen.

Les ceintures sont désaxées de 11 degrés vis à vis de l'axe de rotation de la Terre. Il en résulte qu'il existe une zone sur Terre moins protégée par les ceintures. Cette zone se situe en Amérique du Sud et est appelée l'Anomalie de l'Atlantique Sud (SAA). Cette anomalie se ressent d'autant plus en orbite et est par exemple à l'origine de la majorité des effets de Dose perçus par l'ISS.

#### 2.1.2 Conséquences sur les semi-conducteurs

Une radiation est un transport d'énergie d'un endroit à un autre. Les "transporteurs" peuvent être des électrons, des ions, des photons, des muons et des nucléons. Avec l'avènement de la mé-

canique quantique, en particulier du concept de l' "onde-corpuscule" chaque particule peut être vue à la fois comme un corps mais aussi comme une onde. La célèbre équation de Planck permettant de relier les deux théories à travers les énergies mises en jeux :

$$\lambda = \frac{h}{p} = \frac{h}{mv} = \frac{h}{2mE_k} \quad (2.1)$$

Où  $h$  représente la constante de Planck,  $p$  la quantité de mouvement de la particule,  $m$  sa masse,  $v$  sa vitesse et  $E_k$  son énergie cinétique. Lorsque l'énergie d'une particule augmente, sa vitesse et donc sa quantité de mouvement augmentent. Sa longueur d'onde  $\lambda$  diminue donc. Cette propriété est importante puisque la longueur d'onde d'une particule incidente définit avec quel type d'objet elle va pouvoir interagir. Cette propriété est simplement démontrable en optique avec les phénomènes de diffraction à travers le critère de Rayleigh. Quand un flux de particules incident rencontre de la matière, chaque particule peut réagir suivant les 3 possibilités :

- La particule traverse la matière sans interagir avec elle. Elle ressort de l'autre côté et la matière reste inchangée.
- La particule perd une partie de son énergie dans la matière. Sa direction à la sortie est modifiée et son énergie est diminuée
- Toute l'énergie de la particule est absorbée par la matière. La particule ne ressort pas.

Lorsqu'une particule ionisante traverse la matière, elle engendre un dépôt de charges qui peut entraîner un dysfonctionnement des composants. Les particules chargées mènent à une ionisation de la matière directe alors que les particules non chargées une ionisation indirecte. Quand les particules chargées traversent un matériau semi-conducteur, elles déposent des paires d'électrons-trous sur leur chemin en perdant de l'énergie. Les jonctions vont collecter ces paires d'électrons-trous et produire un courant directement proportionnel au nombre de charges déposées. C'est ce mécanisme qui définit la sensibilité d'un composant vis à vis d'un événement singulier. Ce phénomène concerne principalement l'interaction des protons et ions lourds avec la matière. Les neutrons quant à eux n'interagissent pas directement avec la matière. N'étant pas chargés, ils traversent les cortèges électroniques sans créer d'interactions. Cependant, lorsqu'ils rencontrent un noyau, ils créent une réaction nucléaire menant à la création de particules chargées. Celles-ci peuvent en revanche ioniser la matière. On parle d'ionisation indirecte.

La perte d'énergie engendrée par la rencontre avec la matière est appelée pouvoir d'arrêt électronique. Ce pouvoir d'arrêt est proportionnel au carré de la charge de l'ion incident ainsi que sa vitesse. Le chemin total parcouru dans la matière par la particule dépend de son énergie initiale et est appelé parcours de la particule. Le LET (Linear Energy Transfer) définit la quantité d'énergie transférée par une particule par unité de distance parcourue dans la matière. Le LET est généralement normalisé avec la densité du matériau traversé, il est donc exprimé en  $\text{MeV}\cdot\text{cm}^2/\text{mg}$ . La sensibilité d'un composant électronique est directement proportionnelle à sa section efficace exprimée en  $\text{cm}^2$  et notée  $\sigma$ . Cette grandeur peut être traduite comme étant la probabilité qu'une particule qui traverse une surface de  $1 \text{ cm}^2$  génère un événement. Généralement on définit cette grandeur comme étant le ratio entre le nombre d'événements rencontrés sur la densité de particules dans le flux électronique.

### Effets sur les composants électroniques

Les principaux effets induits par les particules radiatives dans les composants électroniques sont d'une part la dégradation des performances électriques sous l'effet d'une exposition prolongée aux particules ionisantes ( effet appelé TID pour Total Ionizing Dose ) et d'autre part l'effet de l'impact d'une particule fortement chargée appelée effet singulier (ou SEE pour Single Event Effects). Il existe aussi d'autres effets comme les effets de déplacement mais ils ne seront pas abordés ici car leurs impacts sur les composants sont négligeables comparés aux deux effets précédents.

**Les effets de dose ionisante** concernent des effets long termes dus à l'accumulation de charges dans les matériaux semi-conducteurs. Ces charges sont déposées par des particules radiatives qui lorsqu'elles pénètrent dans le matériau, génèrent des paires électron-trou. La dose radiative perçue par le matériau est définie par l'énergie déposée par unité de masse que l'on exprime en rad (1 rad = 1 J/ Kg). Une fois que la paire électron/trou a été générée elle se recombine directement, diminuant la quantité de porteurs libres et donc les performances du milieu. Dans l'oxyde de silicium ( $SiO_2$ ), les électrons ont une mobilité beaucoup plus grande que celle des trous. Lorsqu'un transistor canal N est passant, sa tension de grille est positive vis à vis du substrat. Les électrons sont alors évacués rapidement hors de la grille alors que les trous, beaucoup moins mobiles vont se loger à l'interface  $SiO_2/Si$  par petits sauts successifs. Ce phénomène est représenté Fig.2.6.

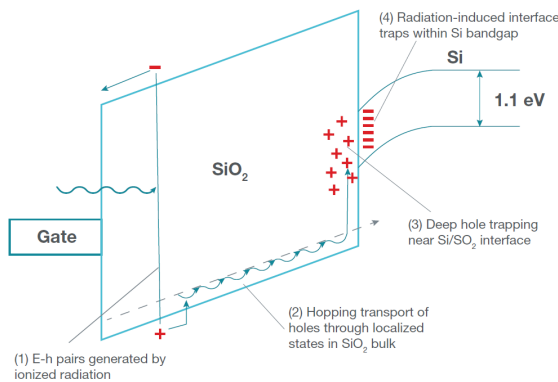


FIGURE 2.6 – Effet de dose ionisante sur un oxyde de grille (Canal N) [9]

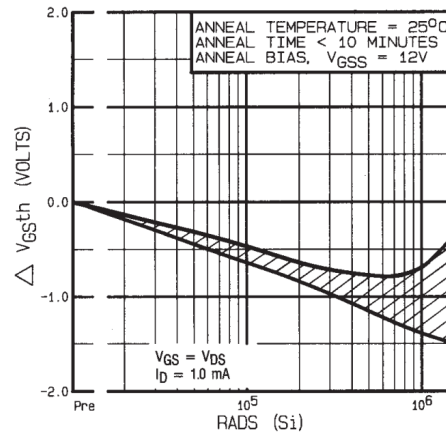


FIGURE 2.7 – Modification des tension de seuil  $V_{GS_{TH}}$  en fonction de l'exposition en Rads pour un transistor canal N Rad-Hard IRHF7130

Une partie de ces trous se fait alors piéger dans l'oxyde, provoquant une augmentation du nombre de charges positives présentes dans le silicium. Ce phénomène modifie les caractéristiques électriques du transistor notamment la tension de seuil  $V_{GS_{TH}}$ . Selon si il s'agit d'un canal P ou d'un canal N le déplacement de cette tension est différent. En parallèle, s'additionne à ce mécanisme une création d'états d'interface au niveau de la jonction Silice/Silicium. Si on prend le cas du PMOS, cette création aura tendance à accentuer la dérive due au piégeage des porteurs. Dans le cas du NMOS, les états d'interface auront tendance à compenser l'effet induit par les trous dans l'oxyde. L'effet d'accumulation des trous impacte surtout les composants ayant une épaisseur d'oxyde de grille importante. Des technologies sont plus sensibles que d'autres en fonction du type d'oxyde utilisé et de la géométrie du semi-conducteur (TrenchFET, CoolMOS, GaNFET, SiCFET...). La figure ci-dessous représente le sens de dérive de MOSFET canal P et N en fonction des deux effets présentés :

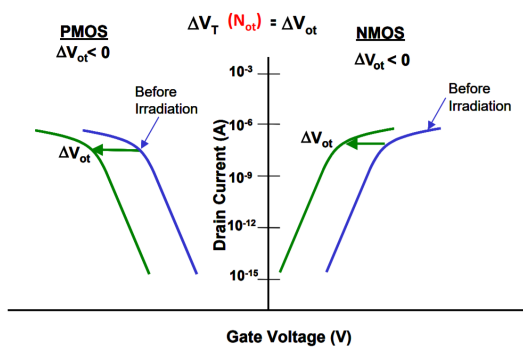


FIGURE 2.8 – Effet de piégeage de trous sur la tension de commande  $V_{GS_{TH}}$  [7]

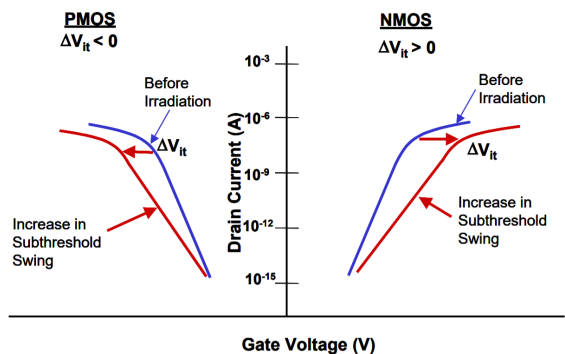


FIGURE 2.9 – Effet des états d'interface sur la tension de commande  $V_{GS_{TH}}$  [7]

**Les effets singuliers**, concernent les effets induits par une seule particule. On classe généralement ces effets suivants deux catégories, les événements singuliers destructifs et les effets singuliers non destructifs. Dans cette partie, il sera uniquement présenté les effets destructifs concernant les MOSFET : les SEB (Single Event Burnout) et les SEGR (Single Event Gate Rupture). D'un coté, un SEGR est un événement qui rend la grille du transistor incapable de réguler le courant qui circule de la source au drain et crée des dommages irréversibles sur l'oxyde de grille ( $SiO_2$  dans le cas d'un MOSFET  $S_i$ ). D'un autre coté, le SEB n'affecte pas la grille mais met directement en court circuit le drain et la source.

On définit un SEGR pour une certaine tension  $V_{GS}$  et on mesure l'augmentation de courant qui circule du drain à la source pendant ou après l'irradiation. On définit la tension  $V_{DS}$  à partir de laquelle il y a défaillance du transistor par la tension  $V_{GRTh}$  (Gate Rupture Threshold Voltage). Cette tension est dépendante de la géométrie du semi-conducteur et du faisceau d'ions lourds mais est indépendante de la température.

Les SEB sont définis pour des tensions  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$  fixes et on mesure l'augmentation du courant entre le drain et la source pendant ou après l'irradiation. On définit la tension  $V_{DS}$  à partir de laquelle il y a défaillance du transistor par la tension  $V_{Bc}$  (Burnout Critical Voltage). Les SEBs dépendent de la température (plus important quand T diminue) mais sont indépendants de l'angle d'incidence des particules.

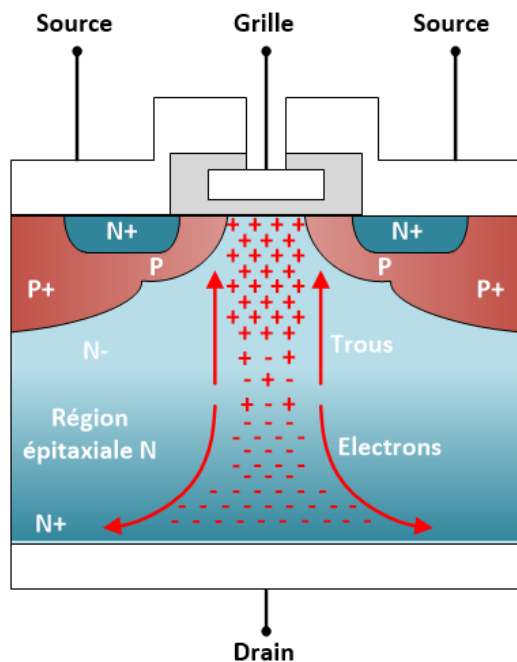


FIGURE 2.10 – L'accumulation de trous suite à un SEE peut causer la rupture de la grille (SEGR) sur un DMOSFET

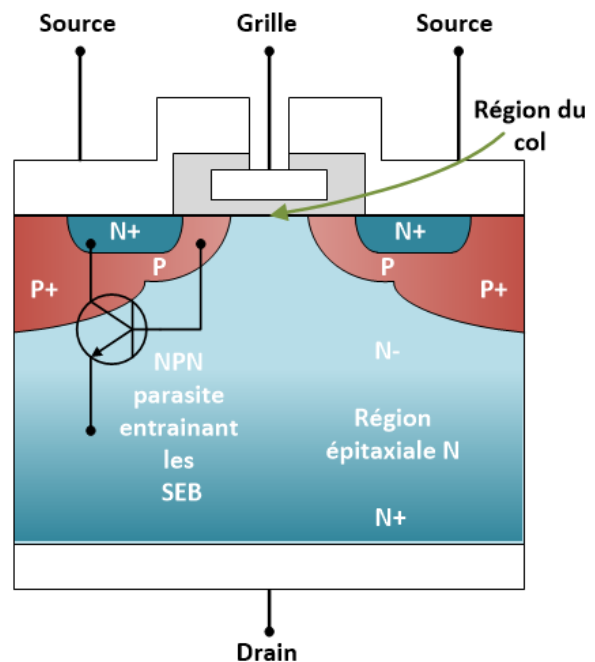


FIGURE 2.11 – Le transistor PNP parasite induit par la structure peut causer un effet Thyristor et entraîner un SEB sur un DMOSFET

Les figures 2.10 et 2.11 montrent les impacts des SEE sur un DMOSFET. Ce type de MOSFET est illustré ici car il est représentatif des transistors employés dans les applications spatiales (faible puissance, forte intégration). Cette catégorie de transistor est capable de commuter des courants et des tensions relativement importants depuis ses contacts de sources (en haut) vers les contacts de drain (en bas). Pour cela, une large zone de substrat/source  $N^+$  est utilisée (souvent plusieurs transistors en parallèle) pour conduire des courants importants alors que la tenue aux fortes tensions est assurée par la couche moins dopée  $N^-$  épitaxiale qui génère un champ diélectrique important sans rompre. Lorsque l'électrode de la grille est mise à la masse, les zones dopées  $N^-$  proches des zones P sont en accumulation de charges donc il n'y a pas de conduction de la source au drain et le transistor est OFF. Lorsqu'on applique une tension positive sur l'électrode de grille,

ces régions s'inversent, permettant au flux d'électrons provenant des deux sources P de circuler dans la région dopée  $N^-$  et mettre ON l'interrupteur. Lorsque la tension drain source est positive elle aussi, les électrons injectés dans la région du col (neck) sont transportés jusqu'au drain à travers la région de drift  $N^-/N^+$ . Cette région est optimisée d'une part pour permettre la tenue à la tension du transistor  $V_{DS_{MAX}}$  et d'autre part pour présenter une résistance à l'état passant  $R_{DS_{ON}}$  la plus faible possible.

**Un SEGR** se produit uniquement lorsque le transistor est à l'état OFF et qu'un ion lourd frappe la région du col du transistor. L'énergie déposée par cet ion crée une forte densité locale de paires électrons/trous dans l'oxyde de silicium et le silicium. Si une tension  $V_{DS}$  non nulle est appliquée, la région de drift sépare l'excès d'électrons et de trous présents dans le silicium. Les trous sont transportés vers le haut, jusqu'à la jonction  $S_i/S_iO_2$  où ils s'accumulent alors que les électrons se déplacent vers le drain comme illustré Fig.2.10. Les électrons peuvent s'écouler à travers le drain et sont évacués du semi-conducteur alors que les trous sont bloqués par l'oxyde et s'accumulent à l'interface. Ils augmentent le champ électrique présent sur l'oxyde de grille. Une forte présence de trous d'un côté de l'oxyde isolant entraîne une forte présence d'électrons de l'autre côté. Les trous peuvent aussi diffuser à travers les régions P et se dissiper progressivement. Cependant, comme le mécanisme d'accumulation des charges sur l'oxyde de grille a une dynamique plus grande que le mécanisme de dissipation, une tension importante peut se développer sur la grille pendant une courte période. Si l'amplitude de la surtension est supérieure à la tension de rupture de la grille c'est le SEGR qui se produit et entraîne une mise en court-circuit du DMOSFET. Des études ont démontré que l'augmentation de la température entraîne une augmentation du champ électrique dans l'oxyde et donc favorise les SEGR.

**Un SEB** est initié lorsqu'un ion lourd vient frapper la région P en dessous de la région dopée  $N^+$ . A ce moment, le transistor parasite PNP est mis ON. Si le LET de la particule incidente est suffisamment élevé, les charges induites par l'impact de la particule peuvent induire une chute de tension. Cette chute de tension vient polariser la jonction base émetteur du PNP formé par la source  $N^+$ , la base P et la région de drift N (Fig2.11). Une fois polarisé, ce transistor accroît fortement la circulation du courant dans la région de drift N. Si l'impact a lieu alors qu'un courant suffisamment important circule déjà, le phénomène peut entraîner une fusion localisée du transistor PNP et donc une fusion du canal de conduction du DMOSFET. Ce phénomène est favorisé lorsque le SEE a lieu proche de la région du col sur l'une des deux sources. Le SEB dépend beaucoup de la tension appliquée entre le drain et la source, parce qu'en dessous d'une certaine tension, il ne peut pas se produire d'effet d'avalanche et donc pas de destruction du canal. Si c'est le cas, on parle d'effet transitoire qui peut durer quelques nanosecondes avant que le NPN se remette naturellement OFF. Les effets de l'environnement radiatif sur une structure de transistor classique DMOSFET ayant été rapidement présentés, nous allons maintenant nous intéresser à l'impact de l'environnement sur un transistor de type GaN.

### 2.1.3 Utilisation des transistors GaN

Pour effectuer une comparaison des transistors vis à vis de leur structure semi-conductrice, on se basera sur des transistors issus du commerce COTS (Commercial off-the-shelf) en opposition aux composants fabriqués spécialement pour l'utilisation spatiale (Radiation Hardened). Les transistors GaNs que nous allons présenter font partie des HEMT pour High Electron Mobility Transistor. Cette technologie assez récente tire partie des hétérostructures formées par des matériaux semi-conducteurs grand gap ( $AlGaN/GaN$ ). Utilisant le principe d'effet de champ dans une hétérojonction, le composant HEMT doit ses performances électriques prometteuses à son principe de fonctionnement. Un gaz d'électron 2D (2DEG) est confiné dans un puits de potentiel formé à la jonction entre deux matériaux semi-conducteurs dont un ( $AlGaN$ ) à large bande ( $E_g = 6.2eV$ ) et l'autre ( $GaN$ ) à bande plus étroite ( $E_g = 3.4eV$ ).

Dans une jonction  $AlGaN/GaN$ , les différences de valeurs de bandes interdites conduisent à la déformation des bandes de conduction et de valence de l'hétérostructure. Ceci entraîne un décalage de bande à l'interface entre les deux matériaux et la création d'un puits de potentiel appelé puits quantique. Le 2DEG qui s'y trouve est produit par la différence des donneurs à la surface de l' $AlGaN$ . Grâce à des effets spontanés et piézoélectriques à la surface de l' $AlGaN$  produits par le champ électrique des électrons des donneurs parviennent à la bande de conduction. Si l'épaisseur de l' $AlGaN$  est suffisante, un potentiel est créé du côté  $GaN$  de l'interface.

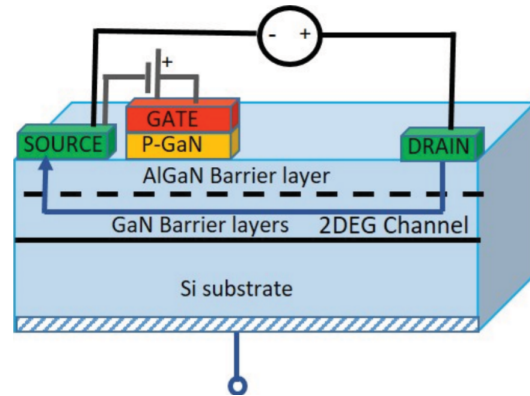


FIGURE 2.12 – Structure d'une hétérojonction  $AlGaN/GaN$ . Le gaz électronique 2D est représenté en pointillés

L'équilibre électrostatique est atteint lorsque la proportion de donneurs à la surface de la couche  $AlGaN$  et la quantité d'électrons dans la couche en contact  $GaN$  s'équilibrent avec la polarisation appliquée à la couche  $AlGaN$  à travers  $V_{GS}$ . Comme la déplétion est formée dans la couche  $GaN$  qui n'est pas dopée, donc sans impuretés, la mobilité des électrons est accrue donc les performances sont meilleures. Le composant décrit sur la figure 2.12 est ON à l'état bas, il s'agit d'un composant dit à déplétion. Des techniques comme le dopage à la fluorine ou l'utilisation d'une fine couche d' $AlGaN$  permettent de rendre ce composant OFF à l'état bas. L'utilisation de semi-conducteurs grand gap comme le  $GaN$  permet de travailler à plus forte tension que les composants  $Si$  compte tenu de la valeur de leur gap. La forte mobilité électronique permet d'augmenter les fréquences de fonctionnement et de réduire la valeur du  $R_{DS(ON)}$ .

Par ses qualités, l'utilisation des composants  $GaN$  qui était réservée à l'électronique haute fréquence (HF, radio..) s'étend peu à peu à la conversion de puissance et ouvre de nouvelles possibilités dans les développements de ce domaine. Par rapport à l'environnement et aux effets étudiés précédemment, il s'avère que les composants grands gaps offrent une robustesse que n'avaient pas les composants  $Si$ . C'est ce que nous allons voir dans la partie suivante.

### GaN dans l'environnement radiatif

Les semi-conducteurs à large bande interdite tels que le nitrure de gallium ( $GaN$ ), le carbure de silicium ( $SiC$ ) et le diamant sont apparus comme les matériaux les plus prometteurs pour les futurs composants électroniques depuis la découverte du silicium. Ils offrent d'énormes avantages en termes de capacité de puissance (DC et micro-ondes), d'insensibilité aux radiations, de fonctionnement à haute température et haute fréquence, de propriétés optiques et même de faible bruit. Les composants à large bande sont donc stratégiquement importants pour le développement de la prochaine génération de systèmes spatiaux [10]. Comme il a été présenté, les effets de dose ou TID, impactent la couche semi-conductrice d'un transistor  $S_1$  en opérant un dépôt de charges. Ce dépôt de charges crée une variation des paramètres électriques du transistor. Sur un transistor  $GaN$ , le substrat n'étant pas dopé et ayant une plus grande énergie de gap, il est plus difficile de créer des défauts (paires électrons trous) à énergie d'irradiation donnée. Des études montrent que le rayonnement gamma a un effet très faible sur les  $GaN$  [3], [6]. Lorsque l'on parle de dose ionisante sur ce type de transistor, on fait référence aux effets de déplacement de charges qui sont occasionnés par l'incidence d'une particule.

D'autre part, les transistors  $GaN$  sont plus résistants aux SEE. En effet, sa structure semi-conductrice (2.12) ne présente pas de structure parasite NPN comme dans la Fig.2.11 [2]. Cette ca-

ractéristique le rend résistant aux SEB tel qu'ils pourraient se produire dans un transistor DMOSFET. De plus, l'épaisseur du canal  $GaN$  étant importante comparée à un DMOSFET, les charges collectées durant un SEE peuvent être correctement dissipées, évitant des effets d'accumulation. Comme il n'y a pas d'oxyde utilisé pour isoler la grille, les SEGR n'existent pas pour ce type de transistor en tous cas pas de la même façon que sur un DMOSFET. Cependant, les différentes couches présentes entre l'électrode de grille et le substrat peuvent être physiquement modifiées par les radiations et conduire à un effet similaire. Contrairement aux structures DMOSFET, l'absence d'oxyde de grille sur les  $GaN$  diminue le champ électrique à l'interface de la grille et donc la tenue en tension de la grille. Cette caractéristique peut être préjudiciable lors de SEE puisque si l'impact a lieu au mauvais endroit (proche de la grille), le SEE peut mener à un SEGR.

Les principes de fonctionnement ainsi que les performances vis à vis de l'environnement spatial ayant été exposés, il va maintenant être abordé les performances des transistors  $GaN$  sur le plan électrique. Dans la partie suivante, nous comparerons les composants  $GaN$  des composants  $S_i$  du point de vue de leurs performances électriques.

### Performances électriques des GaN

Depuis quelques dizaines d'années, les transistors MOSFET  $S_i$  sont devenus une référence pour les applications basse puissance. Le développement de l'électronique grand public a suscité un engouement pour ce type de technologie qui a permis notamment une miniaturisation des convertisseurs de puissance et de meilleures performances. Aujourd'hui, les MOSFET  $S_i$  ont atteint une maturité technologique mais les besoins toujours croissants dans les technologies électroniques font apparaître les limites de cette technologie. Depuis 2004 avec la commercialisation des premiers transistors  $GaN$  dans les domaines de la conversion d'énergie, il semble logique que les  $GaN$  vont succéder aux MOSFET  $S_i$ . Ainsi, de génération en génération, les  $GaN$  présentent de meilleures performances et tendent aujourd'hui à surpasser les technologies  $S_i$ .

Plusieurs paramètres entrent en ligne de compte lorsque l'on souhaite comparer les composants entre eux. Pour simplifier les choses et regrouper les critères importants pour le choix des transistors au sein d'une même étude, on utilise les figures de mérite (Figure Of Merits ou FOMs). Hormis la tenue à l'environnement spatial qui est un critère de choix indéniable dans notre cas mais qui reste quand même être un cas d'utilisation très particulier, on s'appuie sur les performances statiques et dynamiques du transistor pour effectuer la comparaison. Les performances statiques, sont jugées à partir des performances physiques à l'état passant ou bloquant. Il s'agit dans le cas général d'utiliser la résistance à l'état passant  $R_{DS_{ON}}$  et/ou la tenue en tension  $V_{DS_{MAX}}$ . Pour ce qui est des performances dynamiques, on utilise certaines capacités parasites du transistor. La quantité de charge de grille notée  $Q_g$  définit la quantité de charge à apporter au transistor sur sa grille pour permettre la mise en conduction du canal Drain/Source. La quantité de charge de sortie ou  $Q_{OSS}$  est une capacité équivalente qui regroupe les capacités Drain/Grille, Grille/Source et Drain/Source. Elle définit la propension du transistor à commuter rapidement si on se place dans le cas de commutation dure et reste un élément de contraintes dans le cas de commutations douces. L'équation 2.2 donne la définition de la figure de mérite d'un transistor en fonction des trois éléments décrits :

$$FOM = (Q_g + Q_{OSS}) * R_{DS_{ON}} \quad (2.2)$$

Il existe deux grandes familles de transistors  $GaN$  :

- Les transistors à déplétion qui sont normalement fermés. Si une tension  $V_{GS}$  négative est appliquée le transistor est mis OFF.
- Les transistors à enrichissement sont normalement ouverts. Si une tension  $V_{GS}$  positive est appliquée le transistor est mis ON.

Pour des questions logiques nous ne comparerons ici que des transistors à enrichissement qui assurent une plus grande sécurité du système en cas de défaillance de la commande. Certains paramètres ne seront pas pris en compte pour la comparaison comme le prix de revient des transistors



qui est sensiblement identique d'une technologie à l'autre, ou la taille des boîtiers. Pour ce dernier, un gros boîtier est préjudiciable au niveau de l'occupation de l'espace sur la carte mais permet une meilleure dissipation thermique. Nous ne prendrons donc pas en compte ce paramètre. Sur la figure 2.13 ont été classés les composants issus des dernières générations de transistors de puissances suivant le critère décrit :

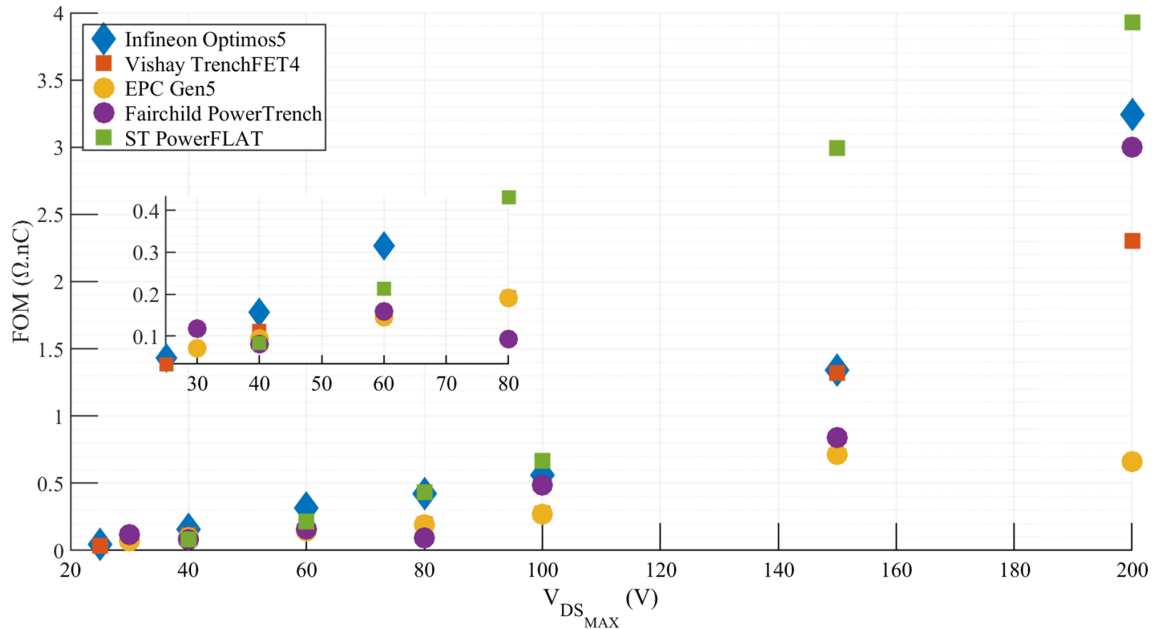


FIGURE 2.13 – Figures de mérites de différents transistors  $S_i/GaN$

Les principaux fabricants de transistors faible tension sont comparés. Les seuls transistors  $GaN$  à apparaître dans cette comparaison sont les transistors de chez EPC qui est le seul fabricant à proposer des transistors basse tension ( $< 100V$ ) dans cette technologie. On remarque que d'après le critère choisi pour comparer, la technologie grand gap  $GaN$  se démarque vraiment des composants silicium surtout à plus haute tension ( $\geq 100V$ ). Sur toute la gamme étudiée, ils se placent parmi les meilleurs pour chaque niveau de tension.

Certes, les transistors  $GaN$  ne disposent pas de la même maturité technologique que les MOSFET et souffrent encore de certains défauts comme la tenue de la grille en tension ou l'impact de la vitesse de commutation sur les éléments parasites des boîtiers ou de la carte (sur-oscillations importantes). Leur difficulté de mise en œuvre est largement compensée dans notre cas par leur exceptionnelle tenue à l'environnement applicatif. Nous choisirons donc tout au long de cette étude d'utiliser les transistors  $GaN$  de chez EPC pour la mise en œuvre de notre convertisseur.

## 2.2 Architecture de distribution satellite

### 2.2.1 Gestion thermique

Les satellites sont plus performants et durent plus longtemps lorsque leurs composants restent dans certaines limites de température, qui se situent généralement, mais pas toujours, proches de leurs température d'assemblage (par brasage). La gestion thermique des satellites traite de la théorie et de la pratique par laquelle ces températures sont gérées, et les facteurs d'influence qu'il faut étudier dans le cadre des contraintes du satellite en tant que système dans son ensemble. Ce processus implique des méthodes uniques d'analyse et de test et nécessite souvent l'utilisation d'un matériel spécialisé (machine à vide thermique). Ainsi, le problème de la gestion thermique

doit commencer par la définition des températures rencontrées par le satellite durant les différentes étapes de sa vie. La conception thermique doit alors être telle que les valeurs spécifiées, en particulier celles en orbite, ne soient pas dépassées. Pour s'assurer que le satellite fonctionnera correctement sur le long terme, il est nécessaire de s'assurer que chaque partie qui le constitue prise séparément respecte les contraintes thermiques et de rendement durant toute la durée de la mission. Cette partie s'appuie sur le livre de M.R.Patel [5] sur la gestion thermique au sein d'un satellite.

Quelles sont les limites de température qui garantissent le bon fonctionnement du satellite? Quelles sont les températures rencontrées en orbite? Il n'est pas toujours possible de répondre à ces deux questions, cependant il est souvent possible de donner un intervalle de confiance en se basant sur une mission précédente. Sur des missions aussi différentes que les missions scientifiques/militaires/commerciales il existe des niveaux différents de risque acceptable pour la mission et donc des limites de températures plus ou moins grandes. Dans le tableau 2.14 est donnée une liste non exhaustive de limites de températures suivant les différents organes conventionnels d'un satellite. Les températures sont données pour l'ensemble de la mission et il peut être permis de légers écarts durant la mise en position ou le lancement. Ces différentes limites sont sans cesse modifiées. Même si l'électronique tend à devenir plus robuste, il s'avère que la stabilisation de la température autour d'un point précis de fonctionnement permet d'accroître la durée de vie des systèmes embarqués. Les systèmes de gestion thermiques tendent donc à se complexifier.

Il est possible de constater dans le tableau 2.14 que les batteries sont l'organe le plus contraignant à réguler thermiquement. Cette contrainte peut être expliquée par les technologies employées pour remplir la fonction stockage. Alors que jusque dans les années 2000, les batteries utilisées étaient au plomb, l'avènement des batteries au lithium a permis une forte diminution du poids. L'utilisation de ce type de technologie s'accompagne de fortes contraintes thermiques en fonctionnement. Certains instruments à bord comme les horloges atomiques ou des instruments scientifiques requièrent une température de fonctionnement très précise pour pouvoir fonctionner.

Organes	T°C	Commentaires
Batterie	0 à 25	+/- 5°C entre les différents éléments
PCU (Power Condition Unit)	-5 à 55	Convertisseur principal du satellite
Roue d'inertie	0 à 45	Limitation due à la dilatation thermique des roulements
Instruments optiques	-30 à 45	Plus restreint si instruments infrarouges
Panneaux solaires	-150 à 100	Peut être étendue selon mission
Antennes	-80 à 65	Les dilatations thermiques modifient les propriétés
Structures mécaniques	-100 à 100	Limitée par la fatigue
Carburant (Hydrazine)	5 à 45	Risque de surpression si augmentation de la température
Électronique embarquée	0 à 55	Limites standards en mission

FIGURE 2.14 – Limites thermiques indicatives suivant la mission

Afin de réaliser la fonction régulation de la température, différents systèmes peuvent être mis en œuvre. On les classe en deux catégories, les systèmes actifs et les systèmes passifs. Le rôle de ces systèmes est double. D'une part protéger les équipements de la surchauffe en isolant par exemple le satellite des flux de chaleur incidents (Flux infrarouges provenant du Soleil, flux albedos ren-

voyés par la Terre..) et dissiper correctement les échauffements locaux dus au fonctionnement interne (chaleur émise par l'électronique). D'autre part protéger les équipements des températures trop froides par l'isolation mais aussi par l'utilisation de caloducs afin de transporter les calories issues de points chauds.

Parmi les systèmes passifs PTCS (Passive Thermal Control System), on retrouve tous les isolants allant du MLI (Multi-Layer Insulation), les différentes peintures permettant plus ou moins l'absorption par rayonnement, des miroirs pour s'isoler des rayonnements, et les radio-isotopes qui permettent de disposer d'une source de chaleur continue lorsque l'objet n'a pas accès à la lumière du soleil (mission lointaine par exemple).

Parmi les systèmes actifs ATCS (Active Thermal Control System), on retrouve les réchauffeurs thermostatiques, constitués de résistances qui permettent aux équipements de ne pas passer en dessous de leurs limites de fonctionnement, les transferts de chaleur par fluide caloporteurs simple ou double phases qui permettent de réguler précisément la température des systèmes et les refroidisseurs basés sur l'effet Peltier.

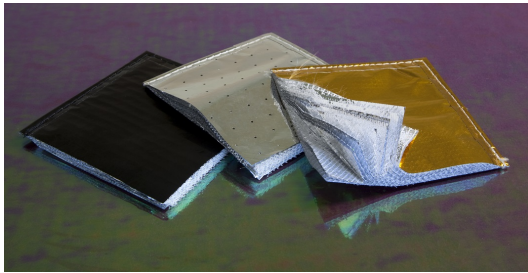


FIGURE 2.15 – Exemple de matériaux multicouches utilisés pour l'isolation thermique extérieure

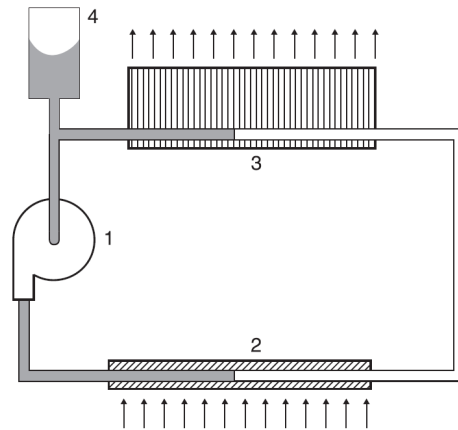


FIGURE 2.16 – Schéma de principe d'une régulation thermique avec un fluide double phases. 1 : Pompe, 2 : Évaporateur, 3 : Condensateur, 4 : Accumulateur [5]

Généralement, le satellite est exposé à un flux thermique extérieur sur la même face pendant la durée totale de la mission. Il s'agit alors de faire en sorte d'isoler les équipements pour qu'ils restent dans leurs plages d'utilisation recommandées Fig.2.15 et de maintenir leurs températures à l'aide de systèmes actifs Fig.2.16. De tels systèmes, de type pompe à chaleur, sont embarqués sur des satellites qui ne peuvent pas maintenir leur température par une autre méthode. En effet, l'ajout de pièces mécaniques comme des pompes ou des vannes augmente le poids embarqué et diminue la fiabilité de l'équipement. Lorsqu'un satellite est en mission, il dispose d'un point chaud (face subissant le flux thermique) et d'un point froid (espace infini). Le système thermique en Fig.2.16 s'appuie sur ces deux références pour maintenir la température à une valeur acceptable. Pour cela, le fluide qui circule dans le circuit thermique est pompé jusqu'à l'évaporateur où il se change en vapeur humide. Il est ensuite acheminé dans le condensateur/radiateur où il repasse en phase liquide. Ces deux transformations sont respectivement caloriphage et calorigène ce qui permet de réduire ou d'augmenter la température localement.

Pour ce qui est de l'isolant multicouche ou MLI, le principe s'appuie sur la superposition de différents matériaux conducteurs et isolants. Le but est de limiter au maximum les échanges thermiques par conduction entre les différentes couches. Ainsi, seulement les radiations permettent une transmission de chaleur de couches en couches ce qui ralentit la propagation de la chaleur dans le matériau. Puisque le satellite n'est soumis qu'à une faible quantité de particules durant

son vol, la grande majorité de sa dissipation thermique se fait par rayonnement. Le principe de transfert de chaleur par rayonnement répond à la loi Stefan-Boltzmann donnée ci-dessous :

$$\Phi = \sigma T^4 \quad (2.3)$$

Où  $\Phi$  représente le flux en  $W.m^{-2}$  émis par un corps noir,  $\sigma$  la constante de Stephan-Boltzmann et  $T$  la température en Kelvin. Dans notre cas, le satellite tire parti de la grande surface qu'il utilise pour ces panneaux solaires. Celle ci lui permet d'absorber de l'énergie thermique (puisque cette face est toujours ensoleillée) et d'en restituer dans le vide spatial (de l'autre coté des panneaux). Ainsi, le système peut être maintenu dans les limites souhaitées.

### Gestion thermique de l'électronique embarquée

Une des interfaces thermiques les plus cruciales dans un satellite est celle avec les équipements électroniques. Les différentes cartes électroniques sont montées sur une plate-forme de montage. Cette plate-forme permet la dissipation de la puissance générée par l'électronique uniquement par conduction. Elle est traversée par des caloducs précédemment décrits qui permettent l'évacuation des calories. Toutes les cartes sur lesquelles sont montés les composants sont fabriquées dans ce sens. Les cartes sont montées sur une carte mère, elle même montée sur un rack. Le rack joue le rôle de radiateur et de support mécanique pour cette dernière. Ainsi, la puissance drainée par la carte mère est directement liée à la résistance thermique du lien qui la relie aux cartes filles. C'est cette résistance thermique qui définit le maximum de puissance dissipable par chacune des cartes. Pour limiter l'élévation de température locale, les pertes sont contraintes sur chacune des cartes filles ainsi que sur la carte mère. On parle alors de densité de perte tolérable et non plus de rendement lorsqu'on adresse un composant sensé dissiper de la chaleur.

Les différents racks sont monitorés en température par le système de contrôle précédemment décrit. L'électronique embarquée est dimensionnée pour ne pas dépasser une certaine température durant toute sa durée de vie. En se basant sur la loi d'Arrhenius, il est possible de prédire l'accélération du vieillissement d'un composant en fonction de sa température d'utilisation. Cette loi peut s'écrire :

$$K_j = K_{i0} e^{-\frac{E_j}{RT}} \quad (2.4)$$

Les différents coefficients de ce modèle empirique sont obtenus par l'expérimentation en testant le vieillissement d'un échantillon de référence soumis à des flux thermiques d'intensités différentes.  $E_j$  représente ici l'énergie d'activation du matériaux,  $R$  la constante universelle des gaz parfaits et  $T$  la température. Ce modèle permet de prédire les effets d'une température sur le vieillissement prématuré mais peut au contraire être employé pour faire vieillir un composant plus rapidement afin de connaître son comportement en fin de vie.

Des marges sont souvent prises sur la plage d'utilisation d'un composant. Par exemple, un composant vendu pour une application spatiale devra être capable de travailler à une température allant de  $-40^\circ\text{C}$  à  $110^\circ\text{C}$ . Il sera testé par son fabricant de  $-55^\circ\text{C}$  à  $120^\circ\text{C}$  pour s'assurer des effets aux extrêmes et ne sera employé en mission que de  $-20^\circ\text{C}$  à  $80^\circ\text{C}$ . Pour un convertisseur de puissance, une contrainte supplémentaire doit être envisagée. En plus de respecter la plage de température interne, ce type de composant devra aussi respecter une élévation interne limite. Selon les différentes parties qui le constituent, ces limites sont décrites dans des normes dictées par les différentes agences. Par exemple, une élévation interne de température de  $40^\circ\text{C}$  sera tolérée sur les enroulements d'un transformateur d'après l'ESA alors que la NASA tolérera  $45^\circ\text{C}$ . Tous les choix techniques devant bien sûr être validés par les différentes agences. Toutes les règles prises en compte pour garantir la robustesse d'un composant sont appelées derating. Suivant les différents types de composants et les technologies employées des règles différentes s'appliquent. Les

plages de fonctionnement les plus extrêmes d'un composant sont sujettes à une étude de pire cas ou WCA pour Worst Case Analysis.

### 2.2.2 Gestion de la puissance

Alors que les premiers satellites ne nécessitaient qu'un besoin en puissance limité (quelques watts), les satellites contemporains comme ceux de télécommunication consomment plusieurs kilowatts. Certains satellites de défense embarqueraient même jusqu'à une centaine de kilowatts. Le rayonnement solaire est la seule source d'énergie aujourd'hui exploitable dans l'espace. Tous les satellites qui n'embarquent pas de quoi exploiter cette source d'énergie doivent donc embarquer leur propre source pour la durée de la mission comme des batteries, des piles à combustible, des micro réacteurs nucléaires ou chimiques. Comme la gestion thermique, la distribution de l'énergie électrique à bord d'un satellite est très hiérarchisée. Selon la mission envisagée, cette architecture peut plus ou moins varier mais la structure principale reste toujours identique (Fig.2.17).

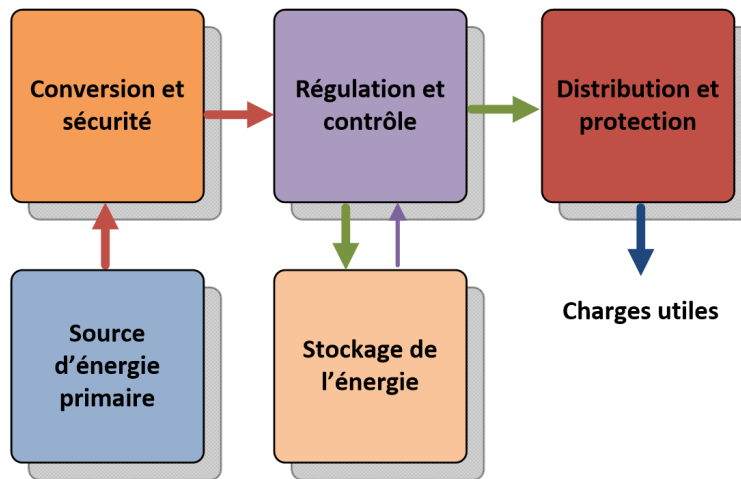


FIGURE 2.17 – Organisation de la distribution de puissance à bord

La conversion d'énergie peut être par exemple un alternateur pour une pile nucléaire mais aussi photovoltaïque quand on utilise le rayonnement solaire. L'optimisation de la structure de puissance d'un satellite vise à envisager les meilleurs compromis en terme de source d'énergie, de conversion et de stockage. Les principaux enjeux de cette optimisation sont toujours de réduire la masse et d'augmenter la fiabilité du système final.

#### Panneaux solaires et batteries

L'une des avancées les plus significatives dans l'industrie spatiale a probablement été le développement de la cellule photovoltaïque (PV) utilisée pour convertir la lumière du soleil en électricité pour les satellites en orbite autour de la Terre. Aujourd'hui, c'est la conversion d'énergie la plus utilisée dans l'industrie qui a permis de nourrir la révolution de l'information en utilisant des satellites de communication de plus en plus puissants. Les besoins en énergie vont d'une dizaine de watts à plusieurs kilowatts sur une durée de vie allant de quelques mois à 15 ou 20 ans. Les satellites nécessitant une alimentation continue, même pendant une éclipse, emploient un dispositif de batteries qui assurent la continuité de l'alimentation. La batterie est chargée pendant l'exposition au soleil et déchargée pour alimenter l'équipement pendant une éclipse. Le couple PV/batteries étant largement celui le plus employé, nous nous limiterons à son étude ici.

Tous les composants autres que le panneau solaire sont situés à l'intérieur du corps du satellite. Le corps du satellite est généralement maintenu dans une orientation presque constante par rapport à la Terre, tandis que les panneaux visent vers le soleil. Le satellite dispose de deux degrés

de liberté avec les angles  $\alpha$  et  $\beta$ . Le premier compense la rotation de l'objet autour de la Terre et effectue donc une rotation de  $360^\circ$  une fois par orbite. Le second permet la compensation de l'angle avec le soleil en fonction de la saison. Ces deux paramètres peuvent aussi être modifiés pour éviter l'ombre sur les panneaux (due au corps du satellite). Tous les satellites ne possèdent pas ces deux degrés de pilotage de panneaux, en revanche, ceux qui en sont équipés possèdent aussi des propulseurs pour le maintien à poste. La variation théorique de  $\beta$  en fonction de l'année, pour la station internationale (ISS) par exemple est représentée sur la Fig.2.18.

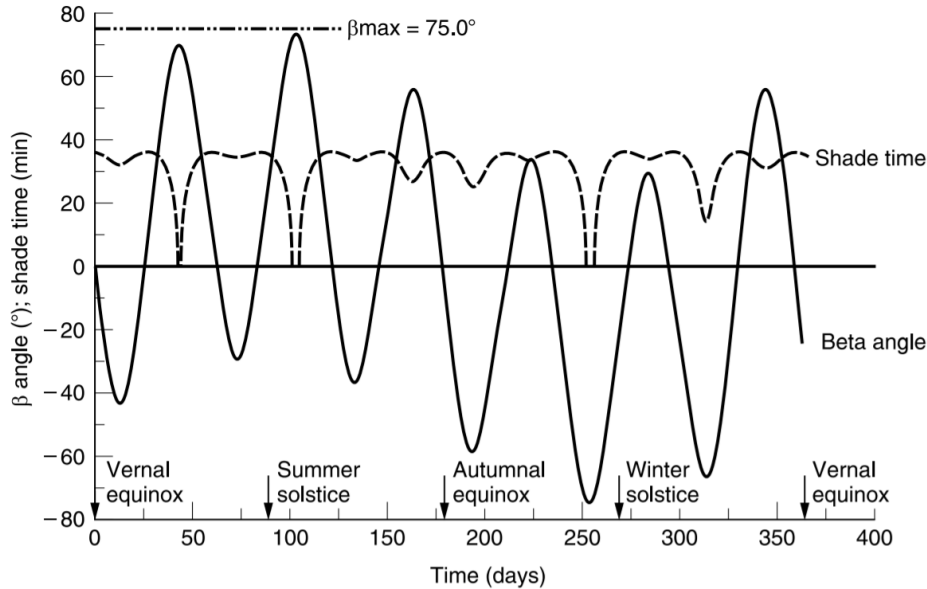


FIGURE 2.18 – Variation du contrôle des panneaux sur l'ISS en fonction de l'année [5]

Pour l'ISS, qui a une orbite inclinée de  $51,6^\circ$  la puissance disponible suivant la saison varie. Mais il existe des orbites qui profitent du rayonnement toute l'année sans zones d'ombre. On parle alors d'orbite heliosynchrone. La capacité des batteries embarquées est choisie pour subvenir aux besoins de l'équipement pendant la durée des éclipses. La taille des panneaux quant à elle est choisie suivant l'orbite. Plus l'environnement radiatif est austère, plus la capacité des panneaux diminue et l'enjeu est de choisir la surface qui subviendra aux besoins pour la durée de la mission.

### Barre primaire d'alimentation

Une fois l'énergie solaire convertie, une structure de conversion d'énergie permet de réguler la tension de la barre (aussi appelée tension de bus) proche de sa valeur nominale. Cette valeur nominale varie d'un satellite à l'autre. Les premiers engins spatiaux utilisaient des tensions de bus autour de 28V avec une puissance consommée de quelques centaines de Watt. L'augmentation des puissances requises et donc des courants à tension fixe, a mené à une augmentation des pertes dans les harnais ( $P_{Cu} = I^2R$ ). Les bus de tensions aujourd'hui sont normalisés et s'étendent sur la plage 20V, 50V, 70V, 100V, 120V. Il existe aussi un bus normalisé à 160V mais son utilisation est évitée autant que possible en raison des plasmas qui peuvent être créés surtout à orbite terrestre basse en raison du niveau de tension. Différents schémas de régulation sont alors à envisager. Les schémas adoptés par la régulation sont :

- **Le mode shunt** est employé lorsque les batteries sont complètement chargées et la production électrique des panneaux excède l'énergie consommée par l'équipement.
- **Le mode charge** qui va permettre d'aller emmagasiner de l'énergie dans les batteries. Le convertisseur primaire ou PPU (Primary Power Unit) agit alors comme une source de courant pour les batteries. La tension de bus est fixée par la tension batterie.

- **Le mode décharge** se produit lors d'une éclipse par exemple. Les panneaux solaires ne permettant plus de fournir l'énergie au système, l'énergie est prélevée depuis les batteries.

Un régulateur mesure en permanence la valeur de la tension du bus en fonction d'une tension de référence. La valeur de l'écart par rapport à cette dernière permet de choisir dans quel mode le contrôleur va agir. Un exemple est donné dans la Fig.2.19 où les différents modes de contrôles sont représentés sur une barre primaire ayant une tension de bus de 120V.

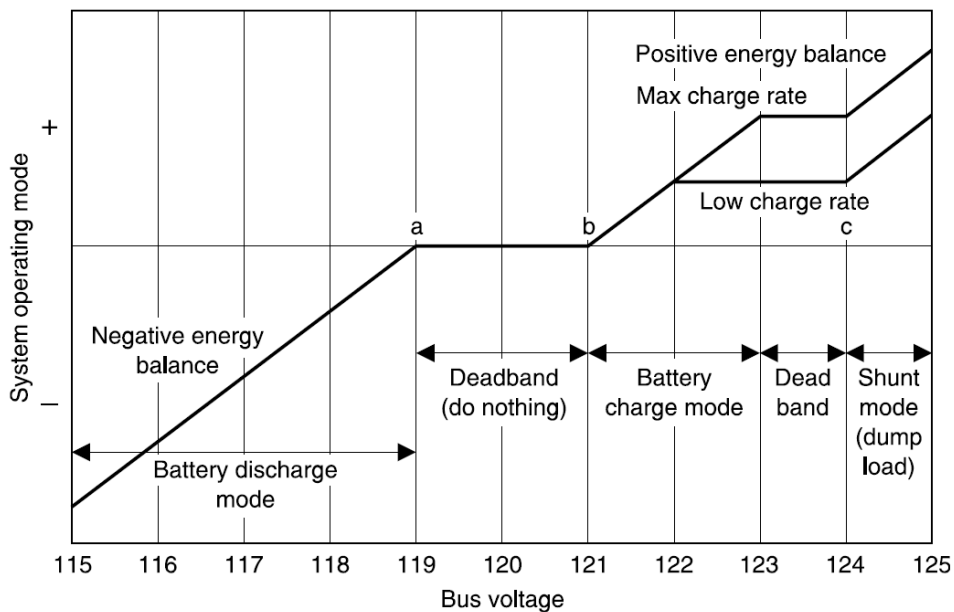


FIGURE 2.19 – Représentation des modes du contrôleur en fonction de l'écart à la tension nominale [5]

On remarque la mise en place de zones d'inactivité sur la cartographie de régulation. Ces zones permettent d'ajouter un effet hystérétique au contrôle et de garantir sa bonne stabilité (pas de commutations intempestives entre deux modes). En pratique, le bus primaire d'alimentation s'effondre quand la batterie se décharge durant une éclipse et remonte lorsque la batterie se recharge avec le rayonnement solaire. Par exemple, un bus de tension de 28V varie typiquement entre 22V et 35V pendant une période orbitale. En prenant en compte les différents vieillissements (batterie, panneaux solaires, électronique..) le ratio minimum/maximum durant toute la durée de la mission peut même approcher 1,5. On parle alors de bus primaire d'alimentation régulé en fonction du soleil ou SRB (Sun Regulated Bus). Ce mode de régulation s'applique surtout aux plus petites puissances embarquées.

Pour des puissances embarquées plus importantes (cf orbite GEO), ou qui nécessitent des tensions d'alimentation beaucoup plus précises comme l'usage des tubes à ondes progressives (TWTA Travelling Tube Amplifiers) l'emploi d'un bus complètement régulé est nécessaire (FRB pour Fully Regulated Bus). Les FRB sont plus complexes à mettre en œuvre mais présentent de nombreux avantages dont celui de pouvoir dimensionner toute l'électronique de bord à des tensions précises et non plus pour une plage de tension. Les satellites embarquant ce mode de régulation étant plus gros et plus puissants, des tensions de bus plus élevées sont en général employées afin de limiter les pertes joules dans les harnais d'alimentation. En résumé, pour des faibles puissances, la régulation est faite de manière simple en utilisant des capacités batteries et des surfaces de panneaux en rapport avec l'orbite de la mission. On obtient alors une tension de bus primaire fortement variable et corrélée avec le vieillissement de l'équipement. Pour des fortes puissances, il est préférable d'utiliser des tensions de bus plus élevées pour diminuer le poids des harnais d'alimentation. Les tensions sont alors plus précisément régulées. On obtient alors une tension de bus qui peut

varier de 18V à 120V si l'on souhaite couvrir toute la gamme standardisée.

## 2.3 Enjeux et spécifications

Tous les équipements embarqués sur un satellite correspondent à un besoin. Ce besoin peut être lié à la sécurité ou à une fonction liée à la mission. Dans le cas des systèmes électriques, tous les équipements nécessitent une source d'énergie. Lorsque cette source est photovoltaïque, il est possible de borner les plages de variations de l'alimentation fournie. Selon les satellites, cette plage varie beaucoup et il n'existe pas encore de convertisseur qui soit capable d'adresser tous les niveaux de tension de bus existants.

### 2.3.1 Enjeux

L'avènement des microprocesseurs et des FPGA (Field Programmable Gates Arrays) a vu l'augmentation exponentielle du nombre de transistors embarqués et donc de la puissance de calcul. Avec cette augmentation, et notamment l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, on a assisté aussi à la diminution des tensions d'alimentation des cœurs de calcul. La loi de Moore émise en 1983 par Gordon Earle Moore (un des fondateurs d'Intel) dit que le nombre de transistors dans les microprocesseurs double tous les 18 mois. Jusqu'à aujourd'hui cette loi empirique continue à illustrer l'évolution des processeurs et les gaps technologiques continuent à être franchis Fig.2.20. Aujourd'hui, la barre fatidique de la gravure en 3nm signe la fin de cette loi puisque l'on atteint une taille minimum pour un transistor. Au-delà de cette finesse de gravure limite, les gates sont formées par moins d'une dizaine d'atomes de silicium et les effets quantiques deviennent prépondérant devant les effets électriques souhaités.

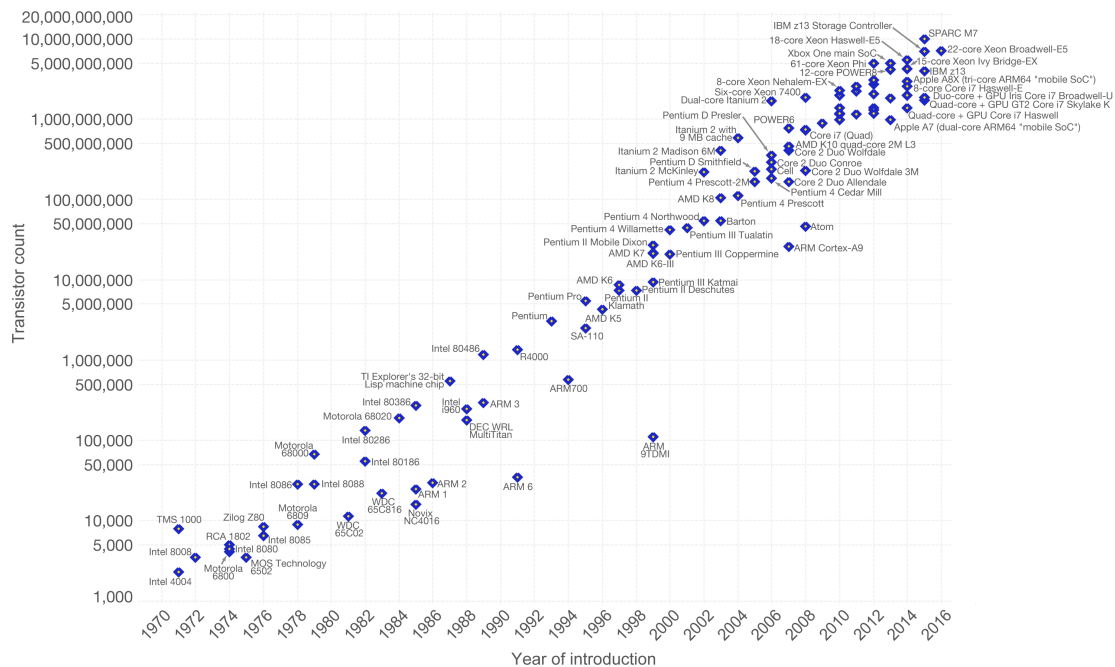


FIGURE 2.20 – Évolution du nombre maximal de transistor par puce de 1970 à 2016 (OurWorldinData.org)

Cette vertigineuse augmentation des puissances de calcul s'est accompagnée de différents problèmes à résoudre comme la thermique avec la croissance des densités de puissance et l'alimentation en énergie des cœurs. Ce dernier problème a vu l'apparition de multiples solutions dans un premier temps implémentées dans de l'informatique grand public avant de s'étendre à d'autres domaines. Si on s'intéresse aux pertes dans un processeur constitué de transistors en



technologie CMOS, on peut écrire l'équation suivante :

$$P_d = V_{dd} * I_{fuite} + \alpha * \sum C_i V_{dd}^2 F \quad (2.5)$$

Où  $P_d$  représente la puissance dissipée,  $V_{dd}$  la tension d'alimentation,  $I_{fuite}$  le courant de fuite drain/source,  $\alpha$  le nombre de transistors,  $C_i$  leurs capacités de sortie (appelée  $C_{OSS}$  dans la partie suivante) et  $F$  la fréquence de fonctionnement du processeur. L'augmentation de  $\alpha$  ainsi que  $F$  mène à l'augmentation des performances mais aussi à des pertes. Pour palier à ce problème et rester en dessous de la limite thermique représentée par la température de jonction des transistors, la tension d'alimentation des processeurs a diminuée parallèlement à l'augmentation de la puissance embarquée (Fig.2.21 et 2.22).

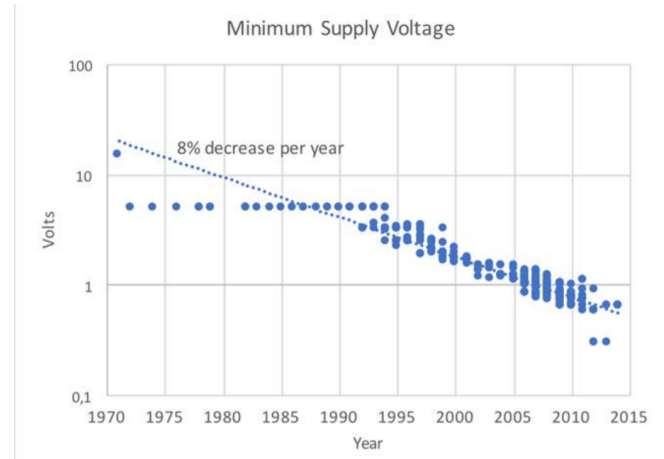
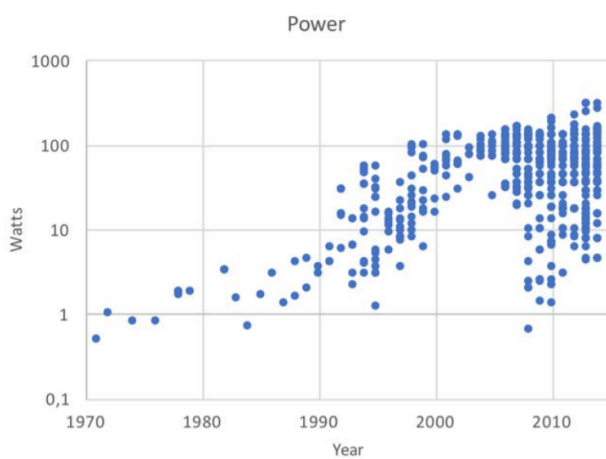


FIGURE 2.21 – Évolution des consommations processeurs (OurWorldinData.org)

FIGURE 2.22 – Évolution des tensions d'alimentation (OurWorldinData.org)

Cette diminution de la tension d'alimentation et l'augmentation de la puissance a inévitablement mené à une augmentation des courants. Un fort courant de sortie signifie plus de pertes (donc de problèmes thermiques) et plus de difficultés pour la régulation autour d'une tension de sortie plus faible (1% de 1V vs 1% de 5V).

Même si l'évolution n'a pas exactement suivi la même dynamique dans le domaine du spatial, en partie à cause de l'environnement radiatif déjà décrit, on ressent aujourd'hui une tendance à l'augmentation générale des performances embarquées requises pour la réalisation de missions de plus en plus ambitieuses.

Cette tendance conduit aux mêmes problématiques que dans les domaines grand public à la différence que les problèmes thermiques sont plus difficiles à résoudre et que la liste des composants pour y parvenir est limitée.



FIGURE 2.23 – FPGA RTG4 de chez Microchip (Anciennement Microsemi)

Les tensions en sortie de convertisseur tendent à diminuer tandis que les courants ont fortement augmenté. Ainsi sur les derniers FPGA spatialisables (RTG4 Microsemi/Microchip), les tensions d'alimentations requises vont de 1.2V à 3.3V et les courants d'alimentation peuvent monter à 40A. C'est dans cette optique que les spécifications pour notre développement ont été fixées.

### 2.3.2 Spécifications

Il est possible d'adopter plusieurs méthodes pour la distribution de l'énergie à partir de la barre primaire d'alimentation comme illustré sur les figures Fig.2.24 et Fig.2.25.

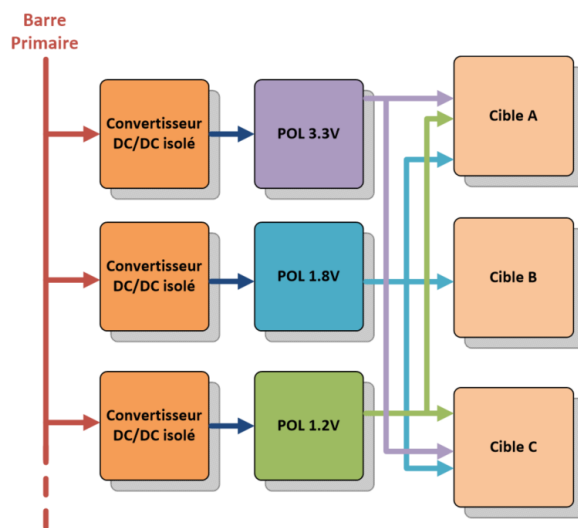


FIGURE 2.24 – Architecture conventionnelle non distribuée

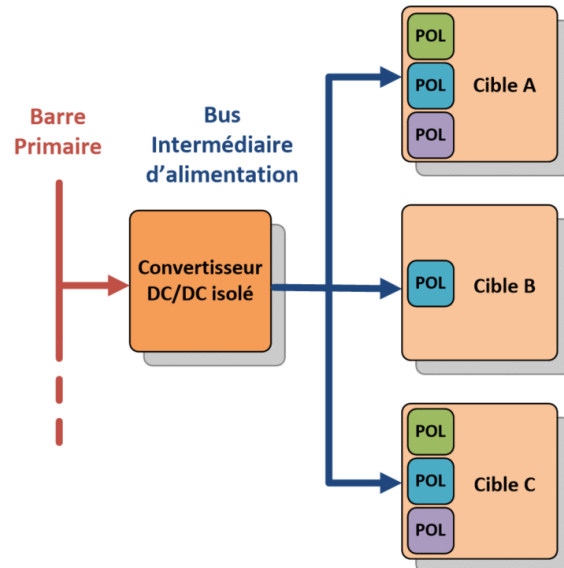


FIGURE 2.25 – Architecture distribuée

Les précédentes générations de composants électroniques nécessitaient des tensions d'alimentation plus élevées. Les architectures non distribuées consistaient à créer toutes les tensions requises par les cibles et à les acheminer à l'intérieur du satellite. Ce type de topologie d'alimentation posait plusieurs problèmes comme le poids des harnais et le nombre de convertisseurs primaires élevé. L'augmentation des courants requis par les cibles à travers des tensions d'alimentation plus basse a nécessité une révision de ce format de distribution. C'est ainsi que l'architecture distribuée est née. La tension du bus primaire est abaissée et isolée à travers un convertisseur primaire ou front-end. Il en résulte une tension intermédiaire qui est utilisée pour alimenter les différentes cibles. À l'intérieur de chacune des cibles se trouve une succession de POL (Point Of Load) qui permet de fournir une tension d'alimentation plus basse sous de forts courants de sortie au plus près de la charge.

Ce type de conversion offre l'avantage de diminuer les pertes liées au transport, de diminuer le poids total embarqué et de faciliter la régulation de la tension au plus proche de la cible. En contrepartie, le convertisseur primaire doit être capable de fournir une plus grosse puissance et devient plus contraint vis à vis des pannes (moins de redondance d'alimentation). C'est de cette dernière architecture que cette thèse tire profit pour le développement d'un convertisseur front-end. Afin de limiter les coûts de développement liés à l'entrée dans le marché des convertisseurs isolés et d'adresser un maximum de missions, 3D PLUS a choisi de développer un convertisseur capable d'adresser toutes les plages de tensions d'entrées existantes 18 – 120V (Cf. Gestion de puissance) sous une basse tension de sortie de 3,3V – 5V. Pour palier les problèmes liés à l'environnement spatial et proposer des performances les plus élevées possible, l'emploi de transistors grand gap de type GaN est préféré. Enfin le choix des composants employés devra être fait en considérant l'application. La problématique de cette thèse s'intitule donc :

"Convertisseur DC/DC isolé à grande plage de tension d'entrée, fonctionnant avec des transistors GaN en commutation douce pour une application spatiale"

La commutation douce des transistors et l'isolation galvanique n'ont pas encore été abordées, mais elles le seront dans les prochaines parties. Pour donner plus de sens à cette problématique, les spécifications complètes du convertisseur sont indiquées dans le tableau ci-dessous en prenant en compte les normes ESA en vigueur.

Attribut	Commentaire	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Tension d'entrée	Fonctionnement nominal	$V_{IN}$	18	70	110	V
Tension de sortie	$T_{AMB} = 25^{\circ}C$	$V_{OUT}$	3.28	3.3	3.32	V
Courant de sortie	$V_{OUT} = 3.3V, T_{AMB} = 25^{\circ}C$	$I_{OUT}$	0	-	15.15	A
Volume envisagé	Fixé par l'ESA	$Vol$	-	-	35	$cm^3$
Rendement	Cellule de puissance, $I_{OUT} \geq 2A$	$\eta$	88	91	94	%

FIGURE 2.26 – Cahier des charges électrique du convertisseur

Vis à vis de ce cahier des charges plusieurs commentaires peuvent être faits. Le premier concerne la plage de tension d'entrée. Le ratio tension minimale/tension maximale avoisine un rapport 6. Le bus de tension intermédiaire dans une architecture distribuée varie généralement entre 3.3V et 12V. Pour poser une contrainte supplémentaire vis à vis de la réalisation, il a été choisi d'adresser ici la valeur de tension de sortie la plus basse possible. La raison est double, permettre aux POL de fonctionner de façon optimale en diminuant le ratio de conversion nécessaire pour parvenir aux tensions de sortie cibles ( $V_{cible} \leq 3.3V$ ) et adresser une difficulté qui sera récurrente dans le futur avec les tendances d'alimentation décrites précédemment.

Au niveau de la puissance de sortie envisagée, la majeure partie des cibles adressées seront numériques et de plus en plus puissantes. Il est donc prévu de pouvoir fournir jusqu'à 50W de puissance de sortie, ce qui représente une intensité assez élevée pour le domaine (15A). Les systèmes numériques étant capricieux vis à vis de leur tension d'alimentation, le convertisseur devra pouvoir réguler à  $\pm 1\%$  sa tension de sortie autour du point de fonctionnement nominal.

Enfin, pour respecter les contraintes liées à la thermique et à l'encombrement, la structure devra effectuer cette conversion de puissance avec un rendement élevé. Beaucoup d'autres contraintes s'appliquent au développement mais elle seront données et traitées dans les chapitres en lien avec leur résolution. Dans la prochaine partie, une étude des performances des convertisseurs existants en rapport avec notre cahier des charges sera menée. Cette étude ciblera dans un premier temps les convertisseurs utilisés dans l'industrie et ceux développés dans les laboratoires pour ensuite s'intéresser à ceux destinés aux applications spatiales.

### 2.3.3 Performances de l'existant

Le développement des convertisseurs prend aujourd'hui une place centrale dans de nombreux domaines. L'accroissement des besoins de puissance électrique disponible dans l'informatique et les transports sont les principaux vecteurs d'innovations du secteur. Ces développements sont soumis à des contraintes très différentes suivant l'application cible et il reste difficile de comparer les performances des différents convertisseurs. Pour notre étude, nous souhaiterions pouvoir faire cette comparaison afin de placer un objectif envisageable en terme de rendement et de volume dans notre développement.

Comment comparer des convertisseurs ayant des tensions d'entrée, de sortie, des puissances, volumes et rendements différents? Nous choisissons pour cela un critère de comparaison de même que pour la Fig.2.13 avec les transistors. Pour l'élaboration de ce critère empirique (FOM), nous choisissons différents aspects des convertisseurs qui présentent un intérêt pour notre développement. Ainsi, nous ne ferons pas apparaître le coût dans ce FOM car cet aspect n'a pas une impor-

tance primordiale dans nos choix (alors qu'il en aurait dans le secteur automobile par exemple).

Pour notre comparaison, nous choisissons donc de normaliser la plage de tension d'entrée, de faire apparaître le volume et de pénaliser les convertisseurs qui présentent une forte tension de sortie au profit de ceux qui présentent un fort courant de sortie. Ce qui nous donne le FOM suivant :

$$FOM = \frac{V_{IN_{MAX}}}{V_{IN_{MIN}}} * \frac{I_{OUT_{MAX}}}{Volume} \quad (2.6)$$

Nous tracerons ensuite les différents rendements pleine charge à tension d'entrée maximum pour chaque convertisseur en fonction de ce critère. Beaucoup de paramètres d'entrées sont requis afin de pouvoir traiter le grand nombre de produits existants. Aussi la bibliographie scientifique nous renseigne souvent sur tous ces paramètres mais présente le désavantage de ne pas toujours être envisageable à un niveau industriel. De la même façon, les convertisseurs disponibles dans les domaines du spatial sont dimensionnés pour d'autres contraintes que les performances prises en compte dans notre facteur de mérite. Nous ferons donc le distinguo entre ces trois catégories Industriel, Académique et Spatial pour notre comparaison.

Pour la première catégorie, les convertisseurs disponibles se limiteront aux fournisseurs Synqor, Vicor, Murata et TDK qui sont les principaux fournisseurs dans les domaines basses tensions/faibles puissances. Pour les convertisseurs dans la catégorie spatiale, nous étudierons les fournisseurs VPT et International Rectifier. Pour la dernière catégorie, nous étudierons les convertisseurs représentant l'état de l'art actuel en terme de performances et de volumes. Malgré le souhait de comparer les différents convertisseurs sur un pied d'égalité, certaines disparités subsisteront, par exemple la présence ou non des filtres d'entrée et de sortie, de refroidisseurs passifs ou actifs, etc.

Nous essaierons de gommer ces différences par l'utilisation de coefficient pénalisant. Les filtres d'entrée et de sortie représentent une part importante du volume du design, aussi il est évalué que le filtre d'entrée dans notre cas peut être évalué à 25 % du volume total et le filtre de sortie 10%. Pour ce qui est du refroidissement forcé, nous choisirons de prendre le courant maximum comme étant celui qui entraîne une élévation de +40°C dans le module. La majeure partie des convertisseurs étudiés dans la partie industrielle respectent le format DOSA (Distributed-Power Open Standards Alliance) et donc les comparaisons en seront que plus faciles.

Tous les convertisseurs étudiés rentreront dans la catégorie isolés et régulés et leur puissance devra être comprise entre 30W et 1kW (pour rester sur les mêmes technologies de composants). Enfin, les différents convertisseurs seront représentés par différentes couleurs suivant leurs attributions.

Notre critère permet de nettement dissocier les familles de convertisseurs suivant leur application. Ainsi la catégorie Spatiale se cantonne à une zone présentant un faible rendement ainsi qu'un faible FOM. Il est possible d'expliquer ce résultat par différentes raisons :

- La fiabilité est un point crucial sur ce type de développement, les composants utilisés sont généralement issus d'une précédente génération, au design éprouvé. Leur performances sont donc en dessous des standards actuels.
- Les transistors de puissance constituent une des principales sources de pannes dans un équipement spatial. Limiter leur nombre permet donc d'accroître la fiabilité théorique. En contrepartie, l'utilisation de diode surtout au redressement est de mise. Les rendements sont donc limités lorsque l'on souhaite distribuer de faibles tensions/forts courants.
- Les pertes étant importantes, les volumes augmentent aussi afin de ne pas dépasser une trop forte densité de pertes.

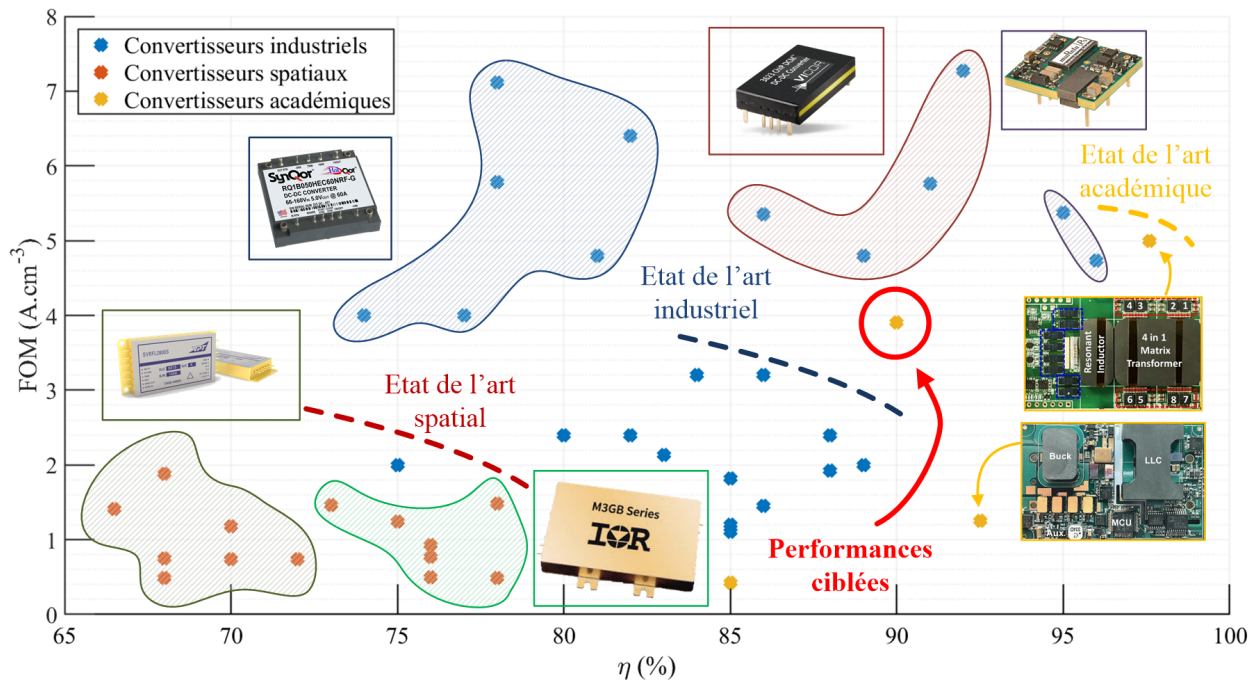


FIGURE 2.27 – Facteurs de mérite de différents convertisseurs issus de l'industrie, de l'académique et du spatial

- Les plages de tension d'entrée sont limitées à une seule tension de bus nominale. Aucun convertisseur spatial sur le marché ne permet d'adresser la totalité des tensions de bus existantes.

L'état de l'art des convertisseurs spatiaux forme donc une limite assez basse. Au dessus de cette limite nous retrouvons les convertisseurs industriels. Ils sont plus compacts, et puissants que les précédents et se vendent à bas coût pour les marchés de l'automobile et de l'informatique. Ils présentent donc des performances accrues en terme de rendement et de volume. L'utilisation de composants plus récents et l'accès à des gammes de technologies plus vastes les placent bien au dessus des convertisseurs spatiaux en termes de performances.

Parmi les fournisseurs étudiés, trois d'entre eux se démarquent pour des raisons différentes. Tous les trois proposent des convertisseurs "vitrines", bien plus performants que la moyenne du marché :

- Les convertisseur SynQor (bleus) présentent une plage de tension d'entrée très grande et de forts courants de sortie. Les forts rapports d'abaissement dégradent les rendements de ces convertisseurs.
- Vicor (rouge) propose une large gamme de convertisseurs très performants qui constituent une référence mondiale dans le domaine. Leur forte densité de puissance et leurs rendements importants les placent en haut du classement.
- Murata (violet) propose des convertisseurs de très forte puissance ( 800W) pour leur format réduit ( $31 cm^3$ ). Leur tension d'entrée reste assez importante et leur plage de tension d'entrée limitée mais les très forts courants de sortie et rendements les placent en haut de ce classement.

Ces convertisseurs sont inadaptés à une utilisation spatiale et ils établissent ici un critère de comparaison avec l'existant. Si on s'intéresse maintenant à l'état de l'art académique, plusieurs thèses parlent d'alimentations destinées au spatial. Mais celles ci ne proposent pas de volumes, de rendements, ou de plage de tension d'entrée compatibles avec notre critère. Du coté des convertisseurs présentés dans les domaines académiques, il a été retenu 3 prototypes :

- Le premier est tiré de la thèse de Nicolas Quentin [8]. Il est basé sur une topologie de type Flyback résonnante (ACQR) et permet de travailler avec une gamme de tension d'entrée étendue. La puissance de sortie est de 50W et la tension de 15V. L'utilisation de diode en redressement pénalise le rendement de la structure à pleine charge et les normes pratiquées pour l'élaboration des filtres font que le volume est important. Le facteur de mérite s'en retrouve dévalorisé.
- Le second aborde la thèse de Minfan Fu [4], qui a pu adresser une large plage de tension d'entrée par l'utilisation de deux étages de conversion. Le premier étage est formé par un convertisseur abaisseur de type Buck synchrone qui garantit une tension de bus fixe pour garantir le fonctionnement optimal d'un convertisseur isolateur de type LLC. Le fort volume total et la forte tension de sortie pénalise ce convertisseur.
- Le troisième de la thèse de Mohamed H. Ahmed [1], qui a développé un convertisseur très compact pour une puissance de sortie de 800W en topologie résonnante LLC. La plage de tension d'entrée est limitée et la tension de sortie de 12V mais les courants mis en jeu (60A) font de ce convertisseur l'état de l'art actuel. Dans notre comparaison, ce prototype a été pénalisé dans le calcul de son volume, car il n'intégrait aucun filtre et nécessitait un refroidissement extérieur actif.

Notre travail s'inscrit donc très au dessus de l'état de l'art du domaine, non loin de l'état de l'art académique si on s'appuie sur le critère décrit. En plus de proposer de bonnes performances électriques, notre convertisseur devra pouvoir dissiper les pertes engendrées par la conversion de manière passive et être conforme aux mêmes normes de fiabilité que les autres produits du domaine.

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons adressé les différents problèmes liés à l'environnement spatial. Les différents phénomènes radiatifs et les performances des technologies disponibles sur le marché nous ont mené à orienter notre choix de transistors vers la technologie GaN.

Les différentes contraintes thermiques nous ont permis de définir une quantité de pertes ainsi qu'un échauffement maximum par volume donné et donc de fixer un minimum pour le rendement de notre convertisseur.

La gestion de puissance au sein d'un satellite a ensuite été abordée. Différentes applications ont été décrites, ce qui nous a mené à la définition des tensions d'entrée de notre convertisseur. La présentation de l'évolution des besoins des charges jusqu'à nos jours nous a permis de fixer la tension et la puissance de sortie requise pour les futures applications. Grâce à tous ces éléments il a été possible de conclure sur le cahier de charge de notre convertisseur.

À partir de ce cahier des charges une comparaison avec l'existant basée sur un critère empirique a été faite. Cette comparaison a permis de conclure sur les enjeux de notre développement.

## 2.5 Références

- [1] Ahmed, M. H., Lee, F. C., and Li, Q. (2019). Design Optimization of Unregulated LLC Converter with Integrated Magnetics for Two-Stage 48V VRM. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 521–528.
- [2] Bazzoli, S., Girard, S., Member, S., Baggio, J., Paillet, P., Member, S., and Duhamel, O. (2007). SEE Sensitivity of a COTS GaN Transistor and Silicon MOSFETs.
- [3] Bôas, A. C. V., Melo, M. A. A. D., Santos, R. B. B., Ieee, M., Giacomini, R. C., Ieee, M., Física, I. D., Paulo, D. S., and Paulo, S. (2019). Assessment of Ionizing Radiation Hardness of a GaN Field-Effect Transistor. pages 1–4.
- [4] Fu, M., Fei, C., and Yang, Y. (2018). Optimal Design of Planar Magnetic Components for A Two-Stage GaN-Based DC / DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP(c) :1.
- [5] Patel, M. R. (2005). *Spacecraft power system*. CRC Press.
- [6] Pearton, S. J., State, J. S., Technol, S., Pearton, S. J., Ren, E., Patrick, E., Law, M. E., and Polyakov, A. Y. (2016). Review — Ionizing Radiation Damage Effects on GaN Devices Review — Ionizing Radiation Damage Effects on GaN Devices.
- [7] Pierre, K. (2018). *Méthodes de caractérisation et analyse de la sensibilité aux effets des radiations de mémoires dynamiques basse consommation pour application spatiale*.
- [8] Quentin, N., Perrin, R., Martin, C., and Joubert, C. (2017). A Large Input Voltage Range 1 MHz Full Converter with 95 % Peak Efficiency for Aircraft Applications Steady-state Strat-up. (June) :27–29.
- [9] Robert Baumann, K. K. (2018). *Radiation handbook for electronics*. Texas Instrument.
- [10] Zhang, E. X., Member, S., Cui, S., Member, S., Palacios, T., Member, S., Fleetwood, D. M., and Ma, T. P. (2013). Total-Ionizing-Dose Radiation Effects in AlGaN / GaN. 60(6) :4074–4079.

# Chapitre 3

## Choix de la Structure

### Sommaire

---

<b>3.1 Topologie Flyback</b> . . . . .	<b>36</b>
3.1.1 Flyback Active Clamp . . . . .	38
3.1.2 Flyback ACQR . . . . .	38
<b>3.2 Les topologies résonantes</b> . . . . .	<b>40</b>
3.2.1 Résonnant série . . . . .	41
3.2.2 Résonnant série parallèle LLC . . . . .	43
<b>3.3 Conclusion</b> . . . . .	<b>45</b>
<b>3.4 Références</b> . . . . .	<b>46</b>

---

La nécessité nous délivre de  
l'embarras du choix

---

Vauvenargues

Un certain nombre de topologies de convertisseurs existe et le choix d'une structure de conversion repose sur plusieurs paramètres parmi lesquels il est possible de citer :

- Le rendement de la cellule ou rendement de la conversion. Outre le fait d'économiser de l'énergie durant la conversion, ce point est d'autant plus intéressant qu'il permet de réduire les contraintes thermiques sur les composants employés. Dans notre application en particulier, un rendement élevé permettra d'augmenter la fiabilité de l'application en diminuant les températures de fonctionnement des composants et donc leur vieillissement.
- La simplicité de mise en œuvre des topologies de conversion rentre aussi en ligne de compte pour la réalisation d'un convertisseur. Une structure de conversion plus complexe compte un plus grand nombre d'interrupteurs et augmente de façon conséquente le nombre de composants qui y sont associés. La complexité de la commande peut aussi être prise en considération dans ce critère de choix. Le volume d'un convertisseur est relié au nombre de composants embarqués.
- Le prix du convertisseur n'est pas un réel argument dans l'application que l'on souhaite mettre en œuvre. Contrairement au domaine automobile, les volumes restent faibles et l'on privilégiera toujours les performances et la fiabilité vis à vis des coûts. Cette contrainte ne sera pas prise en compte dans notre étude.

Il est difficile de départager deux structures sans les étudier en détails. Cependant, à partir de ces constats, nous pouvons orienter notre choix vers plusieurs solutions existantes. Pour parvenir



au choix définitif, il est nécessaire de pouvoir comparer les différentes solutions entre elles. Pour cela, nous adopterons un barème commun aux différentes structures que nous allons considérer. Ce barème comme nous l'avons précisé précédemment s'appuiera sur les contraintes sur les composants sur toute la plage d'utilisation, la difficulté de pilotage et de réalisation, les performances et le volume de chacune des solutions.

Lorsque qu'on souhaite comparer plusieurs structures, une distinction peut être faite entre les structures résonnantes et les autres. Dans les premières, la résonance est, dans la majorité des cas, mise en œuvre afin de bénéficier de la commutation douce et de transformer les éléments parasites ( $L_f, L_M, C_{OSS}$ ) en éléments utiles. Il nous serait possible de dédier une partie de ce chapitre aux avantages et inconvénients d'utiliser ce type de commutation dans l'étude que l'on souhaite mener. Pour épargner au lecteur d'ennuyantes répétitions et gagner du temps dans le déroulement de cette partie, nous choisissons d'étudier la commutation douce à travers l'étude d'un exemple concret, la topologie Flyback.

### 3.1 Topologie Flyback

Lorsque l'on souhaite développer un convertisseur simple et isolé de faible puissance de sortie, la structure Flyback semble être un choix évident. Dans sa configuration de base, représentée sur la Fig.3.1, elle ne comporte qu'un seul interrupteur commandé au primaire et une diode au secondaire.

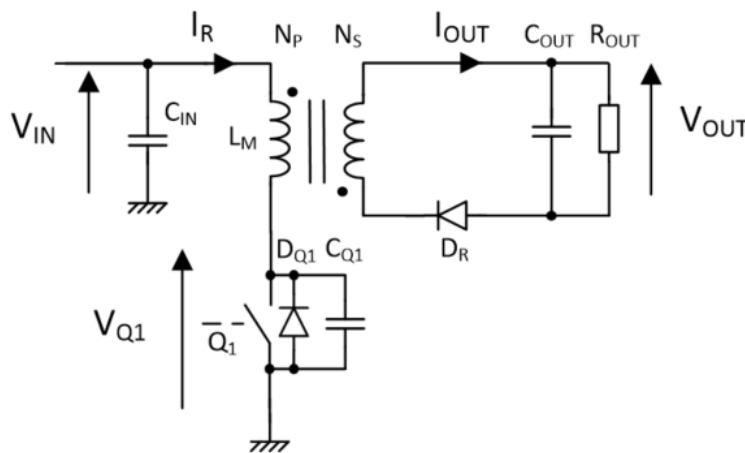


FIGURE 3.1 – Schéma de la cellule de puissance de la Flyback élémentaire

Si on néglige les différents effets liés aux composants parasites dans la cellule, le fonctionnement reste simple. Durant une première phase,  $Q_1$  est fermé, le courant croît dans  $L_M$ . La tension imposée aux bornes de  $L_M$  est positive et vaut  $V_{IN}$ . À l'ouverture de  $Q_1$ , la tension aux bornes de  $Q_1$  varie brutalement. Le courant circule dans la capacité parasite  $C_{Q1}$  et vient la charger jusqu'à  $V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}$ . Se faisant, la diode de redressement  $D_R$  voit une tension positive, le secondaire se met en conduction et de l'énergie est transmise à la charge. Cette mise en conduction de la diode de redressement peut être schématisée par la figure 3.2.

Sur la représentation par quadrant de fonctionnement on représente par convention la tension aux bornes de l'interrupteur en abscisse et le courant en ordonnée. La diode est un interrupteur non piloté c'est à dire que sa mise en conduction se fait de façon naturelle lorsque que la tension à ses bornes est positive. Dans le cas décrit ici, l'ouverture de  $Q_1$  modifie la tension au pri-

maire du transformateur ce qui entraîne l'évolution de la tension aux bornes de  $D_R$ . Cette dernière passe alors d'un courant nul et d'une tension négative à un courant positif et une tension nulle à ses bornes. Cette transition est représentée par les points A et B sur le graphique. Cette transition est représentée sur le diagramme quadrant comme précédemment sur la Fig.3.3.

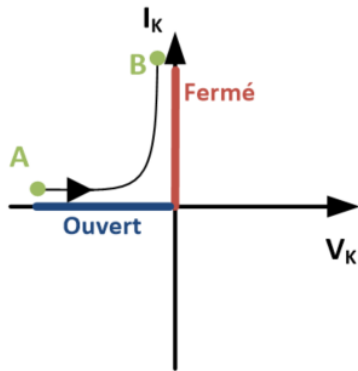


FIGURE 3.2 – Schéma équivalent de la diode dans la représentation par quadrants

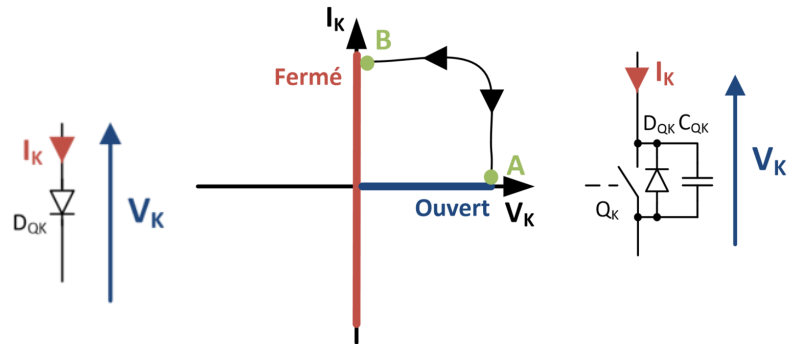


FIGURE 3.3 – Schéma équivalent d'un transistor dans la représentation par quadrants

Il existe dès lors deux chemins différents pour fermer l'interrupteur et passer de la position A à la position B. Le premier chemin qui s'approche des axes, est appelé commutation naturelle et se rapproche de la commutation non pilotée de la diode. Le second qui s'éloigne des axes est appelé commutation dure ou forcée. Le parcours emprunté dépend de la tension aux bornes de l'interrupteur au moment de la commutation. Dans le cas naturel, il est possible de remarquer que la tension décroît avant que le courant augmente dans le second cas, la tension ne change pas. Le type de commutation de l'interrupteur influe directement sur les pertes dans le composant à la commutation comme représenté sur la Fig.3.4.

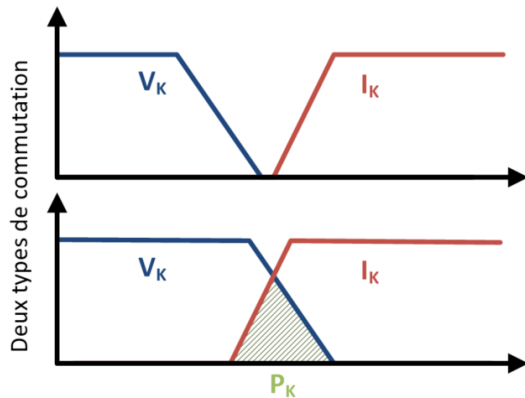


FIGURE 3.4 – Représentation schématique des deux types de mise ON de  $Q_K$ . En haut, commutation naturelle, en bas forcée

Lorsque la tension aux bornes de l'interrupteur décroît avant que le courant qui le traverse n'augmente, on parle de commutation ZVS pour Zero Voltage Switching. Dans le cas contraire, l'aire représentée en vert sur la partie inférieure de la figure représente les pertes générées par la commutation. Plusieurs types de pertes peuvent être générées lors de la commutation. Par exemple, l'énergie qui était stockée dans  $C_{Q_K}$  est perdue lors de la commutation et s'exprime par :

$$P_K = \frac{1}{2} C_{Q_K} * V_{K_{COM}}^2 * F_S \quad (3.1)$$

Où  $V_{K_{COM}}$  représente la tension  $V_K$  au moment de la commutation et  $F_S$  la fréquence de fonctionnement.

Sur la Fig.3.4, il s'agit d'un type de perte différent qui peut être calculé en intégrant l'aire représentée en vert ( $P_K$ ). Il est donc possible de remarquer que fonctionner en commutation dure aura d'autant plus d'influence sur les pertes que la fréquence de fonctionnement et la tension à la commutation seront élevées. Dans le cas de la Flyback, qui a ici été choisie pour illustration, la tension  $V_{K_{COM}}$  est identique à la tension vue par  $Q_1$  lors de la phase d'accumulation. Ainsi, en l'absence de courant qui permette de décharger la capacité de sortie de l'interrupteur durant la phase de transmission de l'énergie au secondaire, l'énergie dans  $C_{Q_1}$  est constante. Les pertes à la

commutation sont donc importantes lors de la mise ON de  $Q_1$ . Outre les pertes, la commutation dure de l'interrupteur peut générer des perturbations électriques qui peuvent gêner la commande des transistors ou la mesure des grandeurs d'intérêt. Le stress thermique induit par ces pertes est d'autant plus important lorsque la taille des composants est faible (forte densité de perte et faible capacité thermique). Dans le cas des interrupteurs retenus pour l'application, à savoir les transistors GaN, leur petite taille nous impose de fonctionner dans la majorité des cas en commutation douce pour ne pas entraîner de dégradations (réversibles ou irréversibles).

Plusieurs variantes de cette topologie existent afin de réduire le stress en tension lors de la mise OFF. La plus connue est présentée dans la partie suivante.

### 3.1.1 Flyback Active Clamp

L'ajout d'un second interrupteur noté  $Q_2$  et d'une capacité de clamp  $C_{CLAMP}$  permet lors de la mise OFF de  $Q_1$  de réduire la surtension induite dans la configuration précédente. Par la mise ON de  $Q_2$ , la tension vue par  $Q_1$  est alors clampée à la somme de la tension d'entrée et la tension aux bornes de  $C_{CLAMP}$ . Si la valeur de  $C_{CLAMP}$  est choisie suffisamment grande, il est possible de considérer que sa tension reste constante et vaut en moyenne la tension de sortie ramenée au primaire.  $Q_1$  ne subit alors plus de surtension lors de sa mise OFF. Un schéma de la cellule de puissance modifiée est représenté sur la Fig.3.5.

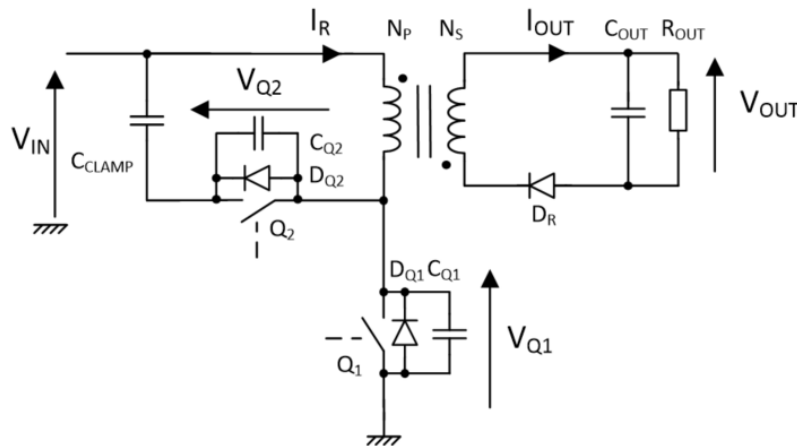


FIGURE 3.5 – Schéma de la cellule de puissance de la Flyback Active Clamp

Cette variante de la topologie précédente ne permet toujours pas de fonctionner en commutation douce au primaire. Il n'est pas forcément nécessaire de modifier la topologie de la Fig.3.5, un redimensionnement des valeurs des éléments permet d'y parvenir. La nouvelle variante est présentée dans la partie suivante.

### 3.1.2 Flyback ACQR

Dans cette variante, une inductance  $L_R$  est ajoutée dans la cellule de puissance. L'inductance couplée précédemment représentée est ici remplacée par un transformateur ayant une inductance magnétisante notée  $L_M$ . La capacité de clamp est renommée  $C_R$  car elle joue ici un rôle différent dans le fonctionnement. Il est possible d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur pour économiser l'ajout d'un composant pour  $L_R$  (l'inductance de fuite devient alors utile). La nouvelle topologie proposée est illustrée sur la Fig.3.6.

Par un choix judicieux de valeurs pour  $L_R$  et  $C_R$ , une résonance est initiée entre les deux composants durant la phase de transmission d'énergie au secondaire. Cette résonance dicte l'évolution du courant dans la cellule au primaire et permet si le dimensionnement est correctement fait, de décharger les capacités de sortie des transistors, autorisant la mise ON ZVS de  $Q_1$ . Outre les variations qui ont été présentées, cette topologie permet un pilotage de la tension de sortie avec un rapport quadratique sur le rapport cyclique :

$$V_{OUT} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \left(1 + \frac{L_R}{L_M}\right) * V_{IN} \quad (3.2)$$

C'est à dire qu'une faible variation du rapport cyclique permet d'adresser de forte plage de tension d'entrée.

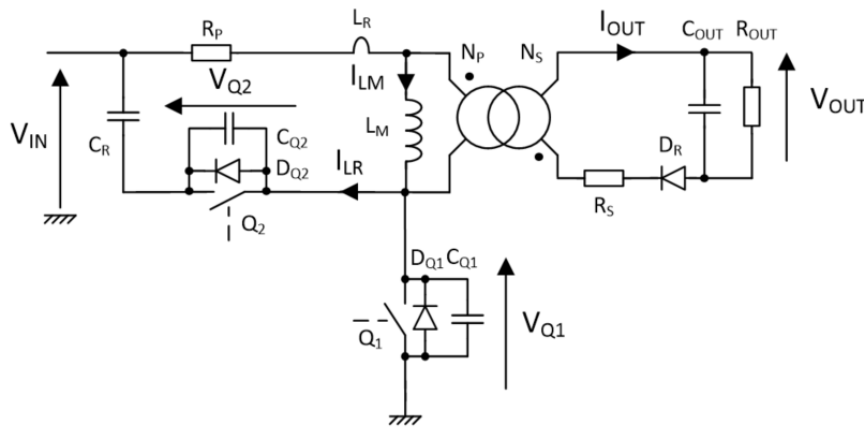


FIGURE 3.6 – Schéma de la cellule de puissance de la Flyback ACQR

Ce comportement est d'autant plus profitable que le cahier des charges s'avère être très contraignant au niveau de la variation de la tension d'entrée. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre de coût et de fiabilité les trois variations de cette topologie sont très largement décrites dans la littérature. Nous pouvons par exemple citer [11] qui adresse une problématique similaire à celle envisagée ici et qui sera décrit plus en détails dans la suite du document. [9] et [6] travaillent autour de cette topologie en la modifiant légèrement pour réduire les contraintes à la commutation sur l'interrupteur redresseur. [1] traite de la mise en œuvre d'une Flyback Active Clamp pour l'environnement très contraint que constitue Jovian (lune de Saturne) tandis que [8] modifie cette topologie afin d'autoriser un transfert d'énergie bidirectionnel.

Pour les trois configurations présentées, il est possible d'attribuer une note sur les critères donnés précédemment. Les notations sont référencés dans le Tab.3.7. Les critères de sélection sont la simplicité de la mise en œuvre, les performances envisagées, les contraintes sur les composants et le volume de l'ensemble. Chaque critère est empiriquement noté de 0 à 5. 0 étant la plus mauvaise note et 5 la meilleure.

Topologie	Complexité	Performances	Contraintes composants	Volume	Total
Flyback élémentaire	5	2	0	5	12
Flyback AC	4	3	2	4	13
Flyback ACQR	4	4	4	3.5	15.5

FIGURE 3.7 – Notes attribuées aux trois structures Flyback pour le fonctionnement envisagé

Pour la première topologie étudiée, les contraintes sur les composants se sont avérées grandes en raison de l'inductance de fuite (surtensions). D'une part à cause des surtensions aux bornes de

$Q_1$  lors de son ouverture, d'autre part à cause de la commutation dure lors de la fermeture de  $Q_1$ . Les performances sont donc elles aussi dégradées pour cette structure. La complexité de mise en œuvre ne peut pas être plus faible puisque un seul interrupteur est utilisé. Le volume lui aussi est très faible, seulement 4 composants suffisent à la cellule pour fonctionner et assurer une tension de sortie isolée galvaniquement.

Pour la seconde topologie, l'emploi d'un second interrupteur ainsi qu'une capacité de clamp réduit fortement les contraintes sur  $Q_1$  lors de sa mise OFF. Le schéma devient un peu plus complexe et le volume est légèrement augmenté. Les performances obtenues sont légèrement supérieure car l'énergie de la surtension sur  $Q_1$  n'est pas dissipée. Dans le troisième montage, la possibilité de faire de la commutation douce permet de réduire les contraintes sur  $Q_1$  d'une part et d'autre part améliore les performances. Le volume est légèrement augmenté par l'emploi possible d'une inductance  $L_R$ .

Nous avons pu à travers l'étude de la topologie Flyback introduire le principe de commutation douce. Ce principe nous a mené à l'étude de trois variantes de cette topologie qui présente chacune différents intérêts. Par une rapide comparaison des points forts et des points faibles de chacune des structures nous avons donné une note arbitraire aux trois solutions. La solution qui semble le plus convenir parmi ces trois topologies est la Flyback ACQR. Dans la partie suivante nous nous intéresserons aux topologies permettant le ZVS des interrupteurs tout en étant compatible avec notre cahier des charges.

### 3.2 Les topologies résonantes

Parmi les convertisseurs permettant de réaliser du ZVS au primaire lors de la mise ON, les convertisseurs résonnants sont les plus représentés. Le principe fondateur de ce type de convertisseur repose sur l'association des éléments décrits sur la Fig.3.8.

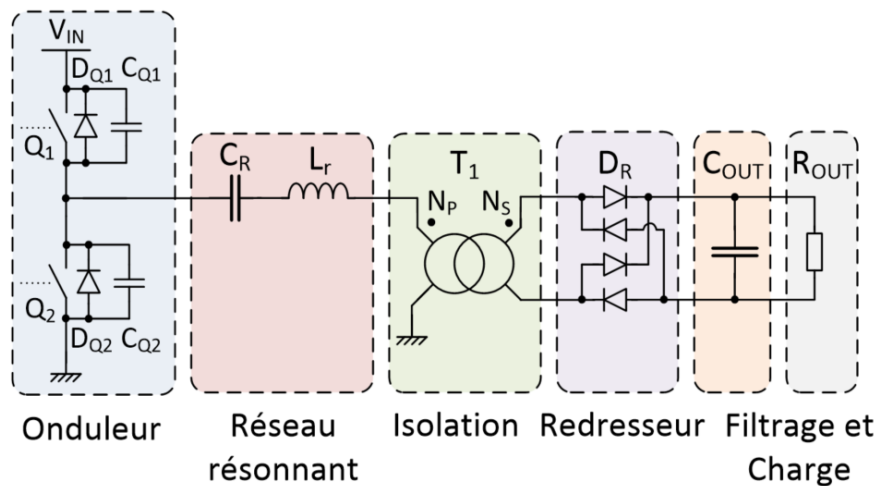


FIGURE 3.8 – Décomposition d'un convertisseur résonnant de type série

La conversion de puissance se fait à partir d'une tension continue vers une tension continue. L'onduleur génère à la fréquence désirée un créneau de tension qui évolue entre la tension d'entrée et le potentiel nul. Le rapport cyclique est souvent fixé proche de 50% mais il est à noter qu'il est possible de le modifier pour accéder à plus de liberté au niveau du comportement de la structure. Dans cette optique, le fait de choisir un pont complet en lieu et place du demi pont permet d'une part de limiter le courant circulant au primaire en augmentant la tension vue par le transformateur à puissance de sortie donnée ( $\pm V_{IN}$  au lieu de  $0 - V_{IN}$ ). D'autre part, cette modification

autorise plus de liberté au niveau de la commande. Il est possible de citer par exemple [12] qui s'intéresse aux conséquences de la durée des temps morts sur le comportement harmonique de la cellule.

[7] et [2] s'intéressent à une modification de la structure LLC conventionnelle pour pouvoir piloter plusieurs sorties. La commande de ces sorties passe par la modulation de la phase à laquelle s'ajoute aussi le pilotage en fréquence traditionnel. Dans [10] et [14] on s'intéresse encore à une modification de la structure traditionnelle afin d'y incorporer une pré-régulation à travers un demi pont et une inductance d'entrée supplémentaire. Outre alourdir la liste des composants, ceci a un effet sur la complexité de la commande qui augmente fortement. Cette modification a néanmoins l'avantage de permettre un fonctionnement résonnant sur des plages de tension d'entrée plus importantes. Dans [5] et [13] on s'intéresse à des dimensionnements alternatifs. Dans le premier l'étude est portée sur la modification de la commande traditionnelle et le second à la mise en œuvre d'une inductance saturable pour adresser plus de cas de fonctionnements possibles.

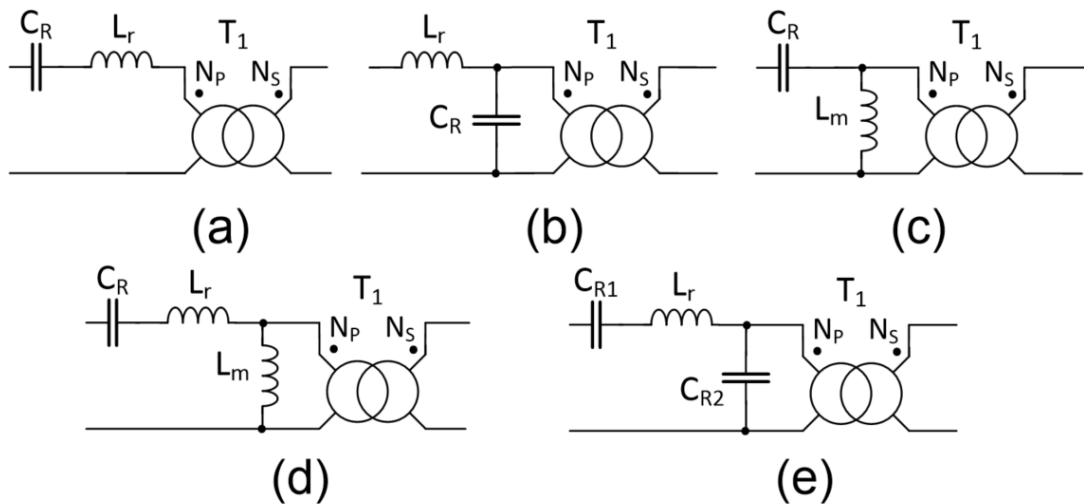


FIGURE 3.9 – Différents réseaux résonnants possibles. (a) Résonance série (b) Résonance parallèle LC (c) Résonance parallèle CL (d) Résonance série parallèle LLC (e) Résonance série parallèle LCC

Il existe de nombreuses associations de composants passifs dans la cellule de puissance. Les plus connues sont représentées sur la Fig.3.9. Ces topologies sont le plus souvent pilotées en fréquence. La modification de la fréquence de pilotage entraîne un changement de l'impédance et du gain du circuit résonnant et du comportement de la conversion de puissance. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons seulement aux deux topologies résonnantes les plus employées. Il s'agit des topologies notées (a) et (d) sur la Fig.3.9.

### 3.2.1 Résonnant série

La première de ces deux topologies constitue le convertisseur résonnant élémentaire. Il exploite la résonance entre deux éléments  $C_R$  et  $L_R$  mis en série. Le pilotage se fait proche de la résonance. Le courant résultant est donc de forme sinus, ce qui offre plusieurs avantages. Le premier se situe au niveau des composants magnétiques. Travailler avec un courant sinus permet de réduire les harmoniques et donc les pertes dans ces composants. Le second avantage réside dans le fait de pouvoir modifier la phase du courant vis à vis de la tension en fonction de la fréquence de pilotage employée. Travailler légèrement au dessus de la fréquence de résonance du couple  $L_R, C_R$  permet de proposer un mode de commutation naturelle aux transistors primaires. Un exemple de forme d'ondes de ce convertisseur est illustré sur la Fig.3.10.

Sur ces trois figures, les traits pleins représentent les tensions issues des transistors primaires et les traits pointillés la tension aux bornes du transformateur. Selon la fréquence employée pour piloter la structure, il est possible de remarquer que le signe du courant lors de la commutation est modifié. La fréquence de résonance étant fixée à 500kHz, employer une fréquence de fonctionnement plus basse fera que le courant sera positif lors de la mise ON du low side alors qu'une fréquence plus haute rendra le courant négatif. Dans les cas où le fonctionnement se fera à la fréquence de résonance, l'impédance du couple résonnant s'annulera, autorisant un maximum de puissance transmise du primaire au secondaire.

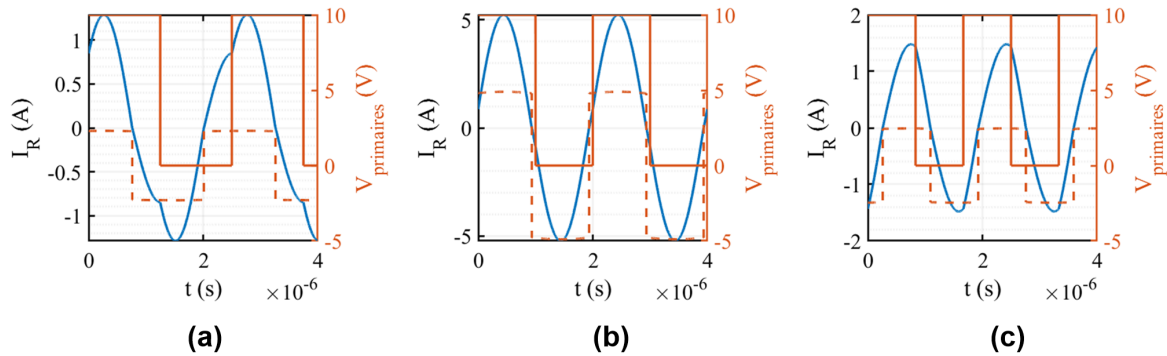


FIGURE 3.10 – Pilotage à plusieurs fréquences. (a) 400kHz  $I < 0$  (b) 500kHz (c) 600kHz  $I > 0$ .  $L_R = 3.3\mu\text{H}$ ,  $C_R = 30\text{nF}$ ,  $N = 1$

En raison de la capacité parallèle parasite des transistors GaN, il est préférable de fonctionner en ZVS pour améliorer les performances. La Fig.3.11 donne une approximation petit signal des différentes zones de fonctionnement du LC série.

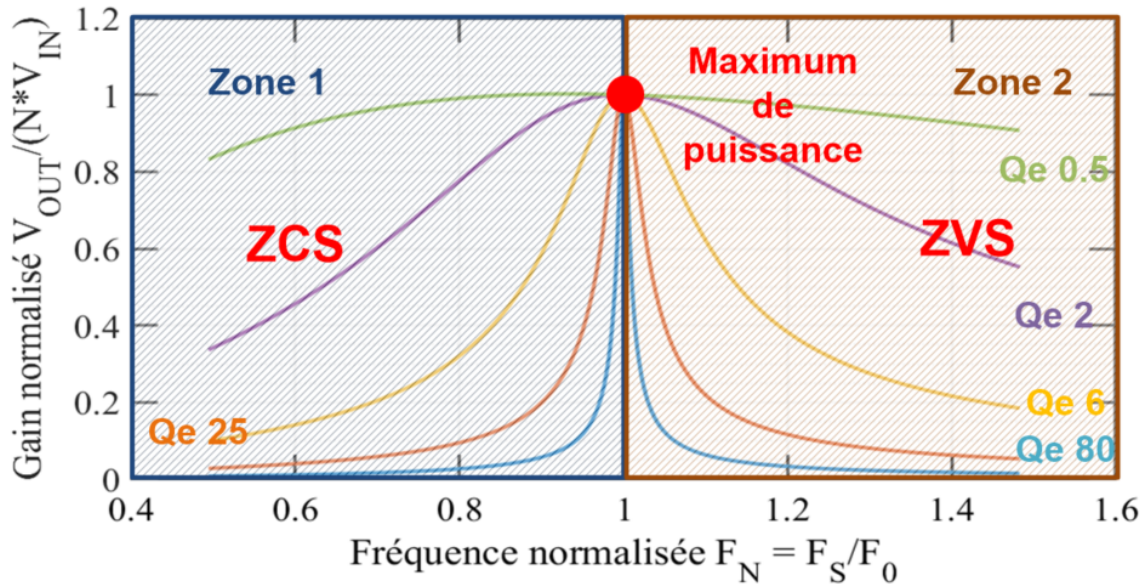


FIGURE 3.11 – Zone de fonctionnement d'un convertisseur résonant série, en fonction de sa fréquence normalisée et de son Gain normalisé pour plusieurs facteur de qualité  $Q_e$

Pour parvenir à tracer cette figure, on prend comme abscisse la fréquence normalisée  $F_N$  qui est égale à la fréquence d'utilisation divisée par la fréquence de résonance du couple LC et en ordonné le gain normalisé par le rapport de transformation  $N$ . L'occupation fréquentielle de la

résonance est appelée sélectivité du circuit résonant. Celle-ci est définie par le rapport entre l'amplitude de la résonance et la largeur fréquentielle lorsque l'amplitude diminue de moitié (-3dB). La sélectivité dépend du couple résonant employé et peut être relié au facteur de qualité du circuit qui s'écrit :

$$Q_e = \frac{1}{R_E} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (3.3)$$

$R_E$  fait ici référence à la charge équivalente vue au primaire. Dans un convertisseur série, plus la charge  $R_E$  augmente plus la sélectivité diminue. Sur la Fig.3.11, plusieurs facteurs de qualité ont été illustrés en fonction de la variation de la charge. Dans notre application, nous souhaitons pouvoir piloter la structure lors de forts transitoires de charges ou de fortes variations de tension d'entrée. Le problème est double. D'une part la pente qui permet le pilotage en fréquence est modifiée en fonction de la charge, d'autre part, il est nécessaire de balayer une grande plage de fréquence pour s'assurer du fonctionnement du convertisseur sur toute la plage envisagée.

Ces deux principaux critères agissent fortement sur le dimensionnement des structures résonantes qui s'avèrent difficiles à utiliser pour notre cahier des charges. Le convertisseur résonant série parallèle LLC est lui aussi soumis aux contraintes citées plus haut. Ce convertisseur étant fréquemment utilisé dans diverses applications, il a parut évident de le citer dans le comparatif des structures potentiellement utilisables dans cette thèse.

### 3.2.2 Résonant série parallèle LLC

Une façon d'aborder le fonctionnement du convertisseur résonant LLC est de considérer le convertisseur étudié précédemment auquel on aurait adjoint une inductance en parallèle du transformateur. Le fonctionnement qui en découle peut lui aussi être perçu comme l'addition du comportement résonant précédent et du comportement d'une inductance soumis dans un cas à la tension d'entrée et dans l'autre celle de sortie ramenée au primaire.

Cet ajout permet de profiter d'un courant non nul lorsque l'on fonctionne à la fréquence de résonance ou proche de celle ci ce qui permet de s'assurer du ZVS à faible charge. Le volume de ce convertisseur peut être réduit si l'on profite de l'inductance magnétisante du transformateur comme inductance parallèle et de son inductance de fuite pour  $L_R$ . Les formes d'onde obtenues par simulation associées à cette topologie sont représentées sur la Fig.3.12, tandis que son comportement fréquentiel en faisant l'hypothèse du premier harmonique est représenté sur la Fig.3.13.

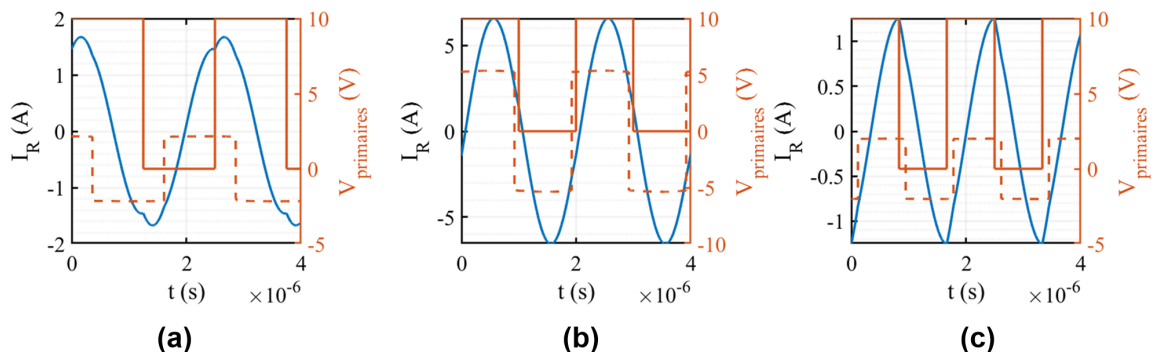


FIGURE 3.12 – Pilotage à plusieurs fréquences. (a) 400kHz (b) 500kHz (c) 600kHz.  $L_R = 3.3\mu\text{H}$ ,  $C_R = 30\text{nF}$ ,  $L_M = 2.2\mu\text{H}$ ,  $N = 1$

Le dimensionnement est le même que celui présenté pour le convertisseur résonant série à l'exception près qu'une inductance  $L_M$  est ajoutée en parallèle du transformateur. Comme le ra-



tio de transformation a été pris unitaire pour cet exemple, la tension secondaire ramenée s'avère faible. Cette tension (et la tension d'entrée) est imposée aux bornes de  $L_M$  et permet d'obtenir le comportement désiré.

Par rapport aux formes d'ondes obtenues précédemment, il est possible de remarquer un léger décalage à la résonance qui prouve l'effet décrit. Lorsque la fréquence augmente au delà, le couple résonant étant sélectif, il laisse circuler moins de courant et l'effet inductif imposé par  $L_M$  devient prépondérant. Si l'on s'intéresse maintenant à l'évolution du gain en fonction de la charge, il est possible d'observer sur la Fig.3.13 une seconde résonance qui correspond à l'apport du comportement de  $L_M$  dans le couple résonant.

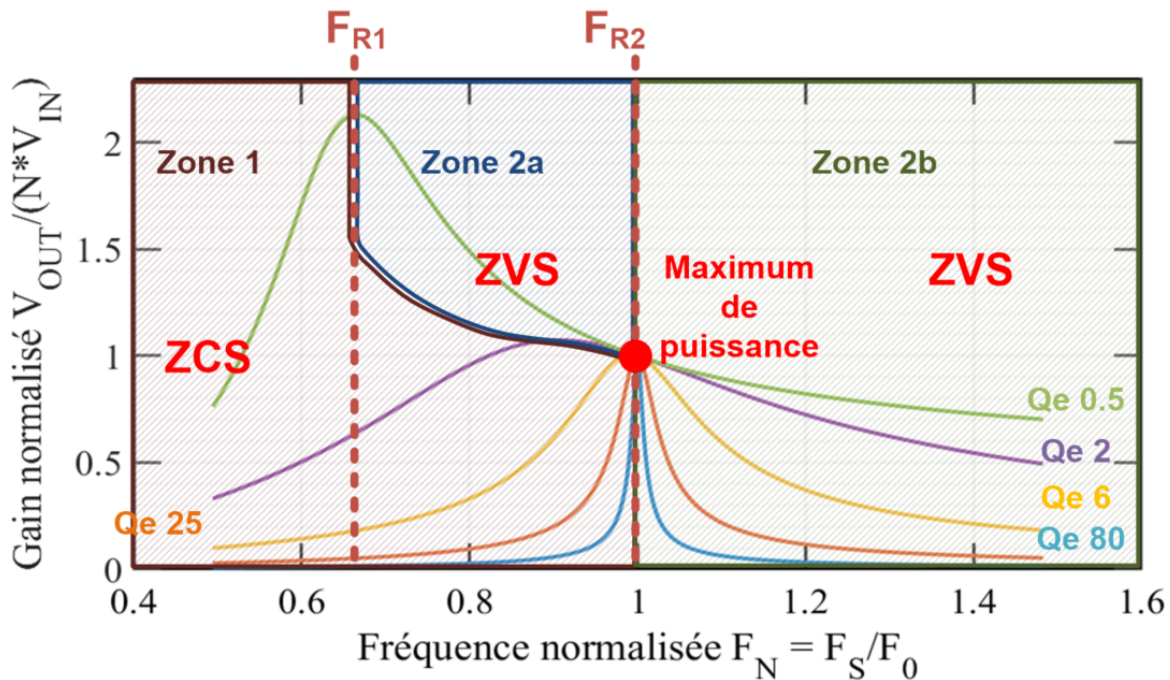


FIGURE 3.13 – Zone de fonctionnement d'un convertisseur résonant série-parallèle LLC, en fonction de sa fréquence normalisée et de son Gain normalisé pour plusieurs facteurs de qualité  $Q_e$

Les dimensionnements menés sur les convertisseurs LLC sont souvent pensés pour travailler dans la zone entre les deux résonances. Celle-ci permet de profiter d'un gain non unitaire et de travailler en ZVS. Il s'agit de la zone notée 2a sur la Fig.3.13. Au delà de la fréquence de résonance, le gain est inférieur à 1. Il s'agit de la zone notée 2b. Dans cette zone, les transistors peuvent encore faire de la commutation douce ZVS. Si l'on s'éloigne trop de la fréquence de résonance, on se retrouve en dehors de la sélectivité du circuit résonant et il peut apparaître des harmoniques sur les courants qui peuvent perturber le fonctionnement.

Si on s'intéresse plus précisément à notre cahier des charges, assurer un fonctionnement entre ces deux fréquences s'avère ardu. La variation de la tension d'entrée entraîne une plage de fonctionnement conséquente. Si la première résonance ( $L_R, C_R$ ) est fixée simplement, la seconde sera fixée en imposant une forte valeur de  $L_M$ . Cette dernière, réduira la valeur du gain et donc la possibilité de piloter la structure en fréquence. À l'inverse, choisir une faible valeur de  $L_M$  augmentera le gain mais avec lui le courant circulant au primaire et donc les pertes.

Cette difficulté dans le dimensionnement traditionnel des convertisseurs résonants nous a mené à réfléchir à d'autres topologies qui ont fait l'objet de brevets. L'une d'elle est présentée dans le dernier chapitre de ce manuscrit. Elle contourne les problèmes de dimensionnement évoqués

ici par une modification des moyens de pilotage associée à une modification de la topologie classique. Les informations relatives aux différentes topologies étant suffisantes pour la suite de notre étude, nous choisissons de ne pas aller plus loin dans l'étude de ces topologies intéressantes mais inadaptées à notre application.

Afin d'inscrire ces deux descriptions dans le raisonnement précédemment appliqué, nous allons attribuer à ces topologies une note arbitraire liée aux critères décrits plus haut. La note de 5 désigne un critère particulièrement bien adapté à l'application alors que 0 l'inverse.

Topologie	Complexité	Performances	Contraintes composants	Volume	Total
LC série	2	2	1	3	<b>8</b>
LLC série parallèle	1	4	0	3.5	<b>8.5</b>

FIGURE 3.14 – Notes attribuées aux deux structures résonantes pour le fonctionnement envisagé

Peut être les notes attribuées sont elle biaisées par le constat peu objectif de cette dernière partie, en tous cas nous choisissons pour la suite de cette étude la topologie Flyback ACQR. Quelques commentaires peuvent néanmoins être faits sur les deux topologies résonantes. Les performances de ces deux topologies ne sont plus à démontrer [4],[3]. Dans les cas présentés dans les études précédentes, la barre d'alimentation primaire faisait l'objet d'une régulation par une structure non isolée. Dans notre cas, comme cela l'a déjà été souligné, nous ne souhaitons pas réaliser la conversion de puissance en deux étages. Réguler directement sur la barre primaire est délicat et fortement contraint par la norme. Développer deux convertisseurs demande plus de travail. Effectuer la conversion en deux étages diminue les performances et la fiabilité totale. Nous avons pu balayer sommairement les différentes structure envisageables pour notre application. Nous pouvons maintenant conclure sur cette partie.

### 3.3 Conclusion

Cette étude a permis de démontrer l'intérêt de la Flyback ACQR vis à vis d'autres structures. La faible puissance mise en jeu et la forte variation  $V_{IN}, I_{OUT}$  limite fortement l'utilisation de topologies résonantes. De plus, la difficulté de fonctionner en commutation douce pour d'autres topologies plus classiques comme la FORWARD ou le PUSH-PULL ont orienté notre choix vers une structure classique qui a été modifiée pour répondre à notre besoin. D'autres topologies modifiées existent pour permettre la commutation douce. Mais celles-ci comptent un plus grand nombre d'interrupteurs ce qui dans notre cas constitue un facteur limitant.

À travers l'étude de deux structures résonantes, nous avons pu illustrer les difficultés de mise en œuvre de ce type de topologies dans l'application cible. D'autres moyens existent que la variation de la fréquence pour piloter ces structures mais ils demandent souvent eux aussi de travailler en pont complet et donc de présenter plus de composants à commander au primaire.

Dans la suite de ce manuscrit, il sera abordé l'étude théorique de la Flyback ACQR. Malgré un faible nombre de composants, cette structure présente une certaine complexité dans les nombreuses phases que peuvent constituer une période de fonctionnement. L'étude de chacune d'entre elles et de leurs conditions d'occurrences respectives seront abordés dans le détails.

### 3.4 Références

- [1] Amirahmadi, A., Merida, E., Barchowsky, A., Ulloa-severino, A., Stell, C., and Carr, G. (2019). Design and Optimization of Radiation-Hardened Isolated Converters for Jovian Environments.
- [2] Bianco, A. and Torino, P. (2019). Innovative Control Method for a Dual Independent Output LLC Resonant Converter. *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 787–790.
- [3] Fei, C., Gadelrab, R., Li, Q., and Lee, F. C. (2019). High-Frequency Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with GaN Devices and Integrated Planar Magnetics. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, PP(c) :1.
- [4] Fei, C., Lee, F. C., and Li, Q. (2017). High-efficiency High-power-density LLC Converter with an Integrated Planar Matrix Transformer for High Output Current Applications. 0046(c).
- [5] Hongl, S.-j., Hyunl, S.-w., and Wonl, C.-y. (2016). Design of Phase Control LLC Resonant Converter for Fast Load Transient. pages 793–797.
- [6] Karimi, E., Heidari, M., and Adib, E. (2017). Soft-Switching Flyback Inverter with Lossless Passive Snubber for AC Module Applications. (Pedstc) :14–16.
- [7] Li, G., Xia, J., Wang, K., He, X., and Wang, Y. (2019). Hybrid Modulation of Parallel-Series LLC Resonant Converter and Phase-Shift Full Bridge Converter for A Dual Output DC-DC Converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, PP(c) :1.
- [8] Mukhtar, N. M. and Lu, D. D.-c. (2017). A Bidirectional Flyback Converter with Cross-Coupled Non-Dissipative Snubber Circuits. pages 476–481.
- [9] Park, H.-p. and Jung, J.-h. (2020). Design Methodology of Quasi-Resonant Flyback Converter with a Divided Resonant Capacitor. 1(c) :1–10.
- [10] Peter, A. K., Amalraj, P. M., Philip, B., and Mathew, J. (2017). Design and Analysis of an AC-DC LLC Resonant Converter with New Bus Voltage Stabilization Technique. pages 0–4.
- [11] Quentin, N., Perrin, R., Martin, C., and Joubert, C. (2017). A Large Input Voltage Range 1 MHz Full Converter with 95 % Peak Efficiency for Aircraft Applications Steady-state Strat-up. (June) :27–29. 39
- [12] Wang, Q. (2019). The Analysis of Dead time ' s Influence on the Operating Characteristics of LLC Resonant Converter. *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 85–89.
- [13] Wei, Y., Luo, Q., and Mantooth, A. (2019). Comprehensive Analysis and Design of LLC Resonant Converter With Magnetic Control. 4(4) :265–275.
- [14] Yudi, X. and Xingkui, M. (2018). New Hybrid Control for Wide Input Full-bridge LLC Resonant DC / DC Converter. *2018 3rd International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 4(c) :1–4.

# Chapitre 4

## Étude de la Flyback ACQR

### Sommaire

---

<b>4.1 Pré-dimensionnement - Fonctionnement quasi à vide</b> . . . . .	<b>49</b>
<b>4.2 Fonctionnement en charge</b> . . . . .	<b>51</b>
4.2.1 Phase 1 . . . . .	53
4.2.2 Phase 2 . . . . .	54
4.2.3 Phase 3 . . . . .	56
4.2.4 Phases 4 . . . . .	60
Fonctionnement AC ZVS . . . . .	61
Fonctionnement Hybride ZVS . . . . .	64
Fonctionnement Résonant ZVS . . . . .	66
Fonctionnement AC iZVS . . . . .	67
Vérification des mécanismes de commutation . . . . .	68
4.2.5 Limites de fonctionnement . . . . .	69
Limite thermique . . . . .	70
Limite électrique . . . . .	70
4.2.6 Redressement synchrone . . . . .	74
<b>4.3 Conclusion</b> . . . . .	<b>75</b>
<b>4.4 Références</b> . . . . .	<b>76</b>

---

Ne tenez pour certain que ce qui est démontré.

---

Isaac Newton

La structure de conversion Flyback conventionnelle ne permet pas de fonctionner en ZVS au primaire et d'assurer le ZCS au secondaire. Or la commutation douce réduit d'une part les pertes et d'autre part les perturbations engendrées lors de la commutation. Il est possible de modifier la cellule de clamp de la Flyback comme présentée fig.4.1. Cette structure est connue sous le nom Flyback ACQR pour Active Clamp Quasi-Resonnant Flyback. Active Clamp désigne ici l'interrupteur  $Q_2$  qui est piloté (Diode dans une structure conventionnelle) et Quasi-Resonnant la résonance du courant sur une de ses phases de fonctionnement (Phase OFF). Un dimensionnement correct des éléments passifs associés à un contrôle intelligent des interrupteurs permet de d'assurer la commutation douce au primaire et au secondaire en utilisant ce courant.

Plusieurs travaux traitent de cette structure avec quelques modifications mineures comme [3], [7] et [6]. Dans le premier cas, la structure [3] assure une conversion d'énergie à partir du réseau de distribution, les contraintes au niveau de la plage de tension d'entrée sont faibles et les courants de sortie suffisamment bas pour utiliser des diodes. La méthode de pilotage reste identique sur toute la plage de fonctionnement ce qui a le mérite d'être simple. Dans le second cas, un cahier

des charges proche de celui abordé dans cette thèse est adressé par [7]. La grande plage de tension d'entrée est abordée par l'emploi de deux méthodes de pilotage.

La première méthode (Active Clamp) est envisagée pour des tensions d'entrée basses et de forts courants tandis que pour des tensions d'entrée plus élevées ou de plus faibles courants, il est choisi de passer en mode résonnant. Au secondaire, les fortes tensions de sortie (15V) permettent ici aussi l'emploi des diodes pour le redressement.

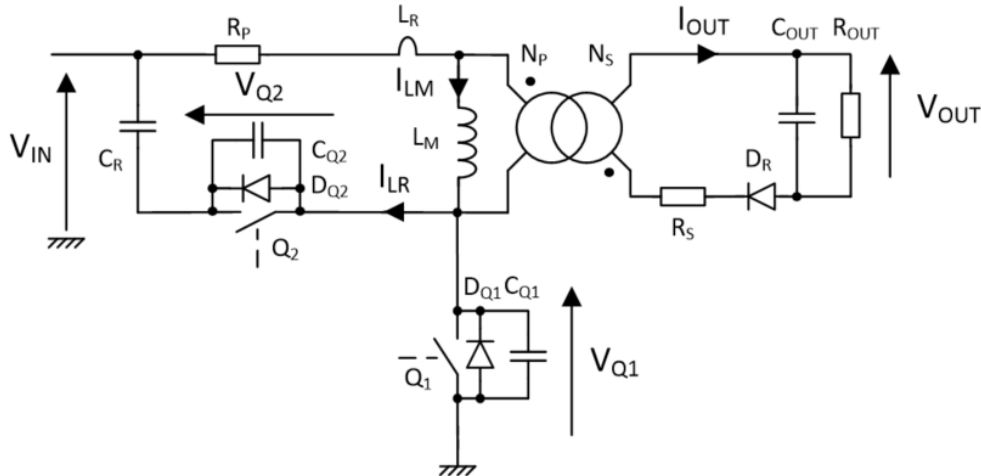


FIGURE 4.1 – Cellule de puissance du convertisseur Flyback ACQR

D'autres papiers issus de la littérature, adressent des cas de Flyback fortement modifiées [5], [8] et [4] qui contournent certains problèmes inhérents à la structure comme les forts courants pic de sortie ou la gestion des sur-tensions au primaire. Mais dans tous les cas, elles nécessitent l'ajout d'interrupteurs supplémentaires ou de diodes pour faciliter le fonctionnement. Un des intérêts principaux que l'on retient de la structure Flyback est sa simplicité de fonctionnement et son faible nombre d'interrupteurs et ici, sa capacité à travailler avec de très large plage de tension d'entrée [1], [4].

Le choix des composants dans le domaine du spatial est très contraint [1] et il a été décidé de conserver au maximum une structure, au moins au niveau des interrupteurs, qui se rapproche de la structure de base. L'approche qui a été choisie ici est de s'inspirer des deux premiers exemples en élaborant une méthode qui reste simple à mettre en place tout en proposant un fonctionnement en commutation douce sur toute la plage de fonctionnement. Comparée à [6], [Dutta], [4], la plage de tension d'entrée est beaucoup plus étendue ( $\times 2$ ) et la tension de sortie beaucoup plus basse ( $\frac{1}{4}$ ). L'utilisation d'un ou plusieurs redresseurs synchrones ( $Q_R$ ) est donc obligatoire si l'on souhaite garantir un rendement élevé.

Par nature, la topologie Flyback se révèle efficace pour traiter notre problème. La large plage de tension d'entrée peut être adressée plus facilement en raison d'une fonction de transfert qui permet une influence quadratique sur le gain. Un faible changement dans la commande peut entraîner une forte variation de la sortie. Il est ainsi plus facile de contrôler la structure lors de fortes variations de  $V_{in}$ . Le redressement synchrone ne sera dans un premier temps pas étudié. Pour des raisons de simplicité, nous introduirons les difficultés induites par l'ajout d'un redressement synchrone dans un second temps.

Dans ce chapitre, il sera présenté dans un premier temps le fonctionnement de ce convertisseur, et en quoi un choix d'éléments judicieux permet d'augmenter les performances de l'alimentation. Les modèles théoriques seront confrontés aux simulations afin de valider nos hypothèses. Les simulations seront effectuées sur SIMPLIS/SIMETRIX.

Dans un second temps, la réalisation des éléments du convertisseur sera abordée. Une attention particulière sera apportée à la mise en œuvre des composants magnétiques.

Dans un troisième temps, la stratégie de contrôle et l'implémentation embarquée ainsi que les contraintes liées à l'utilisation des GaN seront abordées pour conclure sur la réalisation de ce convertisseur.

Enfin dans une dernière partie, les performances obtenues seront présentées. La corrélation entre les résultats et le cahier des charges sera étudiée en détails à travers une étude approfondie des pertes. Une stratégie d'optimisation permettant d'améliorer les performances du convertisseur sera abordée.

## 4.1 Pré-dimensionnement - Fonctionnement quasi à vide

Pour réaliser l'étude théorique de ce convertisseur nous allons adresser son régime établi. Un découpage de chacune des phases de fonctionnement relativement à l'état des interrupteurs permettra de définir les grandeurs d'intérêt et donc de dimensionner la structure en fonction. Les équations temporelles seront établies pour les différentes grandeurs en faisant des hypothèses simplificatrices quand cela sera nécessaire. Les formes d'ondes obtenues par équation pour le dimensionnement choisi seront comparées à celles issues de la simulation.

Le fonctionnement de la Flyback Active Clamp est simple et peut être résumé en deux phases élémentaires :

- La première phase où  $Q_1$  est fermé et  $Q_2, Q_R$  sont ouverts. L'énergie dans l'inductance couplée  $L_M$  s'accumule.
- La seconde phase où  $Q_2$  et  $D_R$  sont fermés et  $Q_1$  est ouvert. L'énergie dans l'inductance couplée  $L_M$  est libérée au secondaire et on alimente la charge  $R_{OUT}$  et la capacité de sortie  $C_{OUT}$ . Une résonance a lieu en même temps au primaire.

Pour valider le fonctionnement en ZVS de la cellule, nous commençons par nous intéresser au cas à vide et nous ferons les hypothèses suivantes :

- L'inductance couplée de la Flyback traditionnelle peut être assimilée à un transformateur composé d'une inductance magnétisante  $L_M$  et d'une inductance de fuite  $L_R$ . Cette modélisation est imposée par le mode de fonctionnement.
- La capacité résonante ( $C_R$ ) est chargée à la valeur de la tension de sortie ramenée au primaire de l'inductance couplée et la variation de tension à ses bornes est faible vis à vis des capacités de sortie des transistors.
- La capacité de sortie est suffisamment grande pour que sa valeur ramenée n'influe pas sur le comportement sur la cellule de puissance au primaire. La tension de sortie est considérée constante.

Dans ce mode de fonctionnement quasi à vide, nous considérerons qu'un courant minimum permet la mise en conduction de  $D_R$  sur la deuxième phase de fonctionnement imposant alors la tension de sortie au secondaire du transformateur. Ce courant sera négligé et ce mode de fonctionnement permettra d'étudier le circuit primaire de la structure.

Durant la mise ON de  $Q_1$  pendant  $T_{ON}$ , l'énergie est accumulée dans les inductances  $L_R$  et  $L_M$ , le courant dans la cellule augmente linéairement. La pente est imposée par l'inductance équivalente  $L_M + L_R$  et la tension  $V_{IN}$ . Comme le courant transmis au secondaire est très faible, à la mise OFF de  $Q_1$  et ON de  $Q_2$ , l'intégralité du courant circule dans la boucle de clamp constituée par  $C_R, L_R, L_M$  et  $Q_2$ . La décroissance du courant est imposé par l'inductance  $L_M$  à laquelle s'applique la tension  $V_{OUT}$  ramenée au primaire ( $\frac{V_{OUT}}{N}$ ). L'évolution du courant est présenté sur la Fig.4.2.

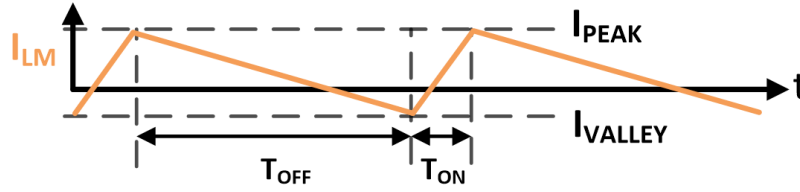


FIGURE 4.2 – Exemple d'évolution du courant dans la cellule de puissance

$I_{peak}$  représente le courant maximum sur la période et  $I_{valley}$  le courant minimum. Il est donc possible d'écrire :

$$\begin{cases} I_{peak} - I_{valley} = T_{ON} \frac{V_{in}}{L_M + L_R} \\ I_{valley} - I_{peak} = -T_{OFF} \frac{N}{L_M} \end{cases} \quad (4.1)$$

La valeur du courant moyen est dans ce cas quasi nulle puisque cette grandeur est représentative de la puissance transmise. Il est possible d'écrire la relation entrée sortie en fonction des éléments de notre système :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left( \frac{L_M}{L_R + L_M} \right) \times \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \times N \quad (4.2)$$

La fonction de transfert de ce convertisseur ne convient pas pour exprimer la tension de sortie tout le temps (surtout à forte charge ou les résistances séries ont de l'influence) mais permet d'approximer cette valeur pour la majorité des calculs. Lorsque la charge augmente, on peut considérer l'énergie transmise au secondaire comme la différence entre les énergies du primaire sur une phase de fonctionnement en fonction de rendement  $\eta$  et de la puissance de sortie  $P_{OUT}$  du convertisseur :

$$\left( \frac{1}{2} L_M I_{peak}^2 - \frac{1}{2} L_M I_{valley}^2 \right) = \frac{P_{OUT}}{\eta} * (T_{ON} + T_{OFF}) \quad (4.3)$$

En remplaçant les équations 4.1 et 4.2 dans 4.3, il est possible d'obtenir une expression du courant  $I_{peak}$  en fonction du courant de sortie et de la tension d'entrée, ainsi que des éléments de la structure :

$$I_{peak}(V_{in}, I_{out}) = \frac{N * I_{out}}{\eta(V_{IN}, I_{out})} * \left( 1 + \frac{V_{out}}{N * V_{in}} \left( 1 + \frac{L_R}{L_M} \right) \right) + \frac{V_{out} T_{OFF}}{2 * N * L_M} \quad (4.4)$$

Le rendement est ici une fonction dépendante de nombreux paramètres. Pour simplifier le pré-dimensionnement et rester en accord avec le cahier des charges, il sera fixe dans la suite des calculs et égal à  $\eta = 0.9$ . Le  $T_{OFF}$  a ici un rôle important. Il permet de faire intervenir la fréquence de fonctionnement dans l'expression du courant primaire. On a exprimé le courant en fonction du  $T_{OFF}$  plutôt que de la fréquence de fonctionnement puisque c'est ce temps qui détermine le mode de fonctionnement du convertisseur. Le courant efficace de sortie est ici dépendant de la durée de la période de conduction secondaire vis à vis de la période de fonctionnement. Plus celui ci est important, plus les pertes en conduction le seront. Il est possible d'écrire :

$$I_{OUT_{peak}@T_{OFF}} = 2 * \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN} * N} * \frac{1}{\frac{L_M}{L_R} + 1} + 1} \quad (4.5)$$

Le ratio des temps de conduction a ici été simplifié à l'aide de l'équation 4.2. Il est possible d'ores et déjà de pré-dimensionner le ratio de transformation  $N$  en fonction de ces grandeurs. Pour cela, il faut étudier les variations des courants au primaire et au secondaire en fonction de  $N$ . Même si le cas étudié est celui quasi à vide, ces expressions restent valables sur toute la plage de fonctionnement. Pour tout  $N$  et  $V_{IN}$ , les courants primaires et secondaires sont donnés pour un courant de sortie maximum ( $I_{out} = 16A$ ). Le ratio inductance résonnante sur magnétisante est fixée arbitrairement à  $\frac{L_R}{L_M} = 0,1$ . Nous pouvons alors tracer :

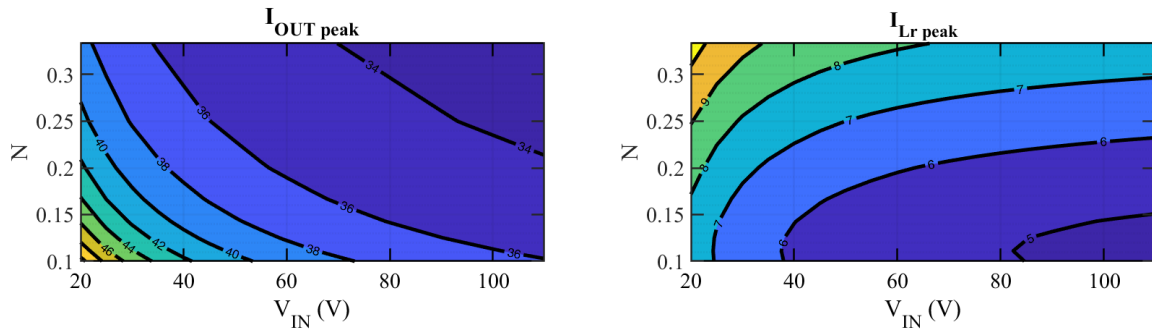


FIGURE 4.3 – Courants théoriques primaires et secondaires en fonction de  $N$  et  $V_{IN}$

Pour des raisons de contrôlabilité les courbes ont été tracées en limitant  $N$  à  $N = \frac{1}{3}$  pour ne pas avoir de  $T_{ON}$  trop faible à forte tension d'entrée. Un rapport élevé permet de réduire le courant au primaire mais fait augmenter le courant au secondaire à basse tension. Il est possible de remarquer que le ratio du transformateur a un effet important sur le courant primaire surtout à faible ratio de transformation. Au delà de  $1/7$ , les courants primaires évoluent de façon moins importante. À l'inverse, le courant secondaire évolue fortement pour des ratios au dessus de  $1/7$  et reste relativement plus faible en dessous. Afin de réduire les courants  $I_{out}$  et  $I_{Lr}$  au maximum et garder la structure contrôlable nous choisissons :

$$N = \frac{1}{7} \quad (4.6)$$

Le ratio étant fixé, nous pouvons choisir des valeurs de composants arbitraires afin d'étudier le fonctionnement de la structure. C'est ce qui est présenté dans la partie suivante.

## 4.2 Fonctionnement en charge

Trois fonctionnements possibles varient suivant le courant utilisé pour la mise ON à zéro tension de  $Q_1$  (Voir Fig.4.4). Dans ces trois cas, on retrouve le courant  $I_{L_M}$  précédemment tracé (Fig.1.2) auquel s'ajoute le courant résonnant  $I_{L_R}$  :

- **Dans un fonctionnement Active Clamp, (vert)** on laisse résonner le courant jusqu'à ce qu'il atteigne sa valeur minimum, pour un choix correct du couple  $L_R, C_R$  et du temps  $T_{OFF}$ . Généralement on détermine le point où l'amplitude négative est la plus faible ( $I_{ACD}$ ) et l'on fait en sorte que la commutation ait lieu à ce moment là. Si l'énergie stockée dans l'inductance résonnante est suffisamment grande, la capacité de sortie du transistor  $Q_1$ ,  $C_{Q_1}$  est complètement déchargée et la commutation se fait à zéro tension. Au secondaire, le courant n'a pas fini de résonner. Il est non nul lors de la fermeture de  $Q_1$  et l'ouverture de  $Q_2$ .  $L_R$  permet alors de contrôler la chute du courant de sortie jusqu'à zéro et de faire fonctionner le redresseur synchrone en mode ZCS. Il n'y a pas de temps supplémentaire sur la période de conduction du courant au secondaire. On parle de CCM pour Continuous Conduction Mode.



- **Dans un fonctionnement Résonnant, (bleu)** on attend que le courant  $I_{L_R}$  ait fini de résonner. On utilise alors le courant magnétisant pour effectuer le ZVS. Cette méthode de fonctionnement offre l'avantage de transmettre une forme d'onde sinusoïdale complète en sortie. Elle nécessite cependant une phase de temps supplémentaire en sortie qui tend à augmenter les maximums de courant. On parle alors de DCM pour Discontinue Conduction Mode.
- Si la fin de la phase de résonance de  $I_{L_R}$  coïncide avec la décroissance de  $I_{L_M}$  on parle alors de **Mode Hybride (violet)**. Ce mode permet le ZVS au primaire, un sinus complet au secondaire tout en limitant au maximum les courants (CCM). Il existe aussi un mode de commutation Hybride qui est lui lié aux courants utilisés pour la commutation.

La Fig. 4.4, présente les différents modes de fonctionnement. Ces différents modes sont obtenus avec la même valeur de  $L_R + L_M$  pour facilement noter les différences entre les modes. Dans le mode Active Clamp, le courant  $I_{ACD}$  est atteint au minimum de  $I_{L_R}$  pour les modes Hybrides et Résonnant, il est imposé par l'évolution du courant magnétisant  $I_{L_M}$ . Le minimum de  $I_{L_M}$  sur la période est noté  $I_{valley}$ . On peut aussi remarquer que les temps de conduction au secondaire notés  $t_c$  sont modifiés en fonction du mode de résonance utilisé. Plus ce temps est court, plus l'amplitude maximum du courant de sortie sera grande. Pour se situer plus facilement sur la période de fonctionnement, les mêmes jalons allant de 1 à 7 ont été placés sur les figures Fig.4.4 et Fig.4.5.

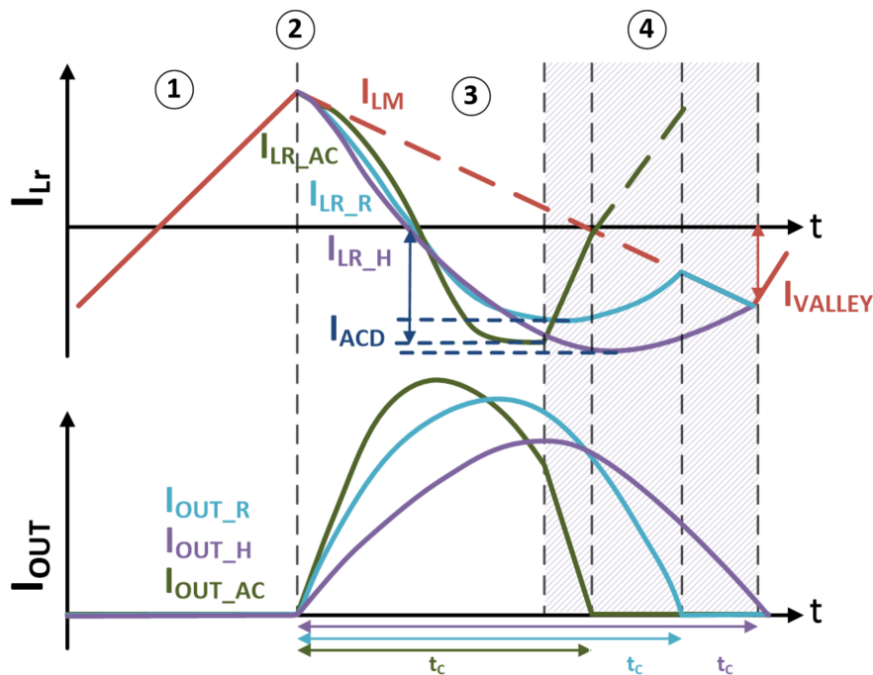


FIGURE 4.4 – Présentation des 3 modes de résonances sur la Flyback ACQR

Nous allons maintenant détailler les différentes phases de fonctionnement. Chaque sous période va être disséquée et mise en équation dans la partie suivante. C'est le fonctionnement Active Clamp qui est employé dans [7] et [3]. Nous ne limiterons pas seulement à ce fonctionnement mais à tous les fonctionnements adressables. Pour cela, nous étudierons les phases communes à tous les fonctionnements possibles. Dans un second temps nous illustrerons les disparités propres à chacun des fonctionnements. La première phase de fonctionnement est caractérisée par une accumulation de l'énergie dans les magnétiques, la seconde phase par la commutation en ZVS de l'interrupteur  $Q_2$  et la troisième par la résonance du courant dans la structure. La quatrième phase de fonctionnement qui concerne la commutation de  $Q_1$ , est propre au mode et sera décrite de façon particulière pour tous les modes.

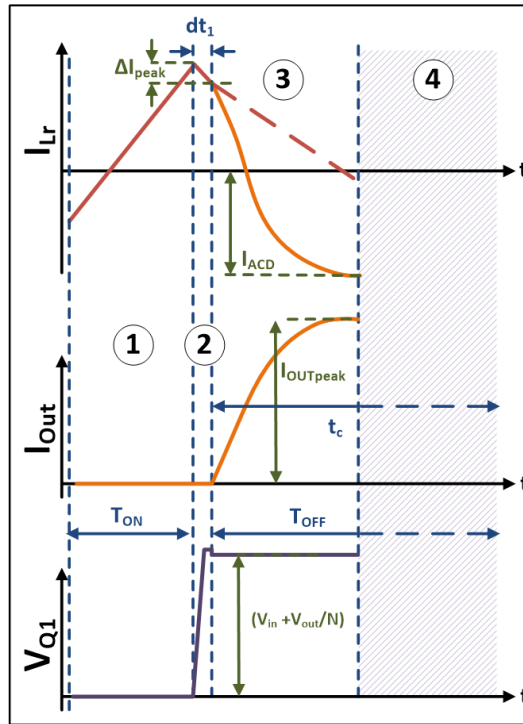


FIGURE 4.5 – Formes d’ondes communes de la Flyback AC

On peut souligner la commutation de  $Q_2$  en ZVS. Cette hypothèse est justifiée par le fonctionnement de la structure. Le courant  $I_{peak}$  augmente avec la charge. S’assurer du ZVS à basse charge de sortie et forte tension d’entrée signifie s’assurer du ZVS sur toute la plage.

#### 4.2.1 Phase 1

Pendant cette phase de fonctionnement qui dure  $T_{ON}$ , le courant  $I_{LR}$  croît linéairement. De l’énergie est accumulée dans les inductance  $L_M$  et  $L_R$ .

On peut écrire l’expression :

$$I_{LR}(t) = \frac{V_{IN}}{L_M + L_R} t + I_{valley} \quad (4.7)$$

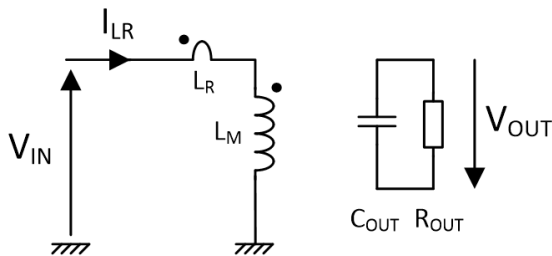


FIGURE 4.6 – Phase de fonctionnement 1

$I_{valley}$  le courant hérité de la période de commutation précédente. Si on fait l’approximation que l’énergie contenue dans l’inductance magnétisante est très grande devant celle des capacités de sortie des transistors, le courant  $I_{valley}$  peut être écrit d’après l’équation 4.1. Si on ne fait pas cette hypothèse simplificatrice il est nécessaire de prendre en compte l’influence de l’énergie des capacités de sortie (pour commuter en ZVS  $Q_1$ ) sur le courant  $I_{LR}$ .

Durant cette phase, la tension de sortie est assurée par l’énergie contenue dans la capacité de sortie. La fin du temps d’accumulation ( $T_{ON}$ ) marque le début de la phase 2.

## 4.2.2 Phase 2

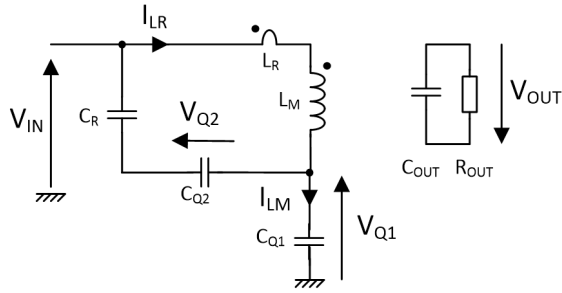


FIGURE 4.7 – Phase de fonctionnement 2

La phase 2 marque le début du temps mort qui va permettre au transistor  $Q_2$  d'assurer le ZVS. Pour cela, la capacité  $C_{Q_2}$  va se décharger et la capacité  $C_{Q_1}$  se charge jusqu'à une tension  $(V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N})$ . Nous faisons les hypothèses :

- $C_{Q_1} + C_{Q_2} = 2 * C_Q$  fonction de  $V_{IN}$
- La tension de la capacité résonnante  $C_R$  est fixe et sa valeur est à déterminer. Elle est notée  $V_{C_{R0}}$
- On néglige l'effet de l'amortissement devant la dynamique de la commutation ce qui permet de simplifier fortement les calculs et influe très peu sur le résultat final

La tension durant la phase d'accumulation impose des tensions aux bornes de  $L_R$  et  $L_M$  de la forme :

$$\begin{cases} V_{L_{M0}} = V_{IN} * \frac{L_M}{L_R + L_M} \\ V_{L_{R0}} = V_{IN} * \frac{L_R}{L_R + L_M} \end{cases} \quad (4.8)$$

Dans ces conditions, les capacités de sortie des GaN transfèrent leurs énergies suivant l'équation différentielle suivante :

$$2C_Q(L_R + L_M)I_{L_R}'' + I_{L_R} = 0 \quad (4.9)$$

On a donc un courant  $I_{L_R}$  de la forme :

$$I_{L_R}(t) = A \cos(\omega_{dt_1} t) + B \sin(\omega_{dt_1} t) \quad (4.10)$$

avec,

$$\omega_{dt_1} = \frac{1}{\sqrt{2 * C_Q(V_{IN}) * (L_M + L_R)}} \quad (4.11)$$

Les valeurs à l'instant initial sont déterminées à partir du courant  $I_{L_R}$  et de la tension  $V_{L_R}$  à la fin de la phase 1 :

$$\begin{cases} I_{L_R}(0) = I_{peak} = A \\ I_{L_R}'(0) = \frac{V_{L_R}(0)}{L_R} = \frac{V_{L_M}(0)}{L_M} = B * \omega_{dt_1} \end{cases} \quad (4.12)$$

L'équation du courant peut alors se mettre sous la forme :

$$I_{L_R}(t) = I_{peak} \cos(\omega_{dt_1} t) + V_{IN} \sqrt{\frac{2 * C_Q}{L_M + L_R}} \sin(\omega_{dt_1} t) \quad (4.13)$$

On écrit alors les équations de tension aux bornes des magnétiques par :

$$\begin{cases} V_{L_M}(t) = V_{IN} \frac{L_M}{L_M + L_R} \cos(\omega_{dt_1} t) - I_{peak} \sqrt{\frac{L_M}{2 * C_Q * (\frac{L_R}{L_M} + 1)}} \sin(\omega_{dt_1} t) \\ V_{L_R}(t) = V_{IN} \frac{L_R}{L_M + L_R} \cos(\omega_{dt_1} t) - I_{peak} \sqrt{\frac{L_R}{2 * C_Q * (\frac{L_M}{L_R} + 1)}} \sin(\omega_{dt_1} t) \end{cases} \quad (4.14)$$

Pour la tension aux bornes de  $Q_2$ , il est nécessaire d'utiliser la primitive de  $I_{L_R}$  à travers l'équation :

$$V_{C_{Q_2}}(t) = \int \frac{I_{L_R}(t)}{C_Q} dt \quad (4.15)$$

En utilisant les conditions initiales adéquates on obtient enfin l'équation de la tension aux bornes de  $Q_2$  :

$$V_{C_{Q_2}}(t) = I_{peak} \sqrt{\frac{L_R + L_M}{2 C_Q}} \sin(\omega_{dt_1} t) - (V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}) \cos(\omega_{dt_1} t) \quad (4.16)$$

Grâce à cette équation, il est possible de déterminer le temps nécessaire à la commutation de  $Q_2$  en ZVS. Ce temps est noté  $dt_{1opt}$  :

$$dt_{1opt} = \frac{1}{\omega_{dt_1}} \arctan\left(\frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}}{I_{peak} \sqrt{\frac{L_R + L_M}{2 * C_Q}}}\right) \quad (4.17)$$

La tension aux bornes de  $Q_2$  s'annule en  $dt_{1opt}$ . Nous faisons l'hypothèse ici que le temps mort  $dt_1$  est grand devant le temps de commutation optimal ( $dt_{1opt} < dt_1$ ). Le circuit équivalent devient alors :

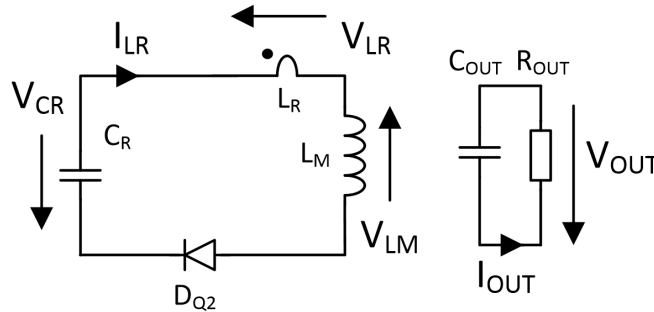


FIGURE 4.8 – Mise en conduction des diode  $D_{Q_2}$

Il est donc possible de déterminer la valeur de la tension qui nous intéresse  $V_{C_{R0}}$  en faisant la somme des tensions dans la maille de clamp en ayant préalablement remplacé les temps par  $dt_{1opt}$ . Pour ce calcul nous faisons l'hypothèse que la tension forward de la diode de body de  $Q_2$  est nulle. Cette hypothèse est validée par le fait que le temps mort soit suffisamment court et se rapproche de  $dt_{1opt}$ .

$$V_{C_{R0}} = \frac{\frac{V_{OUT}}{N}}{\sqrt{1 + \left(\frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}}{I_{peak} \sqrt{\frac{L_R + L_M}{2 * C_Q}}}\right)^2}} \quad (4.18)$$

Le temps de mise en conduction de  $D_R$  n'est pas nul et dépend de la tension  $V_{L_M}$ . Une fois que cette tension dépasse la tension de sortie plus la tension forward de la diode de redressement  $V_{F_{D_R}}$ ,  $D_R$  se met en conduction. Nous connaissons la tension  $V_{L_{M0}}$  correspondant à la tension aux

bornes de  $L_M$  à  $dt_{1opt}$ . Il est alors possible de calculer l'écart à la tension de mise en conduction de  $D_R$ . Cet écart est noté  $\Delta V_{L_M}$  et il s'écrit :

$$\Delta V_{L_M} = \frac{V_{F_{D_R}} + V_{OUT}}{N} - \frac{\frac{V_{OUT}}{N} \frac{L_M}{L_M + L_R}}{\sqrt{1 + \left( \frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}}{I_{peak} \sqrt{\frac{L_R + L_M}{2 * C_Q}}} \right)^2}} \quad (4.19)$$

D'autre part, est possible de quantifier l'énergie perdue (l'amplitude du courant) pour commuter le transistor  $Q_1$  en ZVS par :

$$\Delta I_{peak} = I_{peak} - \sqrt{I_{peak}^2 - \frac{2 * C_Q * V_{Q_1}^2}{L_M + L_R}} \quad (4.20)$$

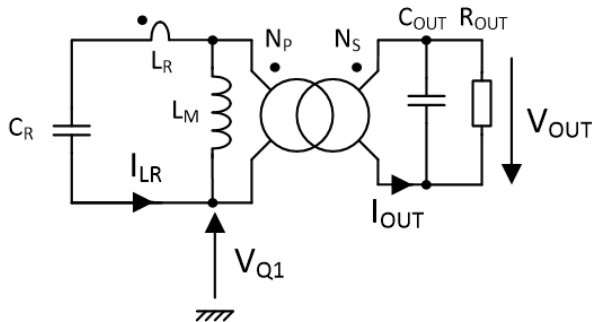
Nous faisons l'hypothèse que l'amplitude du courant est encore élevée et véhiculée par  $L_M + L_R$ . La valeur de  $\Delta V_{L_M}$  étant faible, le temps de mise en conduction du secondaire noté  $dt_{D_R}$  peut alors être déterminé à partir de la relation linéaire :

$$dt_{D_R} = \frac{C_R \frac{L_M}{L_R + L_M} \Delta V_{L_M}}{I_{peak} - \Delta I_{peak}} \quad (4.21)$$

Cette durée prend son origine lorsque la tension aux bornes de  $Q_2$  s'annule. Le calcul du temps de mise en conduction secondaire est fastidieux mais nécessaire. Le délai de mise en conduction provoque une augmentation du courant secondaire, il est donc important de le déterminer. Pour la suite des calculs on considèrera que la commutation de  $Q_2$  se fait en ZVS et au temps mort optimum  $dt_{1opt}$ . La mise en conduction de  $Q_2$  marque le début de la phase 3. Il est à noter que le secondaire n'est pas forcément connecté à ce moment précis. Par la suite nous faisons l'hypothèse simplificatrice que  $D_R$  est mise en conduction en même temps que  $Q_2$ .

### 4.2.3 Phase 3

Cette phase est primordiale pour garantir le ZVS sur le transistor  $Q_1$  durant la phase 4. Dans cette phase le courant accumulé durant la phase 1 résonne dans la maille de clamp. La résonance qui met en jeu les éléments passifs et parasites de la structure va permettre de décrire le comportement des courants primaires et secondaires.



Compte tenu des valeurs des éléments mis en jeu, les valeurs des résistances parasites primaires et secondaires doivent elles aussi être considérées. En ramenant les éléments secondaires au primaire on obtient un schéma équivalent représenté Fig.4.10.

FIGURE 4.9 – Phase de fonctionnement 3

Sur cette figure,  $R_p$  représente la résistance totale au primaire et  $R_s$  celle au secondaire. Le schéma se rapproche d'une topologie de convertisseur résonnant de type LLC. Nous cherchons à déterminer le courant résonnant  $I_{I_R}(t)$  en fonction des autres éléments du circuit. Pour cela, nous formulons les hypothèses suivantes :

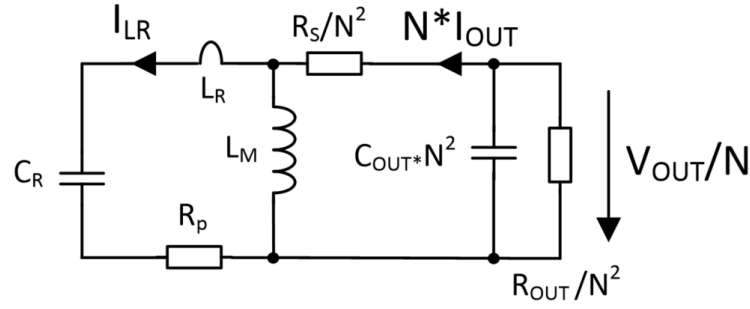


FIGURE 4.10 – Schéma équivalent de la structure durant la résonance

- La capacité de sortie est choisie très grande. Ce choix nous retire un degré de liberté sur le dimensionnement de notre structure mais permet d'une part de diminuer l'ondulation de la tension de sortie et d'autre part de simplifier nos calculs. Nous effectuerons les calculs en prenant en compte cette capacité avant de discuter des simplifications possibles.
- On utilise la superposition pour le calcul des courants dans la structure. Pour cela, on commence par déterminer l'évolution de  $I_{L_R}(t)$  puis celle de  $I_{L_M}$ . La différence des deux nous permet de déterminer le courant de sortie  $I_{OUT}$  et le courant vu par les transistors au moment de la commutation.
- On néglige la contribution de l'amortissement sur la pulsation compte tenu des valeurs d'amortissement mises en jeu.

La résistance parasite du circuit de sortie est de l'ordre de quelques  $m\Omega$  mais ramenée au primaire elle a un rôle important sur l'amortissement de la résonance. Ainsi, si on considère la maille composée par  $C_R$ ,  $L_R$ ,  $R_s$ ,  $R_{OUT}$  et  $R_p$  :

$$V_{C_R} + V_{R_p} + V_{C_{OUT}} + V_{R_s} + V_{L_R} = 0 \quad (4.22)$$

En utilisant les dérivées des courants mis en jeu on peut écrire :

$$\frac{I_{L_R}}{C_R} + R_p \dot{I}_{L_R} + \frac{I_{L_R}}{N^2 C_{OUT}} + \dot{I}_{L_R} \frac{R_s}{N^2} + L_R \ddot{I}_{L_R} = \frac{-V_{OUT}}{R_{OUT} C_{OUT} N} \quad (4.23)$$

On peut mettre cette équation sous forme canonique, elle devient :

$$I_{L_R} + \frac{2\xi}{\omega_R} \dot{I}_{L_R} + \omega_R^2 I_{L_R} = \frac{-V_{OUT}}{R_{OUT} C_{OUT} N} * C_{Eq} \quad (4.24)$$

Le second membre peut être considéré constant, on pose les constantes suivantes :

$$\begin{cases} C_{Eq} = \frac{N^2 C_{OUT} C_R}{N^2 * C_{OUT} + C_R} \\ R_{Eq} = R_p + \frac{R_s}{N^2} \end{cases} \quad (4.25)$$

Et donc :

$$\begin{cases} \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{Eq}}} \\ \xi = \frac{R_{Eq}}{2} \sqrt{\frac{C_{Eq}}{L_R}} \end{cases} \quad (4.26)$$

On peut résoudre cette équation d'ordre 2 à coefficients constants dans  $\mathfrak{S}$  avec second membre constant :

$$\begin{cases} \Delta = \frac{4}{\omega_R^2} (\xi^2 - 1) \\ \xi^2 - 1 < 0 \Leftrightarrow \Delta < 0 \end{cases} \quad (4.27)$$

Pour les valeurs considérées ici, l'amortissement est très inférieur à 1 ( $\xi \approx 0,01$ ). L'effet de l'amortissement sur la fréquence de résonance est négligé.  $C_{OUT}$  étant très grande devant  $C_R$  il est possible de simplifier l'équation. Les solutions peuvent donc s'écrire :

$$\begin{cases} r_{1,2} = -\xi\omega_R \pm i\omega_R \\ I_{L_R}(t) = e^{-\xi\omega_R t} (\alpha \cos(\omega_R t) + \beta \sin(\omega_R t)) \end{cases} \quad (4.28)$$

Les coefficients de cette équation peuvent être déterminés grâce aux conditions initiales. Au début de cette phase de fonctionnement le courant résonnant vaut  $I_{peak} - \Delta I_{peak}$ . Nous faisons alors l'hypothèse que le temps de mise en conduction de  $D_R$  durant la phase de fonctionnement précédente est suffisamment court pour que le courant n'ait pas eu le temps d'évoluer. Cette valeur nous permet de déterminer  $\alpha$ . Pour trouver  $\beta$  il est nécessaire de faire intervenir la dérivée du courant  $I_{L_R}(t=0)$ . Pour cela on étudie la tension dans la maille au début de la phase 3. Comme mentionné précédemment, la diode  $D_R$  vient de se mettre en conduction. Le courant  $I_{L_R}$  ne circule alors pas tout à fait au secondaire et il est possible d'écrire :

$$\begin{cases} \dot{I}_{L_R}(t=0) = \frac{V_{L_M}}{L_M}(t=0) = \beta * \omega_R \\ V_{L_M}(t=0) = -\frac{V_{F_{D_R}} + V_{OUT}}{N} \end{cases} \quad (4.29)$$

Si nous suivons notre raisonnement, les tensions au début de cette période sont dans un équilibre exact. L'équation Eq.4.28 devient :

$$I_{L_R}(t) = e^{-\xi\omega_R t} ((I_{peak} - \Delta I_{peak}) \cos(\omega_R t) + \sqrt{L_R C_R} \frac{V_{OUT} + V_{F_{D_R}}}{N L_M} * \sin(\omega_R t)) \quad (4.30)$$

Il est à noter que le minimum atteint par  $I_{L_R}$  sur cette phase est noté  $I_{ACD}$  car il marque le début de la commutation dans le fonctionnement AC.

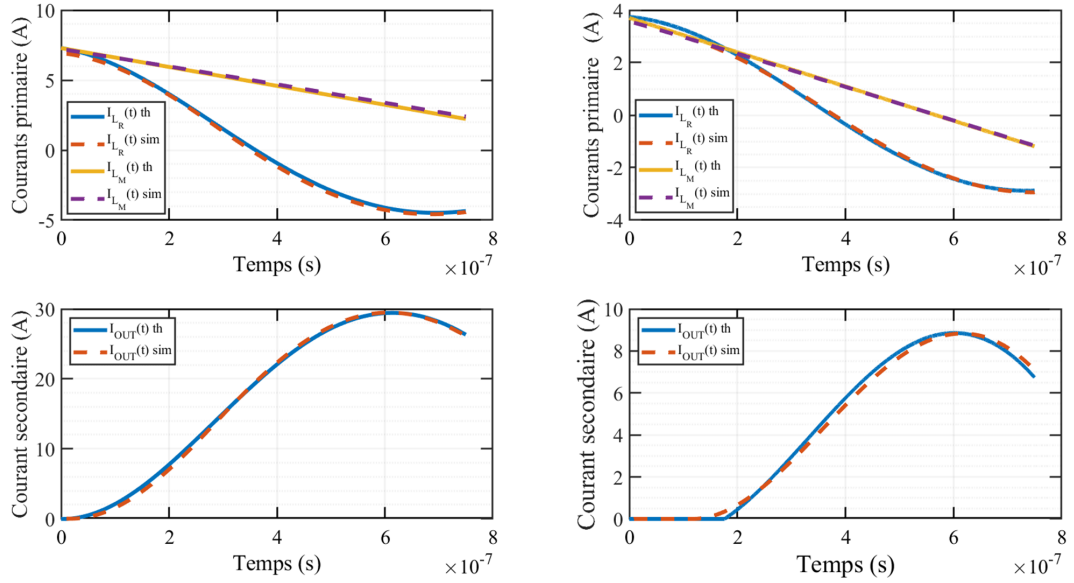
Au comportement induit par l'inductance  $L_R$  s'ajoute la contribution du courant magnétisant. Durant la phase de conduction secondaire, la tension de sortie est ramenée au primaire à travers le ratio de transformation  $N$ . C'est ce courant qui est utilisé pour commuter  $Q_1$  en ZVS dans les modes résonnants et hybrides.

$$I_{L_M}(t) = I_{peak} - \frac{V_{OUT}}{N * L_M} * t \quad (4.31)$$

Le courant  $I_{L_M}$  ici peut être déterminé en fonction de l'Eq.4.4. Nous pouvons alors donner le courant de sortie comme étant la différence des courants précédemment exprimés au ratio de transformation prêt :

$$I_{OUT}(t) = \frac{I_{L_M}(t) - I_{L_R}(t)}{N} \quad (4.32)$$

Les différentes formes d'ondes obtenues seront présentées et comparées à la simulation dans la partie suivante. Le courant  $I_{OUT}$  ne peut pas être négatif à cause de la diode  $D_R$ . Dans la topologie finale, cet interrupteur sera commandé. Il sera donc nécessaire dans certains cas de piloter judicieusement la conduction au secondaire pour éviter au courant de changer de signe. On peut tracer l'évolution précédemment décrite en fonction de celle observée en simulation pour un fonctionnement identique (AC ici). Ces formes d'ondes sur les 3 courants exprimés précédemment, sont comparées à courant de sortie de 16A et 3.3A sur la Fig.4.11.


 FIGURE 4.11 – Comparaison du modèle avec la simulation  $I_{OUT} = 16A$  et  $I_{OUT} = 3.3A$ 

Les formes d'ondes trouvées en faisant les différentes hypothèses simplificatrices sont cohérentes avec celle obtenues en simulation. Le simulateur utilisé est SIMPLIS. Il permet de simplifier le problème traité en calculant les formes d'ondes au point de repos. Ici le point de repos nominal est celui pour lequel le courant de sortie est celui voulu et la tension de sortie vaut 3.3V. Nous réutiliserons les expressions déterminées dans la suite de nos calculs. La phase 3 dure  $T_{OFF}$ . Une fois cette phase de fonctionnement achevée,  $Q_2$  est mis OFF. Dans le mode AC, le courant secondaire n'est pas nul à ce moment là. En fonction des modes de fonctionnement que nous décrirons dans la partie suivante, le courant de sortie adopte des comportements différents. Contrairement au dimensionnement en mode Résonant, le bon fonctionnement du mode Active Clamp est intrinsèquement relié au dimensionnement choisi. Pour cela, nous fixons arbitrairement les valeurs suivantes :

$$L_M = 20\mu H \quad (4.33)$$

Il est possible de choisir le couple  $L_R$  et  $C_R$  afin de garantir un courant minimum en AC en fonction du  $T_{OFF}$ . Pour cela, on peut écrire :

$$\omega_R T_{OFF} = \pi \quad (4.34)$$

Et donc, nous fixons :

$$L_R = 1.8\mu H \Leftrightarrow C_R = 470nF @ T_{OFF} = 2800ns \quad (4.35)$$

Il est possible d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur comme inductance résonnante. Ce choix à l'avantage d'économiser le nombre de composants mis en jeu et les pertes dans  $L_R$ . Cependant, les méthodes de calcul de l'inductance de fuite du transformateur sont complexes et nécessitent souvent des logiciels de calculs par éléments finis (FEM pour Finite Element Model). De plus les valeurs envisageables pour  $L_R$  le cas échéant sont relativement élevées compte tenu de la fréquence d'utilisation. Nous choisirons donc d'employer une inductance additionnelle à celle de fuite du transformateur dans notre expérimentation. Ces choix seront critiqués dans une prochaine partie. La fin de  $T_{OFF}$  marque la fin de cette phase de fonctionnement et le début de la phase 4.



#### 4.2.4 Phases 4

Cette phase débute avec l'ouverture de  $Q_2$  et sa durée est fixée par  $t_{d_2}$ . C'est dans cette phase que la mise ON de  $Q_1$  est censée se faire en ZVS.

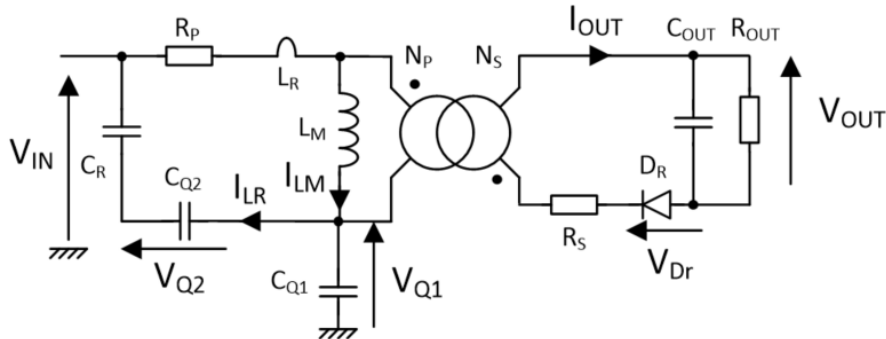


FIGURE 4.12 – Phase 4

Pour cela, il est nécessaire de considérer deux critères. Le premier est associé à l'énergie. De la même façon que dans l'Eq.4.7, véhiculer une énergie suffisante pour assurer le transport des charges de  $Q_1$  à  $Q_2$  est la première condition à respecter. La seconde est associée aux amplitudes. Il est nécessaire de disposer d'une amplitude de courant suffisante pour effectuer le ZVS dans le temps imparti c'est à dire  $t_{d_2}$ . Il y a alors plusieurs cas à considérer en fonction de la nature de la commutation (ZVS ou non), de l'amplitude du courant ainsi que de la tension d'entrée.

À la différence de la phase 2, les énergies mises en jeu ici sont bien moins importantes. La raison est double. Comme énoncé plus haut, le courant  $I_{valley}$  est inférieur à  $I_{peak}$  du fait de l'amortissement. D'autre part, l'inductance  $L_R$  est très inférieure à  $L_M$ . L'énergie disponible pour la commutation est donc moins importante. Compte tenu de la valeur de la capacité résonnante vis à vis des capacités de sortie des transistors, on peut négliger l'évolution de la tension  $V_{C_R}$  durant cette phase de fonctionnement. La capacité  $C_R$  est alors chargée à  $-V_{OUT}/N$ . La cellule étudiée peut alors être mise sous la forme représentée Fig.4.13.

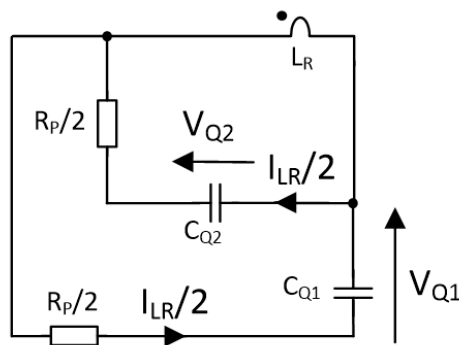


FIGURE 4.13 – Schéma équivalent de la structure durant la phase 4

$C_{Q_1}$  et  $C_{Q_2}$  sont identiques, mais voient une tension qui évolue en sens inverse. La non-linéarité de la capacité de sortie des transistors vis à vis de la tension fait que le courant qui circule dans les deux capacités n'est pas semblable. La valeur de la capacité totale peut être approximée en fonction de la tension d'entrée suivant le modèle de la Fig.4.15. Le comportement des deux capacités des transistors peut alors être simplifié et considéré identique comme sur la Fig.4.13.

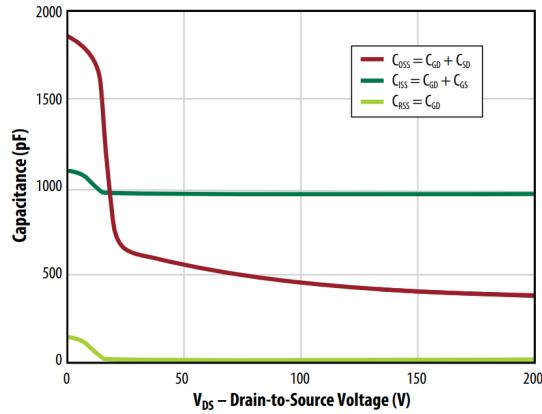


FIGURE 4.14 – Évolution de la capacité  $C_{oss}$  en fonction de la tension  $V_{DS}$  sur un transistor GaN EPC2034C

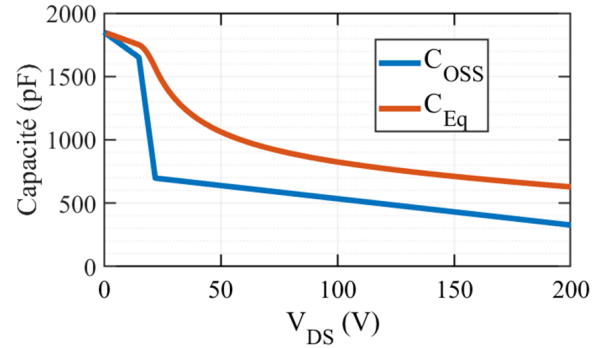


FIGURE 4.15 – Approximation de la capacité  $C_{oss}$  et calcul de la capacité équivalente  $C_{Eq}$  en fonction de la tensions  $V_{DS}$

Déterminer la capacité de sortie des transistors en fonction de la tension vue par le transistor devient donc plus compliqué que ce qu'il n'y paraît. Pour y parvenir, il est possible d'obtenir une valeur approchée de la courbe donnée dans la datasheet constructeur en approxinant le comportement non linéaire de  $C_{oss}$  par trois portions de droites. Il est alors possible d'intégrer l'énergie nécessaire pour décharger/charger cette capacité de 0V à une tension donnée ( $V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}$ ).

Pour deux transistors dans une configuration bras d'onduleur, il est donc possible de calculer une capacité équivalente aux deux capacités des transistors primaires dans une phase de commutation en fonction de la tension  $V_{DS}$ . Celle représentée ici est la capacité d'un seul transistor. Le comportement serait symétrique si les deux étaient pris en compte.

Tout l'enjeu de cette topologie repose sur la capacité à commuter  $Q_1$  en ZVS, c'est à dire, assurer la conduction sur la diode de body avant de remettre ON  $Q_1$ . Comme expliqué précédemment, il est possible d'utiliser plusieurs mécanismes pour y parvenir. La différenciation entre les mécanismes de commutation mis en œuvre peut se faire par la quantité d'énergie mise en jeu, le signe des courants et les lois de commande. De plus, les commutations peuvent être à zéro tension (ZVS) ou quasi-zéro tension. Ce cas sera abrégé par iZVS pour Incomplete Zeros Voltage Switching. Dans un premier temps, nous allons aborder comme fonctionnement global l'Active Clamp et en particulier son mode de fonctionnement le plus simple.

### Fonctionnement AC ZVS

Dans ce fonctionnement, c'est l'inductance résonnante  $L_R$  qui fournit l'intégralité de l'énergie nécessaire à la charge/décharge des capacités de sortie des transistors. Il est possible d'écrire la condition suivante pour être dans ce mode en fonction de la capacité équivalente précédemment déterminée,  $C_{Eq}$  :

$$\frac{1}{2}L_R I_{ACD}^2 \geq C_{Eq} \left( V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N} \right)^2 \quad (4.36)$$

Compte tenu des valeurs mises en jeu, cette condition est respectée pour des tensions d'entrée faibles et des courants résonnants importants. Ce fonctionnement est représenté sur la figure Fig.4.16. La phase qui nous intéresse sur la Fig.4.16 est donc celle qui dure pendant le temps mort 2 noté  $d t_2$ . Ce temps de commutation a été intentionnellement agrandi pour discerner plus facilement les différentes parties qui la composent.

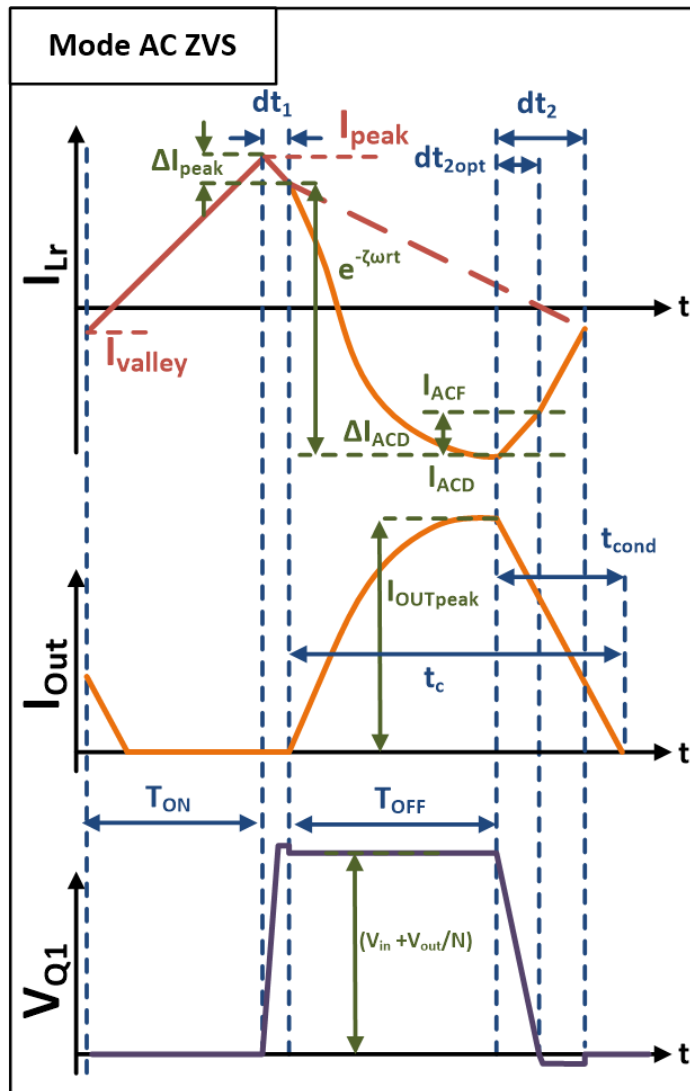


FIGURE 4.16 – Commutation ZVS Active Clamp

Il est possible de les décrire :

- Au début de cette phase  $Q_2$  est mis OFF. Le courant  $I_{Lr}$  qui avait atteint son minimum ( $I_{ACD}$ ), transfère de l'énergie aux capacités de sortie des transistors ce qui provoque une diminution de l'amplitude de  $I_{ACD}$ . La valeur qu'il adopte alors est notée  $I_{ACF}$  en référence à la fin de la commutation en mode AC.
- La tension aux bornes de  $Q_1$  décroît jusqu'à atteindre  $-V_{D_{Q_1}}$  la tension reverse de la diode de body de l'interrupteur  $Q_1$ . C'est ce qui valide l'hypothèse faite pour cette période de fonctionnement.
- Le courant de sortie décroît et adopte une forme de portions de fonctions sinus. Il est à noter que la durée de décroissance du courant secondaire peut être supérieure au temps mort surtout dans ce mode de commutation. Dans une structure avec redressement non piloté ceci a peu d'impacts. Par la suite, nous verrons que l'utilisation d'un redressement synchrone nécessite un ajustement des temps morts dans l'optique d'améliorer le rendement.
- À partir de  $I_{ACF}$  le courant  $I_{Lr}$  augmente jusqu'à atteindre  $I_{valley}$ .  $L_R$  impose la pente de décroissance du courant au secondaire. Cette évolution linéaire est elle aussi dictée par l'inductance  $L_R$ .

Pour étudier la décroissance de la tension  $V_{DS1} = V_{C_Q}$ , nous considérons le schéma de la Fig.4.13. Dans ce schéma, seulement  $L_R$  participe à la décharge de  $C_{Q1}$  et  $C_{Q2}$ . En faisant cette hypothèse, il

est possible de considérer les tensions aux bornes des interrupteurs comme un problème d'oscillateur harmonique amorti :

$$\begin{cases} V_{C_Q}(t) = V_{DS1}(t) = V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N} - V_{Q_2}(t) \\ 2L_R C_Q \ddot{V}_{C_Q} + 2C_Q R_p \dot{V}_{C_Q} - V_{C_Q} = 0 \end{cases} \quad (4.37)$$

Puis en posant l'amortissement et la pulsation propre comme suit :

$$\begin{cases} \omega_Q = \frac{1}{\sqrt{2L_R C_Q}} \\ \xi_Q = \frac{R_p}{2} \sqrt{\frac{2C_Q}{L_R}} \end{cases} \quad (4.38)$$

On résout dans  $\Im$  pour enfin obtenir :

$$V_{C_Q}(t) = \left( V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N} \right) \cos(\omega_Q t) + I_{ACD} e^{-\xi_Q \omega_Q t} \sqrt{\frac{L_R}{2C_Q}} \sin(\omega_Q t) \quad (4.39)$$

On aperçoit ici le premier désavantage à travailler en AC. L'énergie contenue dans  $L_R$  étant du même ordre de grandeur que celle contenue dans la capacité  $C_Q$  à forte tension, on assiste à un phénomène de résonance entre les deux composants.

Ce phénomène est cependant facile à prévoir, la pulsation étant fixée, il nous suffit de régler les temps morts afin de minimiser la tension dans  $Q_1$  au moment de la commutation et donc les pertes. Cependant, le problème n'est pas aussi évident, et il nous faut prendre en compte l'effet de la tension sur la valeur de ces capacités. On note  $dt_{2opt}$  le temps mort qui optimise la commutation en négligeant les effets d'amortissement :

$$dt_{2opt}(V_{IN}) = \sqrt{2C_Q(V_{IN})L_R} \arctan\left(\frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}}{I_{ACD} * \sqrt{\frac{L_R}{2C_Q(V_{IN})}}}\right) \quad (4.40)$$

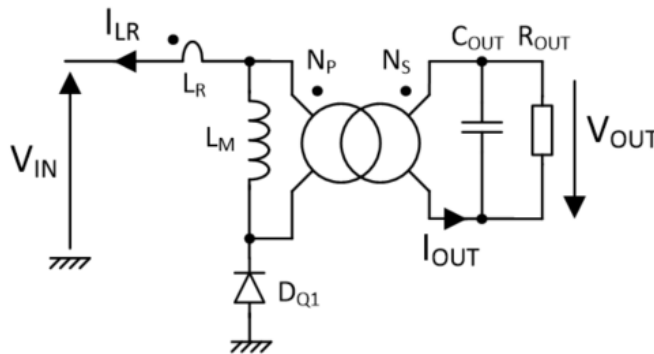


FIGURE 4.17 – Passage sur la diode  $D_{Q_1}$  durant  $dt_2$

Lorsque la diode  $D_{Q_1}$  se met à conduire, le schéma équivalent de la structure peut être mis sous la forme représentée Fig.4.17. Cette étape dans la commutation a une durée théorique nulle si on commute  $Q_1$  à  $dt_{2opt}$ . Même si le courant n'est pas maximum durant la conduction sur la diode, limiter ce temps permet de diminuer les pertes.

La quantité d'énergie perdue sur cette commutation nous permet de trouver la valeur de  $I_{ACF}$  :

$$I_{ACF} = \sqrt{I_{ACD}^2 - \frac{2 * C_Q}{L_R} (V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N})^2} \quad (4.41)$$

On note sur le schéma  $\Delta I_{ACD} = I_{ACF} - I_{ACD}$ . Une fois cette valeur de courant atteinte pour  $I_{L_R}$ , le courant résonant poursuit son évolution jusqu'à atteindre le courant magnétisant symbolisé en pointillés rouge sur la Fig.4.16. Le point de rencontre ne se situe pas toujours à la valeur minimal de  $I_{L_M}$  ( $I_{valley}$ ). L'évolution du courant  $I_{L_R}$  sur cette période de fonctionnement ( $dt_2 - dt_{2opt}$ ) peut être exprimée de la façon suivante :

$$I_{L_R}(t) = I_{ACF} + \frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}}{L_R} t \quad (4.42)$$

Le courant de sortie suit le comportement décrit dans l'Eq.4.32. On peut réécrire ce courant avec l'expression de  $I_{L_R}$  durant  $dt_2$  :

$$I_{OUT}(t) = \frac{I_{peak} - \frac{V_{out}}{N * L_M} * (T_{OFF} + t) - (I_{ACF} + \frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}}{L_R} t)}{N} \quad (4.43)$$

Il est alors possible d'exprimer le temps  $t_{cond}$  théorique représenté sur le schéma comme le temps supplémentaire nécessaire à l'annulation du courant de sortie. Ce temps est déterminé à partir de l'équation précédente pour  $I_{OUT}(t_{cond}) = 0A$  :

$$t_{cond} = \frac{I_{peak} - I_{ACF} - \frac{V_{out} * T_{OFF}}{N * L_M}}{\frac{V_{in}}{L_R} + \frac{V_{out}}{N} (\frac{1}{L_M} + \frac{1}{L_R})} \quad (4.44)$$

Il est possible de réécrire les valeurs de  $I_{peak}$  à partir de l'Eq.4.4 et la valeur de  $I_{ACF}$  à partir des Eq.4.41 et 4.30 et de  $I_{peak}$ . Par des soucis de lisibilité nous ne le ferons pas ici. Il apparait nettement par cette étude que l'inductance  $L_R$  joue un rôle primordial dans la commutation. Aussi nous choisirons ici d'employer une inductance  $L_R$  en plus de l'inductance de fuite du transformateur. Ce choix s'oppose à certains travaux comme [? ], [? ], [? ] et sera discuté par la suite. Nous avons terminé de décrire le fonctionnement AC ZVS, nous pouvons passer au mode Hybride ZVS.

### Fonctionnement Hybride ZVS

Le fonctionnement Hybride se caractérise par l'origine des courant permettant de faire du ZVS sur  $Q_1$ . Dans le mode précédent, l'énergie provenait uniquement de l'inductance résonnant  $L_R$ . Dans ce mode, l'énergie provient de  $L_R$  en début de commutation et de  $L_M$  ensuite. Pour parvenir à fonctionner dans ce mode de commutation il est nécessaire de respecter les deux conditions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{1}{2} L_R I_{ACD}^2 < C_Q V_{Q_1}^2 \\ I_{valley} < 0A \end{cases} \quad (4.45)$$

Si ces deux conditions sont respectées, on obtient le fonctionnement à la commutation représenté sur la Fig.4.18. Si on s'intéresse en particulier à la tension  $V_{DS1}$  pendant la commutation, elle peut être décomposée en deux parties. La première partie correspond à l'apport du fonctionnement AC sur la commutation et la seconde au fonctionnement résonant. La tension intermédiaire qui correspond à la tension entre les deux fonctionnements est notées  $V_{COM_{ACF}}$ . Pour trouver la valeur de cette tension il est nécessaire de résoudre :

$$V_{COM_{ACF}} = \sqrt{V_{DS1i}^2 - \frac{L_R}{2 * C_Q} I_{ACD}^2} \quad (4.46)$$

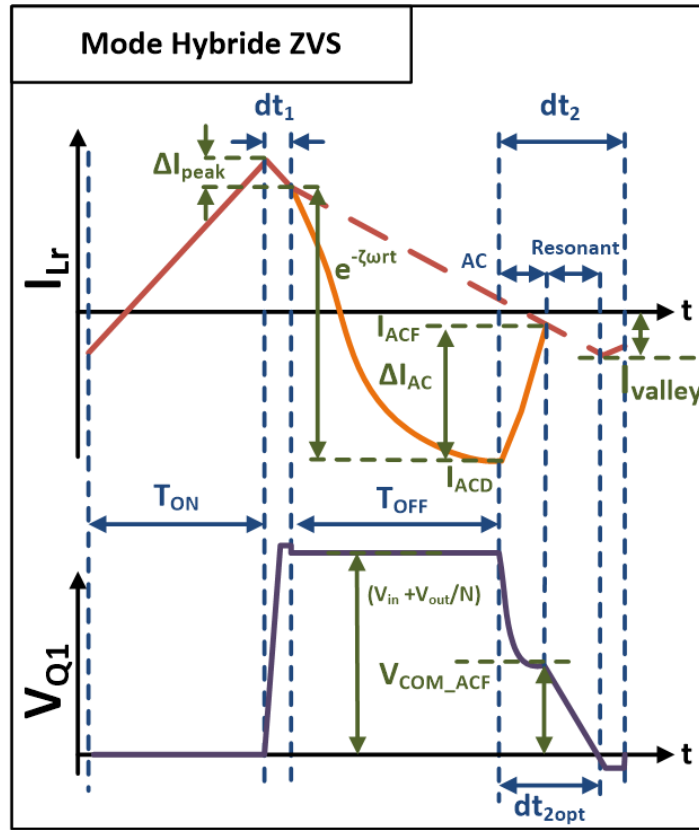


FIGURE 4.18 – Commutation ZVS Hybride

Pour calculer le temps nécessaire pour parvenir à cette valeur, il est possible d'utiliser la pulsation  $\omega_Q$  à travers l'équation :

$$dt_{AC} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2 * L_R * C_Q (V_{IN})} \quad (4.47)$$

La seconde partie de la commutation utilise comme tension initiale la tension  $V_{COM\_ACF}$ . Son évolution est dictée par l'amplitude du courant magnétisant mise en jeu. Sur la Fig.4.18, les temps morts ont volontairement été exagérés pour faciliter l'étude à la commutation. Dans un cas de commutation réel, le courant magnétisant peut être considéré constant durant toute la phase 4 ce qui permet de simplifier les calculs. Nous pouvons alors écrire le comportement de  $V_{Q1}(t)$  sur la seconde partie de la commutation :

$$V_{Q1}(t) = V_{COM\_ACF} e^{-\xi_{LM} \omega_{LM} t} \cos(\omega_{LM} t) \quad (4.48)$$

avec,

$$\begin{cases} \omega_{LM} = \frac{1}{\sqrt{2 * L_M * C_Q}}, \\ \xi_{LM} = \frac{R_p}{2} \sqrt{\frac{L_M}{2 * C_Q}} \end{cases} \quad (4.49)$$

Compte tenu des énergie mises en jeu, il est possible de simplifier l'expression précédente en prenant pour hypothèse que le courant  $I_{valley}$  a une forte amplitude ( $\frac{1}{2} L_M I_{valley}^2 \gg C_Q V_{Q1}^2$ ). Il vient alors le temps  $dt_{2opt}$  à choisir pour optimiser la mise ON de  $Q_1$  :

$$dt_{2opt/hybride} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2 * C_Q (V_Q) * L_R + 2 * C_Q (V_{COM\_ACF}) * \frac{V_{COM\_ACF}}{I_{valley}}} \quad (4.50)$$

Le courant de sortie adopte le même comportement que précédemment. Nous ne donnerons pas de nouveau son expression dans ce cas de fonctionnement. Il est possible de calculer la limite de fonctionnement en mode Hybride à partir des expressions 4.4 et 4.1. Ce mode permet de

fonctionner en commutation douce pourvu que le temps mort maximum permette de décharger complètement  $C_Q$ . Adopter un temps mort trop long peut perturber le fonctionnement global et dans une moindre mesure augmenter les courants efficaces dans la structure. Pour ces raisons nous fixons :

$$dt_{2max} = 160ns \quad (4.51)$$

Le cas de commutation hybride est complètement disséqué nous pouvons maintenant présenter le dernier cas en commutation à zéro tension, le cas Résonant.

### Fonctionnement Résonant ZVS

Le cas résonant ZVS se caractérise par l'utilisation du courant magnétisant pour la commutation douce. Ce cas est un peu particulier car contrairement aux deux cas précédents, il a un fort impact sur la forme du courant de sortie. Une représentation de cette stratégie de commutation est donnée sur la Fig.4.19. Dans ce mode de commutation, le  $T_{OFF}$  est choisi en fonction de la résonance. L'idée est de laisser le courant  $I_{Lr}$  effectuer une demi période de résonance complète afin d'égaliser  $I_{Lm}$ . Le courant de sortie va donc pouvoir repasser à zéro à la fin du  $T_{OFF}$ . Pour un choix judicieux de l'inductance magnétisante  $L_M$ , le courant magnétisant décroît suffisamment jusqu'à devenir négatif. La commutation se déroule alors comme la seconde partie de la commutation précédente et permet de faire du ZVS en utilisant l'énergie plus importante contenue dans  $L_M$ . Comme la valeur moyenne de  $I_{Lm}$  augmente avec le courant de sortie, ce mode est plus adapté aux cas faibles charges.

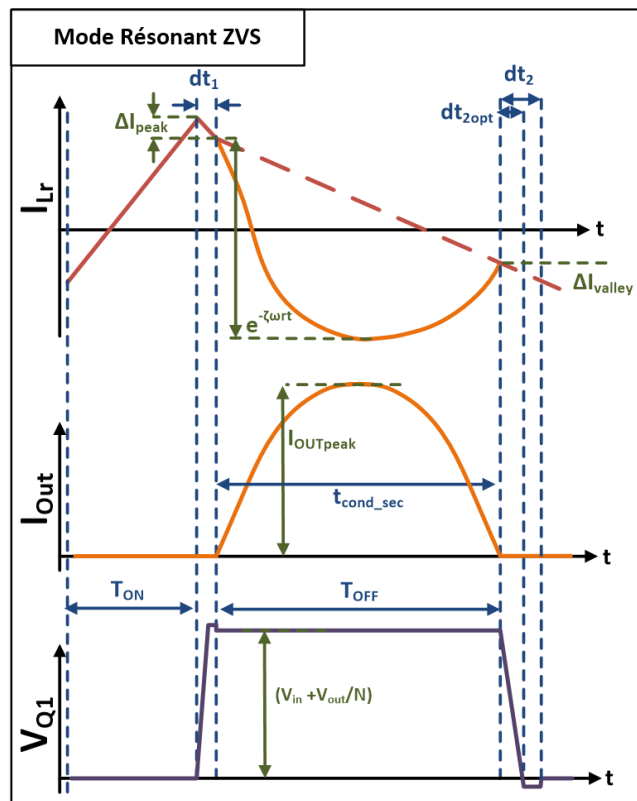


FIGURE 4.19 – Commutation ZVS Résonant

Ce mode de fonctionnement a l'avantage de permettre la commutation douce de  $Q_1$  peut imposer la tension d'entrée. Deux inconvénients s'opposent à sa mise en œuvre. La résonance du courant primaire étant imposée par le choix des éléments, il est possible de borner le temps que met le courant résonant à croiser le courant magnétisant. La modification de  $T_{OFF}$  au delà de cette

limite autorisant juste la commutation à zéro tension. Il existe donc un temps de non conduction en dehors des temps morts et de  $T_{ON}$ . Ce temps a pour effet d'augmenter le courant efficace transmis durant le temps de conduction secondaire et donc les pertes au secondaire. D'autre part, notre cahier des charges impose une grande excursion de tension d'entrée. Modifier le  $T_{OFF}$  pour permettre un ZVS de  $Q_1$  sur toute la plage impose de fortes variations de la fréquence de fonctionnement et donc une difficulté supplémentaire pour le dimensionnement des éléments magnétiques. Lorsque la tension aux bornes d'un transistor n'est pas nulle lors de la commutation, on parle de iZVS pour incomplete Zero Voltage Switching. Nous n'aborderons pas le cas iZVS dans le mode résonant pour deux raisons. La première est que son utilisation survient uniquement lors d'un mauvais réglage des temps morts, la seconde est que nous ne travaillerons pas dans ce mode dans notre étude. Il ne nous reste donc qu'un seul mécanisme de commutation à envisager, le mode AC iZVS.

### Fonctionnement AC iZVS

Si les deux critères ci-dessous sont respectés, le mécanisme de commutation qui permettra de réduire la tension lors de la commutation ( $V_{COM}$ ) est le mode Active Clamp. Pour être dans ce mode, il est nécessaire de respecter les deux critères suivants :

$$\begin{cases} \frac{1}{2}L_R I_{ACD}^2 < C_Q V_{DS1}^2 \\ I_{valley} > 0A \end{cases} \quad (4.52)$$

Dans ce mode, l'énergie contenue dans  $L_R$  ne permet pas de faire du ZVS sur  $Q_1$ , car le courant dans  $L_R$  n'est pas suffisant pour décharger la capacité parasite de  $Q_1$ .

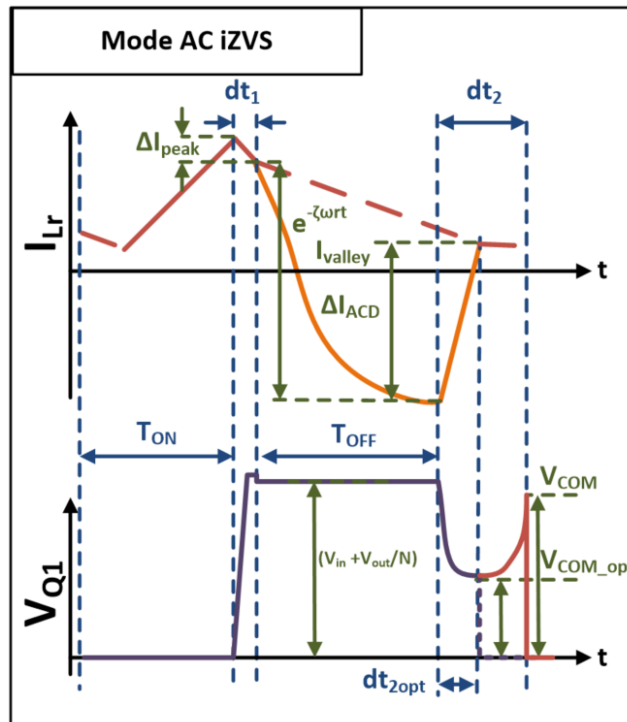


FIGURE 4.20 – Fonctionnement iZVS AC

Cependant, l'utilisation de  $I_{L_R}$  pour décharger partiellement la capacité de sortie de  $Q_1$  permet de réduire fortement la tension  $V_{COM}$ . Le signe de  $I_{valley}$  (positif) ne permet pas ici d'utiliser le mode hybride et on peut observer sur la Fig.5.43 qu'en transférant l'énergie aux capacités de sortie des transistors, le courant  $I_{L_R}$  augmente jusqu'à croiser  $I_{L_M}$ .



Si l'on augmente le temps mort, le courant étant positif, les capacités  $C_Q$  se rechargent et la tension  $V_{DS1}$  remonte. Ce phénomène qui peut aussi survenir dans le mode AC ZVS peut être évité en choisissant judicieusement  $dt_{2opt}$ . Le choix du temps mort optimal lors de la commutation permet de réduire d'une part les pertes dans  $Q_1$  et d'autre part de diminuer le bruit généré par la commutation dure.  $dt_{2opt}$  est fixé par la valeur des capacités de sortie dépendantes de la tension  $V_Q$ . Pour  $dt_{2opt}$  il est possible de calculer la tension à la commutation à l'aide de l'Eq.4.46. Les comportements de tous les signaux mis en jeu lors des différentes commutations ont été décrits. Nous allons maintenant passer à la comparaison du modèle établi avec les courbes obtenues par simulation.

### Vérification des mécanismes de commutation

Afin de valider les modèles décrits dans les parties précédentes nous choisissons de comparer nos modèles dans un cas particulier de commutation. Pour le cas choisi, la commutation est iZVS Hybride, c'est à dire qu'elle laisse apparaître les dynamiques de commutation provenant des deux courants  $I_{Lr}$  et  $I_{Lm}$ . Le fait de ne pas être en ZVS permet de valider les quantités d'énergie mises en jeux avec les éléments de notre dimensionnement.

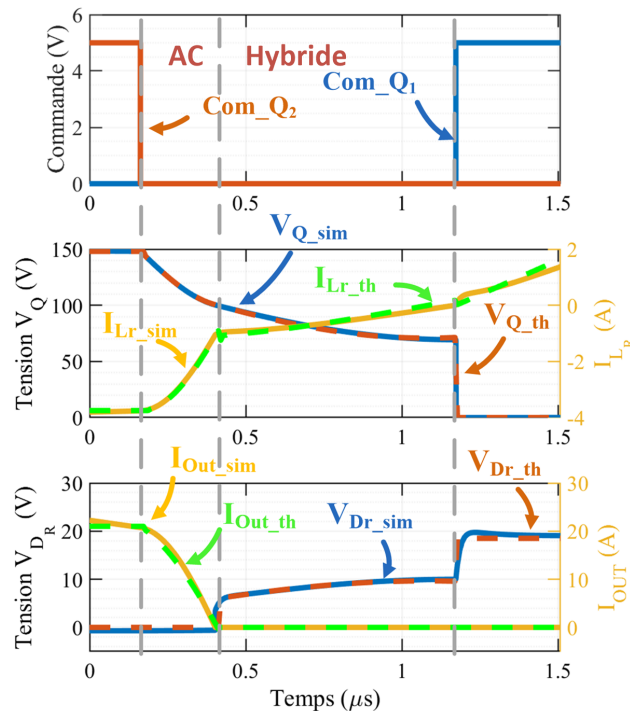


FIGURE 4.21 – Simulation vs modèle phases 4

Comme il est possible d'observer sur la Fig.4.21, le transfert de l'énergie contenu dans l'inductance résonnante dans les capacités de sortie des transistors mène à une augmentation de la tension  $V_{Q1}$ . Le courant résonnant croise alors le courant magnétisant à la limite représentée entre le mode AC et le mode Hybride. L'énergie contenue dans  $L_M$  se retrouve alors transférée dans les capacités qui ne sont pas totalement chargées/déchargées. Ceci a pour effet de faire aussi augmenter le courant magnétisant qui croise le zéro à la fin de la commutation. Nous pouvons donc décrire par cette simulation une nouvelle dynamique qui n'a pas été décrite précédemment, le mode Hybride iZVS. Ce mode intervient lorsque l'hypothèse du courant magnétisant constant n'est plus valable, c'est à dire lorsque la quantité d'énergie dans  $C_Q$  est plus grande que celle dans  $L_M$ . Le cas étudié ici représente cependant un cas particulier. Le temps mort est réglé de sorte à ce que le courant s'annule à la fin de  $dt_2$ . La tension  $V_Q$  ne remonte pas et  $Q_1$  est commuté à sa

tension optimale. Pour parvenir à réaliser un modèle qui soit cohérent avec la simulation, nous avons commencé par décrire la tension  $V_{DS1}$  grâce à l'Eq.4.39. Le courant  $I_{L_R}$  est alors déduit en utilisant l'expression :

$$I_{L_R}(t, V_{IN}) = 2 * C_Q(V_{IN}) * \frac{dV_{C_Q}(t)}{dt} \quad (4.53)$$

Pour décrire l'évolution du courant de sortie sur la phase 4 nous utilisons les Eq.4.39 et Eq.4.53. Au début de cette phase, le courant vaut  $I_{ACD}$ . Pour la suite, nous assumons la tension aux bornes de la capacité résonnante constante et égale à la tension de sortie ramenée. On peut alors écrire :

$$\begin{cases} V_{L_R}(t) = -V_{C_Q}(t) \\ L_R \frac{dI_{L_R}(t)}{dt} = -V_{C_Q}(t) \\ I_{OUT}(t) = I_{L_M}(t) - I_{L_R}(t) \end{cases} \quad (4.54)$$

On peut alors déduire l'expression de  $I_{OUT}(t)$  sur cette phase de fonctionnement.

$$I_{OUT}(t) = -\frac{1}{L_R} \int V_{C_Q}(t) dt - \frac{V_{OUT}}{N^2 L_M} t + I_{OUTi} \quad (4.55)$$

Avec  $I_{OUTi}$  le courant de sortie au début de la phase étudiée. Si on s'intéresse de plus près au comportement de la tension aux borne de la diode de redressement durant ces deux phases, nous pouvons écrire l'équation :

$$V_{D_R} = (V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N} - V_{C_Q}(t))N \quad (4.56)$$

Nous pouvons ainsi décrire la contrainte en tension sur les redresseurs à partir de cette équation. Il a été possible à travers cet exemple de valider les mécanismes de commutations précédemment décrits. La prochaine partie de notre étude porte sur l'étude de la structure telle qu'elle sera mise en œuvre par la suite et des limites que cela entraîne.

#### 4.2.5 Limites de fonctionnement

Compte tenu du rendement envisagé et de la tension de sortie relativement basse, la structure Fig.4.1 est modifiée au secondaire et intègre un transistor en redressement synchrone (RS) comme représenté sur la Fig.4.22.

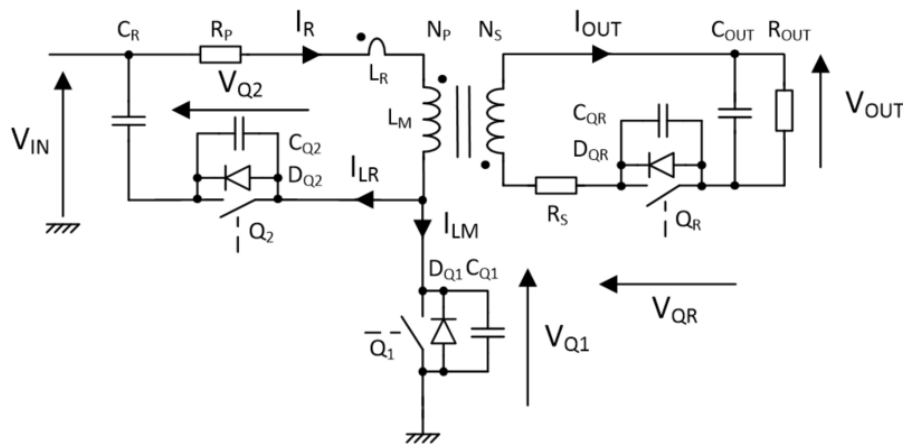


FIGURE 4.22 – Cellule de puissance du convertisseur Flyback ACQR avec RS

Contrairement à la diode  $D_R$ ,  $Q_R$  ne présente pas de tension forward qui entraîne des pertes lors du redressement. En revanche, la commande de ce transistor doit se faire de sorte à ne pas modifier l'évolution du courant dans la structure et doit se faire uniquement lorsque le courant circule dans le sens source-drain. De plus la présence de  $C_{Q_R}$  peut entraîner des perturbations non négligeables au secondaire. Le fonctionnement de la structure doit se faire avec un minimum de stress au niveau de chaque composant. Dans cette optique il est nécessaire d'établir des limites sur les composants sensibles du convertisseur.

### Limite thermique

La première limite à ce fonctionnement se situe au niveau de la commutation des transistors primaires  $Q_1$  et  $Q_2$ . Les GaN offrent la possibilité d'intégrer au sein d'un boîtier miniature des transistors aux performances très élevées. Les limites en courant sont élevées tandis que la puissance dissipable thermiquement dans les puces diminue. Ainsi, si on se fie aux données du constructeur (EPC), et qu'on se place dans le respect des normes en vigueur pour notre application, il nous est possible de fixer pour des transistors qui conviendraient à notre application :

$$P_{p_{MAX}} = \frac{\Delta T_{MAX}^{\circ}}{R_{\theta JA}} = 1W \quad (4.57)$$

Dès lors, il est possible d'imposer un critère sur la commutation. En prenant en compte les pertes par conduction à courant maximum au primaire et les pertes que génère la commutation en fonction de la tension  $V_{COM}$  (iZVS), il est possible d'écrire :

$$V_{C_Q MAX} = \sqrt{\frac{(P_{p_{MAX}} - R_{DS_{ON}} I_{L_{RMS}}^2)}{C_Q F_S}} = 30V \quad (4.58)$$

Dans cette équation,  $R_{DS_{ON}}$  la résistance du canal à l'état ON, et  $I_{L_{RMS}}$  le courant RMS vu par  $Q_1$  durant  $T_{ON}$ . Cette limite fixe une frontière maximale à respecter pour rester conforme à la norme. Dès lors, il est possible de critiquer le choix de dimensionnement, surtout au niveau de  $L_R$ . L'intrication de sa valeur dans le comportement de la résonance à la commutation complexifie d'autant plus son choix. Il nous faut donc creuser dans un premier temps la stratégie de commande afin de limiter au maximum les tensions à la commutation et dans un second temps optimiser le dimensionnement pour éviter de dépasser cette limite.

### Limite électrique

L'ajout d'un système de redressement synchrone conduit à l'apparition d'une résonance parasite lors de la mise ON de  $Q_1$ . Au moment de cette commutation, il est possible de considérer la topologie présentée sur la Fig.4.23.

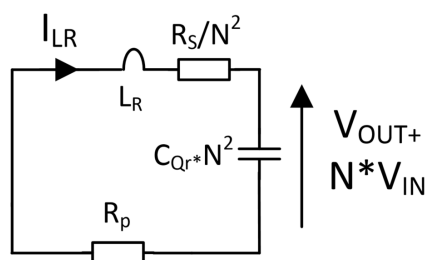


FIGURE 4.23 – Cellule de puissance équivalente au moment de la mise ON de  $Q_1$

L'annulation de  $I_{OUT}$ , l'énergie contenue dans  $L_R + L_M$  circule entre le secondaire et le primaire et provoque une résonance entre l'inductance  $L_R$  et la capacité de sortie du transistor de redressement synchrone  $C_{Q_R}$ . Ce phénomène est déjà décrit dans les travaux [? ], [? ]. Si on s'intéresse plus en détails aux formes d'ondes on obtient la Fig.4.24 . On peut remarquer que le comportement de la tension  $V_Q$  aux bornes de  $Q_1$  n'est pas affectée par ce phénomène. Son comportement reste similaire à celui décrit dans l'Eq.4.39.

Lorsque l'interrupteur  $Q_R$  est ouvert, le courant circule sur la diode de body  $D_{Q_R}$ . La tension à ses bornes est donc nulle. Quand le courant  $I_{OUT}$  s'annule, la diode s'ouvre. La tension à ses bornes augmente alors pour atteindre une valeur moyenne identique à la précédente  $V_{OUT} + N * V_{IN}$ .

Se faisant, l'énergie contenue dans  $L_R$  est transmise en partie à  $C_{Q_R}$  ramenée au primaire ce qui provoque une oscillation. On applique la même démarche que précédemment, en se basant sur des simulations prenant en compte les éléments parasites, on essaie de déterminer les équations temporelles permettant de décrire le phénomène. Pour cela, on prendra en compte la phase 4 à l'origine du phénomène et la phase 1 ou celui ci opère.

Les équations décrivant l'évolution de  $V_{C_Q}(t)$  restent identiques. À partir de cette tension, nous calculons le  $I_{L_R}$  et le  $I_{OUT}$  comme précédemment (4.53 et 4.55). À partir de la transition de la commutation hybride, le courant  $I_{L_R}$  créé une résonance qui s'ajoute au comportement de l'Eq.4.56 déjà décrit.

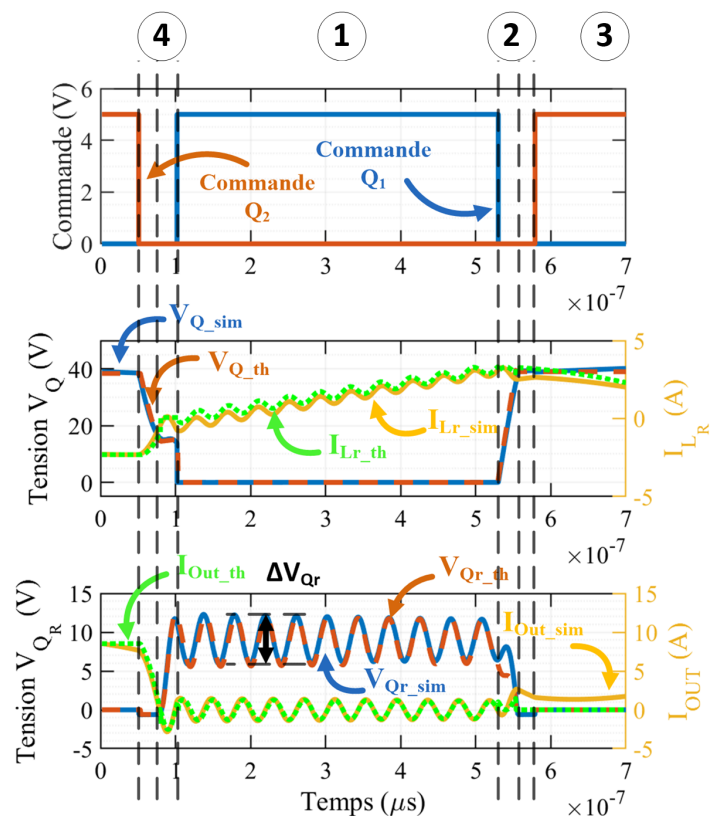


FIGURE 4.24 – Simulation vs modèle oscillation parasite  $V_{Q_R}$

Cette résonance créée à son tour une sur-oscillation sur la tension  $V_{Q_R}$  qui peut mener à une destruction du composant en fonction des valeurs mises en jeu. Ce phénomène, entraîne des oscillations sur le courant de sortie qui est censé être clampé à 0A et donc sur le courant  $I_{L_R}$  qui en découle. Pour décrire l'ensemble de ce comportement, nous posons :

$$\begin{cases} \omega_{QR} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{QR} N^2}} \\ \xi_{QR} = \frac{R_{eq}}{2} \sqrt{\frac{C_{QR} N^2}{L_R}} \end{cases} \quad (4.59)$$

On écrit l'équation :

$$V_{QR}(t) = \left( V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N} - V_{C_Q}(t) \right) * N * e^{-\xi_{QR} \omega_{QR} t} (1 - \cos(\sqrt{1 - \xi_{QR}^2} \omega_{QR} t)) \quad (4.60)$$

on en déduit les autres grandeurs :

$$I_{OUT}(t) = -C_{QR} \frac{dV_{QR}(t)}{dt} \quad (4.61)$$

et donc, le courant  $I_{L_R}$  :

$$I_{L_R}(t) = I_{L_R th}(t) - I_{OUT}(t) * N \quad (4.62)$$

Dès lors il est possible de quantifier la sur-oscillation sur l'interrupteur  $Q_R$  à l'aide de la différence des courants primaire et des valeurs des composants de la cellule :

$$V_{QR_{peak}}(t) = 2 * \left( V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N} - V_{C_Q}(t) \right) * N \quad (4.63)$$

Connaissant la valeur  $V_{DS_{max}} = 40V$  donnée dans la datasheet constructeur pour les transistors de sortie et le derating appliqué dans la norme spatiale ( $V_{DS_{max}} = 30V$ ), il nous est donc possible de connaître la tension d'entrée à partir de laquelle ce phénomène devient dangereux pour les transistors de sortie. Ce qui donne  $V_{IN} = 85V$ .

Pour palier ce problème, il est possible d'adjoindre un snubber en parallèle du redressement synchrone. Ce snubber a pour rôle de dissiper l'énergie responsable de la sur-oscillation et donc d'étendre la plage d'utilisation de notre convertisseur. Ce snubber est composé d'une résistance et d'une capacité.

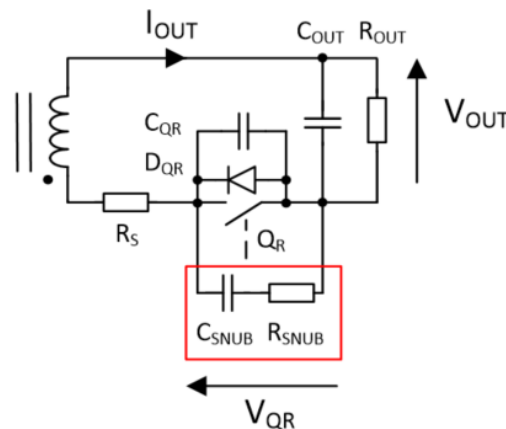


FIGURE 4.25 – Adjonction d'un snubber en parallèle du redressement synchrone

Le choix des valeurs est directement relié à la fréquence d'oscillation et à l'énergie en présence. Nous notons respectivement  $C_{snub}$  et  $R_{snub}$  les valeurs de la capacité et de la résistance du snubber. Pour déterminer la nouvelle expression de  $V_{QR}$  il est nécessaire d'effectuer une transformation de Laplace. L'expression peut s'écrire :

$$\frac{V_{QR}(p)}{V_{QRi}} = \frac{1}{1 + p^2 * N^2 * L_R * C_{QR} \frac{\tau_{snub}}{\tau_{Eq}} * \left(\frac{1 + \tau_{Eq} p}{1 + \tau_{snub} p}\right)} \quad (4.64)$$

avec,

$$\begin{cases} \tau_{snub} = R_{snub} C_{snub} \\ \tau_{Eq} = R_{snub} \frac{C_{QR} C_{snub}}{C_{QR} + C_{snub}} \end{cases} \quad (4.65)$$

Une valeur importante de  $C_{snub}$  permettra d'amortir plus rapidement les courants oscillants. En revanche l'énergie stockée responsable de l'oscillation augmente elle aussi. Une trop grande énergie dissipée dans le snubber fera chuter le rendement surtout à fréquence importante. Il est possible d'exprimer l'énergie dissipée dans le snubber en fonction des paramètres du système :

$$E_{snub} = \frac{1}{2} (C_{QR} + C_{snub}) V_{QR}^2 \quad (4.66)$$

Il est donc possible de trouver en faisant varier les valeurs de la résistance et de la capacité du snubber le maximum d'ondulation en fixant  $C_{QR}$  et  $L_R$ . On trace sur la figure suivante les sur-oscillations en fonction de ces valeurs :

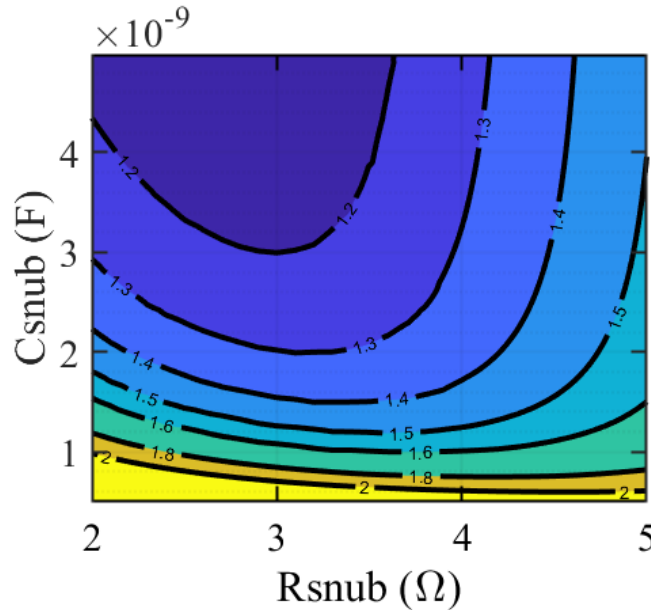


FIGURE 4.26 – Amplitude de la sur-oscillation maximale en fonction des valeurs du snubber

Le couple de valeurs qui optimise le snubber se trouve donc à capacité minimum pour minimiser les pertes et condition sur  $V_{DS,max}$  respectée. Nous choisissons :

$$\begin{cases} C_{snub} = 3.3nF \\ R_{snub} = 3.3\Omega \end{cases} \quad (4.67)$$

Les valeurs pour le snubber ont été déterminées, nous allons maintenant présenter un méthode innovante qui permet le contrôle du redressement synchrone sans capteur.

#### 4.2.6 Redressement synchrone

Le redressement synchrone est souvent un problème technique difficile à adresser. Dans notre application, l'utilisation de diode est proscrite en raison des intensités mises en jeu. L'utilisation de transistors pour remplir ce rôle demande une connaissance précise du signe du courant de sortie. Suivant la tension d'entrée et la valeur de la charge, ce paramètre peut être modifié et il convient de trouver une méthode robuste de pilotage. Certains travaux traitent déjà du sujet comme [? ], [? ], mais les systèmes mis en œuvre restent complexes, d'autant plus pour l'environnement cible. La lecture directe du courant de sortie n'est pas non plus envisageable ici puisqu'elle demanderait de mettre en place un shunt de mesure sur la sortie. Outre ramener des éléments parasites lors des commutations (que l'on cherche à éviter pour limiter les surtensions) ce shunt sera soit sous dimensionné et ne permettrait pas de lire les courants de sortie faibles (proches de 0A pour fermer  $Q_R$ ) soit engendrerait des pertes importantes. Une autre méthode est de lire un paramètre intermédiaire.

Lorsque la commande de redressement synchrone est coupée avant que le courant ne s'annule, la diode de body du transistor prend le relais sur la conduction et permet une commutation ZCS de  $Q_R$ . Cette diode possède des performances électriques faibles sur les transistors utilisés, aussi, nous veillerons à ajouter une diode rapide de type Schottky du bon calibre de puissance afin de remédier à ce problème. À contrario lorsque la commande survient trop tard, le courant de sortie est coupé alors qu'il est négatif. L'énergie au secondaire vient alors charger les capacités  $C_{Q_R}$  et provoque une oscillation dont l'amplitude est proportionnelle à l'intensité de  $I_{OUT}$  sur  $V_{Q_R}$ . Cette tension peut être lue par le système de commande et être interprétée dans un système de contrôle sans à priori.

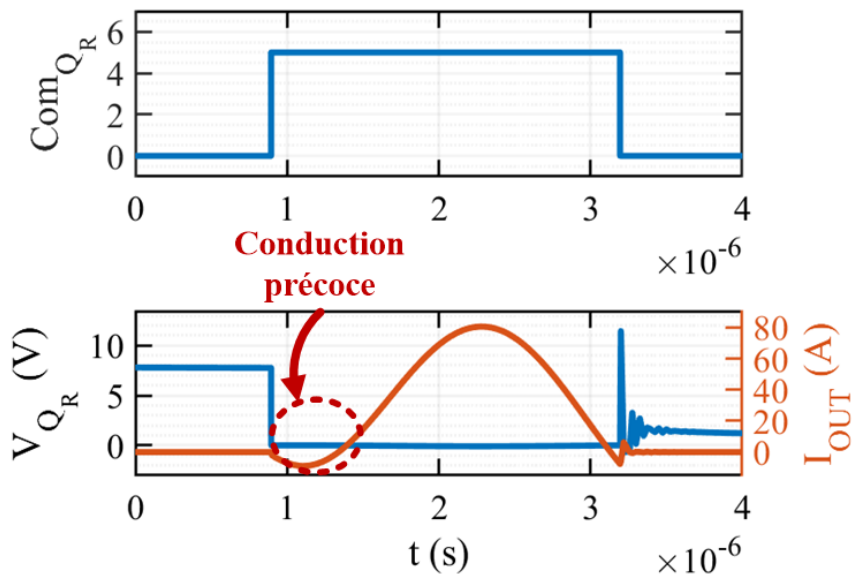


FIGURE 4.27 – Effet d'une conduction précoce et d'une coupure tardive de  $Q_R$  sur  $V_{Q_R}$

Cette sur-oscillation peut avoir un effet dramatique sur le transistor. La valeur de sa capacité de sortie étant faible, un courant négatif de faible valeur peut entraîner une forte oscillation et engendrer la casse. Pour palier ce phénomène, il est possible de mettre en place une méthode de contrôle qui joue sur les temps de conduction. Le début de la période de conduction secondaire commence avec la conduction de  $Q_2$  la fin lorsque le courant s'annule. Nous ne connaissons pas ce moment exact mais nous pouvons le déterminer à l'aide de la sur-oscillation sur  $V_{Q_R}$ .

Pour cela, nous assumons la conduction sur la diode sur la fin de la période de conduction secondaire. Cette durée ne doit pas être trop longue pour ne pas trop pénaliser le rendement

mais doit l'être suffisamment pour s'assurer de l'intégrité du système de redressement synchrone. En augmentant progressivement cette durée de conduction, on parvient à voir apparaître la sur-oscillation sur  $V_{Q_R}$ . Une fois celle-ci détectée, on baisse de nouveau la période de conduction. La bonne valeur de pilotage oscille alors entre une commande trop courte et une commande trop longue de la durée de conduction. Pour un asservissement suffisamment précis, la conduction est assurée à charge constante. Dans un cas de variation de charge brutale, la valeur de conduction initiale (avec une plus large part laissée à la diode) est rétablie permettant de préserver l'intégrité du système et sacrifiant un peu de rendement de manière temporaire.

Comme il est possible de voir sur la Fig.4.27, le choix du couple résonnant ( $L_R, C_R$ ) influe sur le comportement du courant  $I_{OUT}$  au début de  $t_c$ . Une conduction précoce peut entraîner un courant négatif au secondaire et peut créer des perturbations. Ce temps de conduction est décrit dans l'équation 4.21 et dépend de nombreux paramètres de fonctionnement. Son calcul est fastidieux et il augmente la valeur du courant pic à transmettre pour avoir le même courant moyen. Il est donc nécessaire de connaître le temps à partir duquel mettre  $Q_R$  ON afin de ne pas commencer la conduction secondaire quand ce phénomène se présente. Pour cela, nous raisonnons comme précédemment et nous essayons de mettre en place un système de mise ON de  $Q_R$  sans à priori.

La méthode employée est simple. Il nous est possible, toujours en monitorant la tension  $V_{Q_R}$  de connaître le moment où la diode de redressement se met ON. Ceci se produit de manière naturelle lorsque le courant de sortie devient positif. La tension  $V_{Q_R}$  s'annule à ce moment précis. En prenant une faible marge qui permette de minimiser les risques et le temps de conduction sur la diode, il est possible de mettre ON  $Q_R$  afin de démarrer le redressement synchrone sans conduction précoce.

### 4.3 Conclusion

Le fonctionnement du système a été décortiqué et mis en équation. Cette étude peut sembler fastidieuse mais présente de nombreux avantages pour la mise en œuvre du convertisseur et l'optimisation de son dimensionnement. Tout d'abord pour la mise en œuvre, décrire le comportement du système de façon littérale permet de comprendre tous les phénomènes sous-jacents qui peuvent avoir lieu durant le fonctionnement. Cette compréhension s'avère particulièrement utile dans notre cas puisque en balayant de larges plages de paramètres ( $V_{IN}, I_{OUT}$ ) il est primordial de connaître toutes les limites de fonctionnement existantes. D'autre part, la connaissance des différentes stratégies de commande permet d'optimiser le pilotage et d'améliorer, sans fondamentalement modifier la cellule, les performances du convertisseur.

Dans un second temps, l'expression littérale des comportements, permet d'optimiser plus rapidement et précisément le choix des composants de la cellule. En effet, le recours à la simulation électrique est très utile lors des développements mais présente des temps de calcul longs et une difficulté pour implémenter de nouvelle stratégie de pilotage. L'emploi des équations de comportement pour accéder aux grandeurs dimensionnantes permet un gain important en temps de calcul mais offre aussi la possibilité de modifier les stratégies de commande en fonction du mécanisme de commutation que l'on souhaite utiliser.

Dans le chapitre suivant, l'alimentation décrite dans ce chapitre sera mis en œuvre. Le modèle analytique décrit ici permettra de faire des comparaisons vis à vis du comportement expérimental. En outre, les modèles permettront d'accéder à des grandeurs difficilement mesurables de façon expérimental, comme les pertes dans les noyaux des composants magnétiques par exemple, ce qui permettra de décomposer plus précisément les phénomènes se produisant durant le fonctionnement.



## 4.4 Références

- [1] Amirahmadi, A., Merida, E., Barchowsky, A., Ulloa-severino, A., Stell, C., and Carr, G. (2019). Design and Optimization of Radiation-Hardened Isolated Converters for Jovian Environments. 48
- [Dutta] Dutta, S. A Soft-Switched Flyback Converter with Recovery of Stored Energy in Leakage Inductance.
- [3] Huang, X. (2016). High Frequency GaN Characterization and Design Considerations.
- [4] Lin, J.-y., Wang, C.-f., and Lin, C.-y. (2014). An Active-Clamping ZVS Flyback Converter with Integrated Transformer. pages 172–176.
- [5] Murthy-bellur, D. and Kazimierczuk, M. K. (2011). Active-Clamp ZVS Two-Switch Flyback Converter. pages 241–244.
- [6] Quentin, N. (2016). Alimentation à découpage hautes performances pour l' aéro-nautique.
- [7] Quentin, N., Perrin, R., Martin, C., and Joubert, C. (2017). A Large Input Voltage Range 1 MHz Full Converter with 95 % Peak Efficiency for Aircraft Applications Steady-state Strat-up. (June) :27–29. 47, 48, 52
- [8] Wang, C.-m. (2008). A Novel ZCS-PWM Flyback Converter With a Simple ZCS-PWM Commu-tation Cell. 55(2) :749–757.

# Chapitre 5

## Réalisation de la Flyback ACQR

### Sommaire

---

<b>5.1 Mise en œuvre du convertisseur complet</b> . . . . .	<b>78</b>
5.1.1 Contraintes liées au GaN et drivers . . . . .	79
5.1.2 Composants magnétiques . . . . .	83
5.1.3 Méthode de contrôle . . . . .	90
5.1.4 Contrôle de la cellule . . . . .	91
<b>5.2 Expérimentation</b> . . . . .	<b>94</b>
5.2.1 Comportement statique . . . . .	95
5.2.2 Rendement . . . . .	105
Pertes dans les interrupteurs . . . . .	105
Pertes dans les magnétiques . . . . .	107
Pertes dans le PCB . . . . .	112
Pertes totales . . . . .	113
<b>5.3 Conclusion</b> . . . . .	<b>116</b>
<b>5.4 Références</b> . . . . .	<b>117</b>

---

Je n'ai pas échoué. J'ai simplement trouvé 10 000 solutions qui ne fonctionnent pas.

---

Thomas Edison

Pour valider tous les calculs théoriques, une maquette de ce convertisseur a été réalisée. Elle s'appuie sur le dimensionnement étudié précédemment et permet de mettre en relief les différents problèmes qui n'ont pas pu être abordés lors de la partie précédente. Certains problèmes sont liés à la mise en œuvre de composants particuliers comme les transistors GaN. D'autres sont liés aux spécifications des composants eux mêmes en accord avec les spécifications du convertisseur comme la mise en œuvre de la régulation ou des drivers.

Dans les prochaines parties il sera abordé les différents problèmes rencontrés et les solutions qui ont été apportées pour les résoudre. Au termes de ces parties sera introduite la mise en œuvre du convertisseur et présentées les performances que celui-ci propose. Il sera fait une comparaison entre toutes les équations présentées dans la partie précédente et les résultats expérimentaux obtenus. Les modèles théoriques permettront de dissocier l'origine des différentes pertes dans la structure, et donc de conclure sur les améliorations à envisager.

Afin de correctement introduire les problèmes rencontrés il est nécessaire d'étudier dans un premier temps la structure du convertisseur qui a été mise en place et les différents organes qui la constitue.

## 5.1 Mise en œuvre du convertisseur complet

Pour assurer le fonctionnement du convertisseur dans le respect de l'environnement dans lequel il va s'intégrer il est nécessaire d'y associer différents organes. Le schéma bloc du convertisseur complet est représenté sur la Fig.5.1.

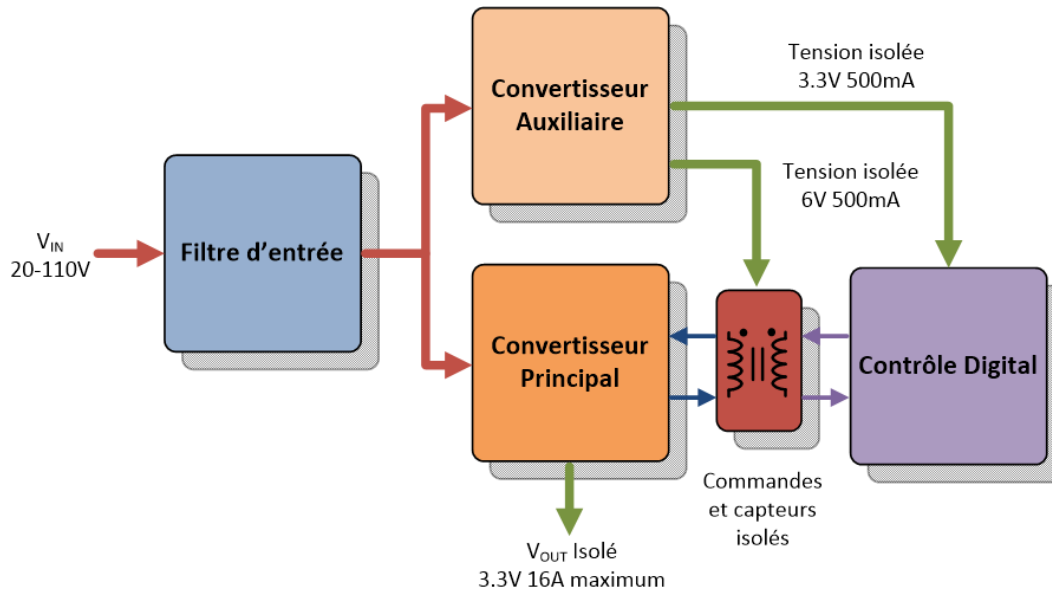


FIGURE 5.1 – Architecture du convertisseur complet

Le convertisseur qui a fait l'objet de l'étude principale est représenté en orange sur le schéma. En entrée, connecté sur la barre primaire un premier étage de filtre permet de respecter la norme vis à vis des perturbations rejetées d'une part et permet de protéger l'alimentation des surtensions. Le filtre ne sera pas étudié ici car il ne présente pas de spécificités particulièrement intéressantes. La tension filtrée est utilisée par une alimentation auxiliaire représentée en orange clair. Cette alimentation a pour rôle de générer par elle-même (sans commandes extérieures) deux tensions isolées galvaniquement. Sa mise en œuvre ne sera pas abordée dans cette étude.

La première tension de l'ordre de 3.3V permet d'alimenter la partie contrôle de l'alimentation principale. La seconde de l'ordre de 6V permet de fournir l'énergie nécessaire à la commande des transistors. Pour des soucis de sécurité et de fiabilité, le contrôle est de l'autre côté de l'isolation galvanique. Ce choix offre l'avantage de pouvoir faire des mesures non isolées des signaux de sortie mais nécessite en contre partie d'isoler les commandes des transistors du primaire et des mesures des signaux primaires. Sur le schéma, seulement toutes les commandes provenant du micro-contrôleur sont isolées alors que dans la pratique seulement les commandes primaires le sont.

Le fait de disposer d'une tension auxiliaire indépendante du convertisseur principal permet d'assurer différentes protections essentielles comme un seuil de démarrage basse tension (UVD pour Under Voltage Detection), une protection contre les surtensions d'entrée (OVP pour Over Voltage Protection) et de contrôler les différents fronts de tension et de courants au démarrage ou lors de la mise OFF (Soft Start).

La fonction isolation est assurée par un groupe de composants spécifiques qui vont être étudiés dans la partie suivante et qui sont critiques pour l'alimentation. L'ensemble de ces fonctions sont mises en œuvre sur notre convertisseur dans l'optique de l'application finale. C'est à dire que le choix de tous les composants s'inscrit dans le respect des normes spatiales.

### 5.1.1 Contraintes liées au GaN et drivers

Le driver isolé est un composant critique de l'application. Il est gage de performance pour la structure globale en assurant des commandes les plus précises possible mais demande beaucoup d'efforts de réalisation d'autant plus pour l'application ciblée. Des travaux traitent déjà de la mise en œuvre de driver GaN isolés comme [11], [12], [16] mais s'affèrent à traiter le sujet par l'implémentation de puces dédiées. D'autres comme [9] ou encore [2] se concentrent sur les performances des drivers à plus hautes fréquences respectivement en configuration demi-pont ou transistor seul référencé à la masse. Le problème à traiter est ici bien différent. D'une part, l'utilisation de composant intégré est difficile en raison de l'application comme il a été souligné précédemment. La réalisation d'un composant dédié peut être envisagé mais représente un coût et des temps de développement important. L'utilisation de composants discrets pour la réalisation de notre prototype est la solution qui a été ici adoptée. D'autre part, le fait de devoir modifier fortement le rapport cyclique de contrôle pour le pilotage de l'application présente des contraintes qui ne peuvent pas être résolues par les solutions adaptées aux convertisseurs résonnants. Pour l'étude de notre driver nous commençons par étudier le schéma de la Fig. 5.2.

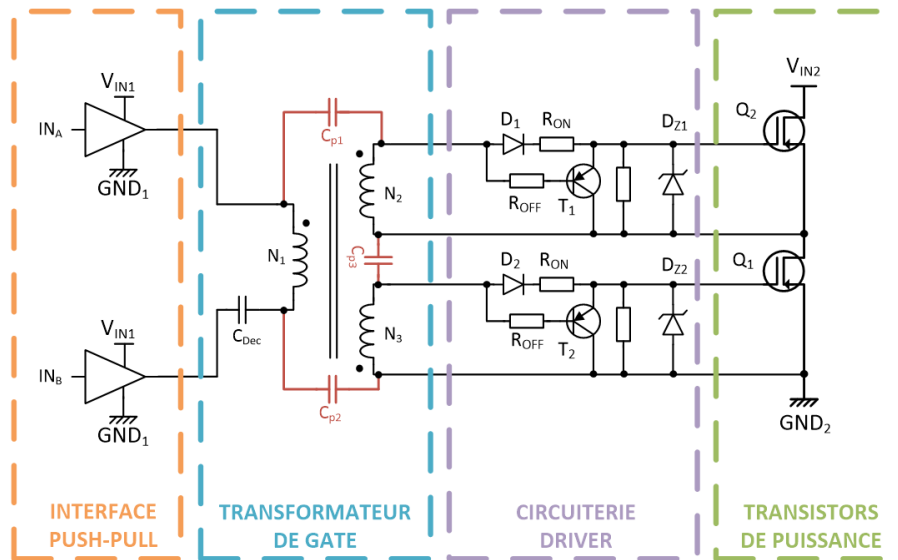


FIGURE 5.2 – Driver demi-pont élémentaire

La première solution présentée ici permet de résoudre l'isolation de la commande et la commande HS flottante par l'utilisation d'un transformateur de gate. Ce transformateur a la particularité de fournir dans un boîtier de faibles dimensions un transformateur permettant de fonctionner à des fréquences élevées tout en limitant les capacités parasites (en rouge sur le schéma). D'autres solutions d'isolation existent bien entendu mais nous nous limiterons à l'étude d'une solution à base de transformateur qui offre l'avantage d'être robuste et compatible à l'environnement auquel on la destine. Si on décompose maintenant le schéma de la Fig. 5.2. La partie la plus à gauche permet l'interface entre la commande et la puissance (la tension de 6V fournie par l'alimentation auxiliaire). Pour un fonctionnement dans de bonnes conditions il est nécessaire de fournir l'énergie au primaire du transformateur sous forme de signaux complémentaires. La capacité  $C_{Dec}$  permet ici de s'assurer que la moyenne de tension de signaux envoyés sur l'enroulement  $N_1$  est bien nulle et que donc, le transformateur ne sature pas. Les composants qui permettent de réaliser cette fonction sont typiquement des push-pull pilotés en tension. La fonction suivante est le transformateur de gate/commande. Les éléments parasites représentés en rouge sont importants pour le fonctionnement global puisqu'ils peuvent poser problème comme nous allons le voir dans les cas de fort  $\frac{dV}{dt}$ .

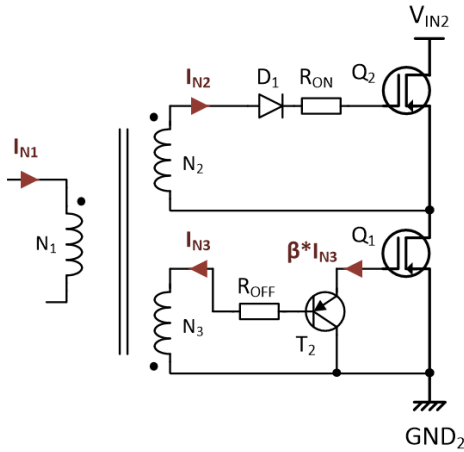


FIGURE 5.3 – Exemple de fonctionnement du driver

La circuiterie qui permet le pilotage des transistors est simpliste. Lorsque le courant au primaire du transformateur ( $N_1$ ) est positif, l'agencement des enroulements fait que le courant sur  $Q_2$  est positif et celui sur  $Q_1$  négatif. Dans cette configuration, un courant positif vient charger les gates des transistors à travers les diodes  $D_1$  et  $D_2$  et les résistances  $R_{ON}$ . À l'inverse, un courant négatif vient rendre passant les transistors PNP  $T_1$  et  $T_2$  ce qui a pour effet de décharger les grilles des GaN et donc de les ouvrir. Cette configuration présente deux désavantages. Le premier est que les temps morts ne sont pas totalement réglables.

Les temps de mises ON et OFF peuvent être un peu modifiés à travers le choix des résistances  $R_{ON}$  et  $R_{OFF}$  mais ils ne seront pas très précis puisque les valeurs des composants sont soumis à des incertitudes et sont modifiés avec le temps et la température. La quantité de charge à apporter ou retirer à la grille du GaN pour changer son état est dépendante du courant qui traverse le canal de puissance. D'autre part, le gain du PNP est modifié en fonction de la température ce qui donne un nouveau degré d'incertitude au système. Le second désavantage de ce système est que la tension moyenne transmise à travers le transformateur est constante. Ainsi, lorsqu'il est nécessaire de fournir des commandes très asymétriques aux transistors de puissances, la moyenne de tension transmise par le transformateur devant être nulle, le transistor avec un faible rapport cyclique de commande verra une tension importante tandis que le second une tension faible. Cet inconvénient fait que l'utilisation de ce driver est proscrite dans notre cas ou les écarts peuvent être importants (à forte tension d'entrée par exemple). Pour remédier à ce problème, le driver de demi-pont isolé est modifié comme sur la Fig.5.4. Un transformateur de gate ne permet alors le contrôle que d'un seul transistor. Les commandes sont envoyées de manière symétrique comme représenté sur la Fig.5.5. L'avantage de ce type de driver est de permettre une commande symétrique du transformateur et indépendante du rapport cyclique désiré. Contrairement à la précédente solution, il n'y a donc pas de lien entre le rapport cyclique et la tension nominale de commande qui peut rester constante.

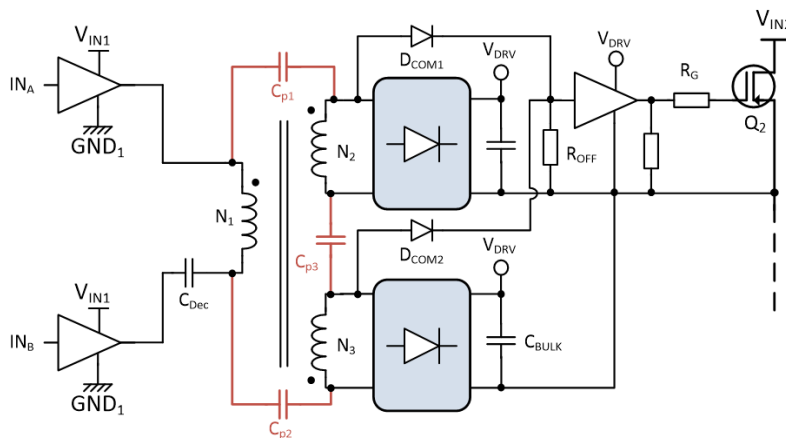


FIGURE 5.4 – Driver demi-pont amélioré

Sur la Fig.5.4, les rectangles bleus représentent des ponts de Graetz qui permettent d’obtenir une tension continue en sortie de transformateur. Cette tension notée  $V_{DRV}$  sur le schéma permet l’alimentation du driver qui pilote le transistor. Le driver en question est un composant qualifié pour l’application visée et permet le pilotage des transistors GaN. Une résistance de gate notée  $R_G$  est placée entre la sortie du driver et la gate du transistor dans le but de ralentir les fronts de commande qui peuvent engendrer des perturbations mais aussi de pouvoir donner un accès simplifié au courant de gate. Une résistance relie la sortie du driver à la masse dans le but d’éviter les états de haute impédance.

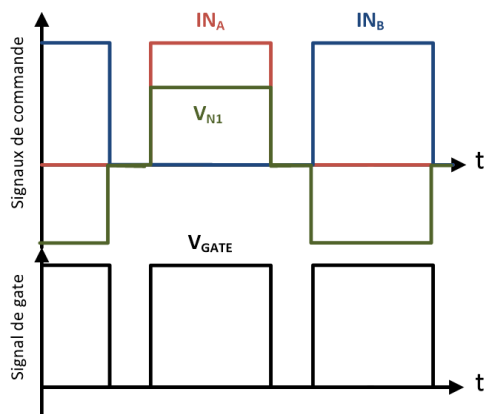


FIGURE 5.5 – Signaux de commande du driver

Si on s’intéresse plus en détails au fonctionnement de ce driver, une commande symétrique est générée aux bornes du transformateur ( $IN_A$  et  $IN_B$ ). Ce signal est utilisé d’une part pour produire la tension de commande  $V_{DRV}$  mais aussi donne l’information de la commande à travers les diodes  $D_{COM1}$  et  $D_{COM2}$ . Selon l’alternance de la tension une diode ou l’autre permet de générer la commande. En cas de non-commande, les diodes sont bloquées ce qui fait chuter le signal en entrée du driver à travers la résistance de pull-down  $R_{OFF}$ . Si  $IN_A$  et  $IN_B$  adoptent un rapport cyclique de 50%, la tension aux bornes de la gate reste ON en continu.

Les avantages que propose ce driver sont principalement la possibilité de piloter le transistor avec des rapports cycliques et des temps morts réglables. Son fonctionnement est donc particulièrement apprécié pour notre utilisation. La contrepartie est un nombre de composants important nécessaires pour réaliser cette fonction.

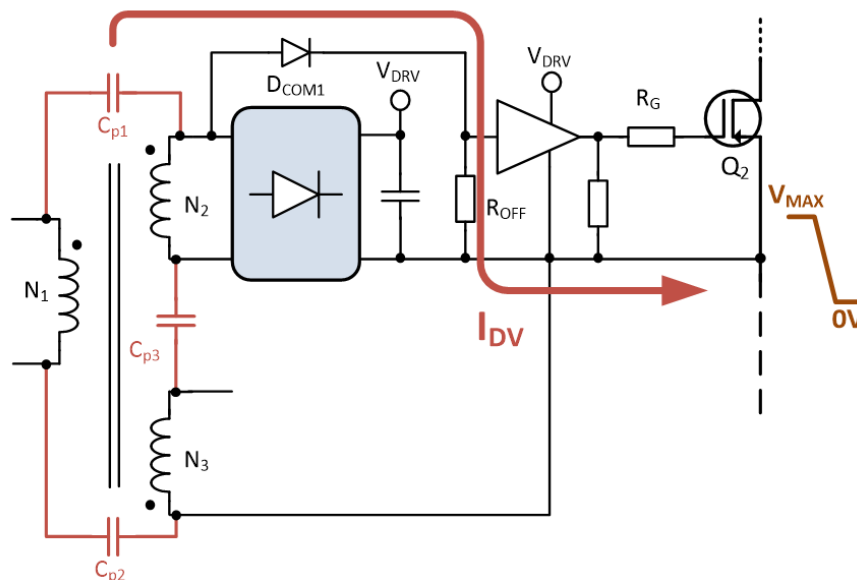


FIGURE 5.6 – Limites  $\frac{dV}{dt}$

Des essais expérimentaux ont permis de mettre en évidence une limite de fonctionnement de ces drivers avec l’augmentation de la tension  $V_{IN}$ . Lors des commutations, le point milieu ( $V_{Q1}$ ) voit sa tension varier rapidement de  $V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N}$  à la masse ou vice versa. Cette vitesse de variation

est accrue par l'emploi des transistors GaN plus rapides. C'est lors de ces transitions que les capacités parasites du transformateur de gate rentrent en jeu. Le cas le plus contraignant dans notre application se situe lors de la mise ON de  $Q_1$ . On se retrouve alors dans la configuration représentée sur la Fig.5.6. L'autre transition est moins critique comme  $Q_1$  est référencé vis à vis de la masse primaire. Cette transition draine un courant plus ou moins important en fonction des valeurs de  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$ . Ce courant transite à travers la diode  $D_{COM1}$  et s'oppose à la mise OFF de  $Q_2$  par la commande à 1 de l'entrée du driver. Les deux transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  se retrouvent alors ON en même temps ce qui conduit à un court circuit de  $R_C$ . Ce phénomène peut avoir des conséquences désastreuses et mener jusqu'à la destruction du demi-pont primaire. Pour contrer ce phénomène, il est possible de diminuer fortement la valeur de  $R_{OFF}$ . Se faisant, le courant de décharge se retrouve plus important que celui qui s'oppose à la mise OFF et le phénomène est diminué. La contrepartie est une consommation plus importante du système de driver.

Dans le but de diminuer le nombre de composants dédiés à cette fonction et d'assurer plus de robustesse vis à vis des signaux de commande, une nouvelle structure de drivers est proposée. Cette structure est composée d'un seul transformateur de gate et d'isolateurs numériques validés pour notre application, elle est représentée sur la Fig.5.7.

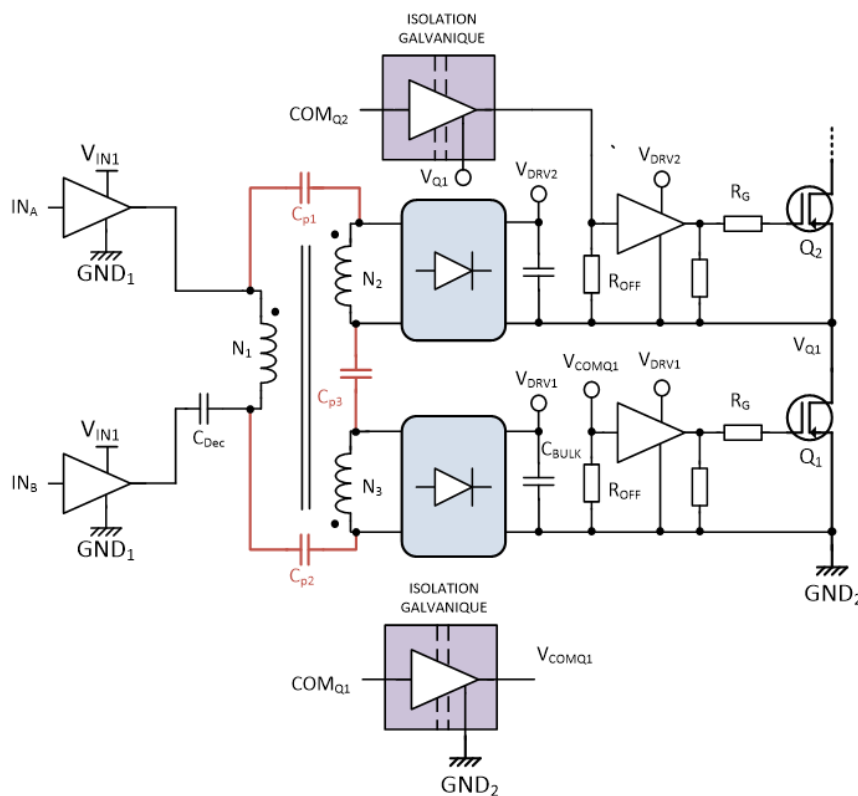


FIGURE 5.7 – Driver demi-pont version finale

L'ajout d'isolateurs numériques au driver précédent permet d'immuniser la commande des drivers de gate vis à vis des fortes variations de tension. Il est dès lors possible d'avoir une commande plus simple des gates directement à partir des isolateurs et une commande constante de  $IN_A$  et  $IN_B$  qui permet de générer la tension nécessaire au bon fonctionnement. Cette structure est plus conventionnelle et assure de bonnes performances de commande. Nous avons rapidement balayé les solutions mises en œuvre pour assurer la fonction driver isolée. Nous pouvons maintenant passer à l'étude des composants magnétiques.

### 5.1.2 Composants magnétiques

Les composants magnétiques occupent une place importante dans la Flyback ACQR. Ainsi il est possible de retrouver des composants magnétiques à tous les niveaux de fonctionnement de la cellule de puissance à la commande en passant par l'alimentation auxiliaire. Dans la cellule de puissance envisagée, les deux composants magnétiques sont cruciaux pour assurer le ZVS des transistors primaires et garantir un rendement cohérent avec le cahier des charges. Il est possible de trouver les composants magnétiques qui respectent le dimensionnement donné chez plusieurs fabricants comme Coilcraft, Vishay, TDK. C'est le choix qui a été fait pour notre premier prototype, valider le fonctionnement théorique par la mise en œuvre rapide de composants du commerce. Ainsi, notre choix s'est arrêté sur deux composants du fabricant Coilcraft, destinés à être utilisés sur une topologie semblable à la notre.

Pour aller plus loin dans l'optimisation de la structure, donner un degré de liberté de plus au dimensionnement et améliorer le rendement, il est possible de concevoir les transformateur en planar. Cette technologie a l'avantage d'offrir des designs plus compacts et fidèles au niveau de leur reproductibilité. En outre, notre contrainte sur l'épaisseur envisagée (12mm) et le faible nombre de pièces nous oblige dans un sens à mettre en œuvre ce type de composant. Plusieurs papiers traitent de cette mise en œuvre comme [15] sur la mise en œuvre de l'inductance résonnante, [4] [5] [6] [14] [17] [1] [13] sur la réalisation du transformateur. Mais ceux ci n'utilisent le planar que dans le cas de forte puissance comparé à notre application et tous traitent d'applications résonnantes. Rares sont les papiers qui traitent du transformateur planar dans le cas de la Flyback car son implémentation s'avère plus complexe. Cette difficulté découle des formes d'ondes présentant plus de discontinuité vis à vis d'un convertisseur classique de type LLC par exemple mais aussi de la présence d'un air-gap occasionnant plus de perte. [10] et [3] traitent du cas du transformateur planar dans le cas de la Flyback Active-Clamp mais n'utilisent pas d'inductance résonnante elle aussi dans cette technologie.

Pour notre application, nous traiterons d'abord la mise en œuvre de ces composants et les moyens adoptés pour réduire les pertes et les composants parasites (capacités) liés à l'utilisation de cette technologie. Dans un second temps nous présenterons les modèles de pertes mis en œuvre pour le dimensionnement de ces composants. Plusieurs outils s'offrent à nous quand il s'agit de modéliser les phénomènes électromagnétiques. Le premier est d'appliquer les équations de Maxwell en faisant un certain nombre d'hypothèses. Ces hypothèses simplificatrices sont souvent un passage obligatoire compte tenu de la complexité du problème et les calculs s'avèrent le plus souvent fastidieux. Le second est de modéliser le composant magnétique en utilisant le formalisme électronique. Il est ainsi possible avec un seul solveur de résoudre toutes les équations en une seule fois et de gagner le plus souvent du temps de calcul. Cet outil n'est valable que dans un cas général et il ne prend pas en compte les spécificités géométriques comme l'entrefer par exemple. La solution adoptée pour notre étude est l'analyse par éléments finis (FEA pour Finite Element Analysis). Cet outil nous permet d'étudier l'impact de la géométrie sur la physique du système et donc d'en donner une optimisation. La contrepartie à cet outil est souvent le temps de calcul et le prix des logiciels.

Pour notre pré-étude qui vise à donner une idée des solutions à envisager, nous adoptons un logiciel libre se limitant à l'étude FEA 2D, FEMM. En utilisant des géométries axiales il est possible de se ramener à un problème 3D tout en économisant du temps de calcul. La géométrie finale est ensuite analysée sur un logiciel 3D (COMSOL) pour en valider les caractéristiques. Afin de traiter la mise en œuvre des composants, nous commencerons par aborder les différentes sources de pertes dans un composant magnétique avant de donner des solutions qui permettent de les réduire.



Un transformateur se compose schématiquement de deux parties. La partie Fer fait référence au noyau magnétique du transformateur et n'est pas forcément composée de métal (ferrite), la partie cuivre aux enroulements. Il est possible de classer les pertes dans un transformateur en deux catégories selon la partie du transformateur concernée. Les pertes cuivre sont les pertes inhérentes aux enroulements. Elles sont liées au passage du courant dans les conducteurs. On note  $R_{DC}$  la résistance d'un enroulement traversé par un courant continu. Cette valeur est la valeur qui définira les pertes cuivres minimum dans nos magnétiques en fonction du courant. D'autres effets peuvent intervenir dans le calcul de la résistance et donc des pertes. On note  $R_{AC}$  la résistance équivalente d'un enroulement parcourue par un courant alternatif avec  $R_{AC} \geq R_{DC}$ . Pour le calcul de  $R_{AC}$  il est nécessaire de prendre en compte différents paramètres comme les effets de proximité entre les conducteurs, les Fringing effects ou effet de champ proche sur la concentration des courants dans les conducteurs ou encore l'effet de la fréquence des courants ou effet de peau sur la répartition des courants.

Ce dernier est décrit par l'équation de Maxwell traitant de la propagation du champ électrique :

$$\text{rot} \text{rot} \vec{E} = -\mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \Rightarrow \Delta \vec{E} - \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = 0 \quad (5.1)$$

Équation qu'il est possible de résoudre dans le domaine complexe par :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-\frac{z}{\delta}} e^{j(\omega t - \frac{z}{\delta})} \quad (5.2)$$

en posant :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \sigma \omega}} \quad (5.3)$$

$\delta$  représente ici la longueur moyenne de pénétration de l'onde dans le métal. Cette épaisseur sera d'autant plus faible que la conductivité du matériau et la fréquence sont élevées,  $z$  est le paramètre qui décrit l'évolution selon l'axe et  $\omega$  la pulsation à la fréquence de l'étude. Si on considère une fréquence maximale de fonctionnement de  $F_{MAX} = 1\text{MHz}$ , on obtient dans du cuivre une épaisseur de peau moyenne théorique de  $\delta = 66\mu m$ . Si l'on veut étudier un signal périodique qui n'est pas de forme sinusoïdal, il est possible de le décomposer en série de Fourier et de calculer l'effet de peau pour chaque composante. Une bonne approximation du phénomène résultant sera alors la somme des termes calculés pondérée par les coefficients de la série. Si maintenant on passe à la simulation de ce phénomène par FEMM sur deux conducteurs de même diamètre et de  $100\text{mm}$  de longs parcourus par un courant de  $10\text{A}$ , il est possible d'obtenir les Fig.5.8 et Fig.5.9.

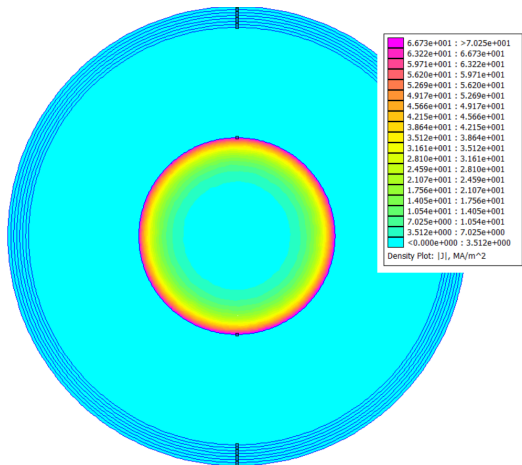


FIGURE 5.8 – Effet de peau sur un conducteur rond

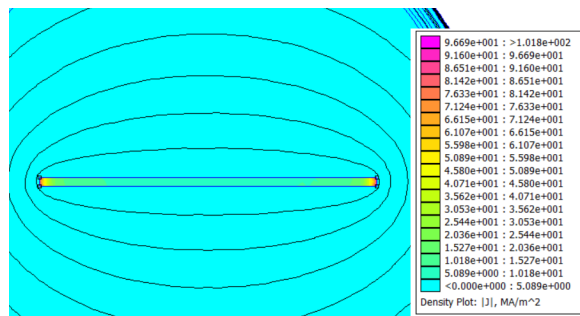


FIGURE 5.9 – Effet de peau sur un conducteur plat

Si on trace maintenant la distribution du courant dans le conducteur selon l'axe  $x$ , nous obtenons le graphique représenté Fig.5.10. Conformément au phénomène décrit, le courant est distribué en périphérie du conducteur. Il apparaît alors que le conducteur circulaire ne conduit le courant qu'en périphérie. Au contraire, un conducteur plat dont l'épaisseur est de l'ordre de grandeur ou inférieure à  $\delta$  permet d'obtenir une section conductrice plus importante.

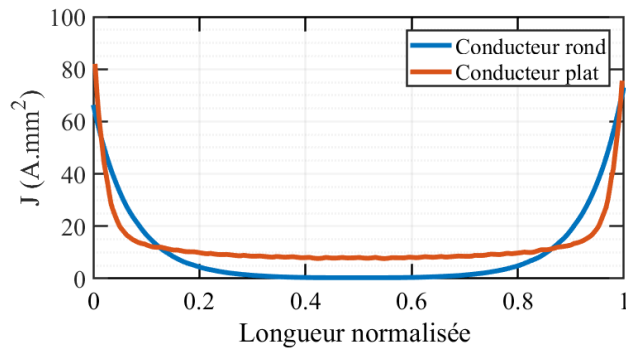


FIGURE 5.10 – Répartition du même courant dans deux conducteurs différents

Si on s'intéresse maintenant à la Fig.5.10, qui représente la densité de courant dans le conducteur prise sur une ligne médiane, on s'aperçoit que sur le conducteur rond, le courant s'annule complètement au centre du conducteur alors que sur le conducteur plat le centre conduit une densité proche de la densité nominale. Si on s'intéresse maintenant aux résistances  $R_{DC}$  et  $R_{AC}$ , représentant respectivement la résistance lorsque le courant est continu et celle lorsqu'il est alternatif, dans ces deux conducteurs, nous obtenons les ratios suivants :

$$\begin{cases} \frac{R_{AC}}{R_{DC \text{ ROND}}} = 4 \\ \frac{R_{AC}}{R_{DC \text{ PLAT}}} = 2 \end{cases} \quad (5.4)$$

Il est donc possible de conclure sur la forme des conducteurs à employer si on veut réduire les effets de peau dans les conducteurs. Dans notre application, le fait d'utiliser des composants planars permet de mettre en œuvre plus facilement ce type de conducteurs puisqu'il s'agit de piste en cuivre sur du PCB. Cependant, les densités de courants ne sont pas uniquement dictées par la fréquence des courants et la forme des conducteurs dans un transformateur. Pour une modélisation plus fidèle des densités de courants dans les conducteurs, il est aussi nécessaire de prendre en compte les effets dits de proximité. Ceux-ci peuvent être causés par deux phénomènes, la proximité avec d'autres conducteurs et la proximité avec un entrefer, c'est à dire un endroit où le champ magnétique n'est plus contenu dans le noyaux mais évolue en champ libre.

Le premier phénomène dépend de l'organisation des conducteurs dans une fenêtre de bobinage tandis que le second l'emplacement des conducteurs vis à vis de l'entrefer. Dans le cas de l'inductance résonante, la répartition des conducteurs est fixée par l'application puisqu'il n'y a qu'un seul enroulement. Il suffit donc de caractériser l'impact de l'entrefer sur  $R_{AC}$  pour déterminer la configuration optimale. Pour cela, nous choisissons d'étudier un exemple particulier d'inductance. Dans cet exemple, la géométrie est définie selon une symétrie axiale d'axe Y. Pour étudier l'impact de l'entrefer sur  $R_{AC}$  nous allons étudier son évolution en fonction de l'éloignement des conducteurs (notée  $E_C$  sur la Fig.5.11) par rapport à un entrefer d'épaisseur  $E_F$ .

Sur la Fig.5.11 l'inductance est constituée de 8 conducteurs en série représentant les tours successifs autour du noyaux de ferrite représentés en gris. Les différents conducteurs qui sont dans un PCB (vert) créent un champ dans le noyau. Au passage par l'entrefer, ce champ rayonne en périphérie et concentre les courants dans les conducteurs à proximité. L'enjeu de ce problème est de démontrer que réduire la taille des conducteurs en augmentant  $E_C$  permet de diminuer la résistance  $R_{AC}$ . Pour cela, une série de simulations est menée en faisant varier ce paramètre.

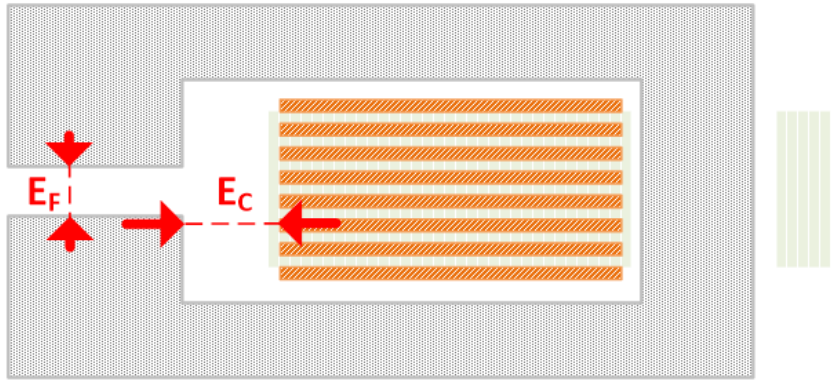


FIGURE 5.11 – Schéma du problème permettant d'illustrer l'effet de proximité avec l'entrefer

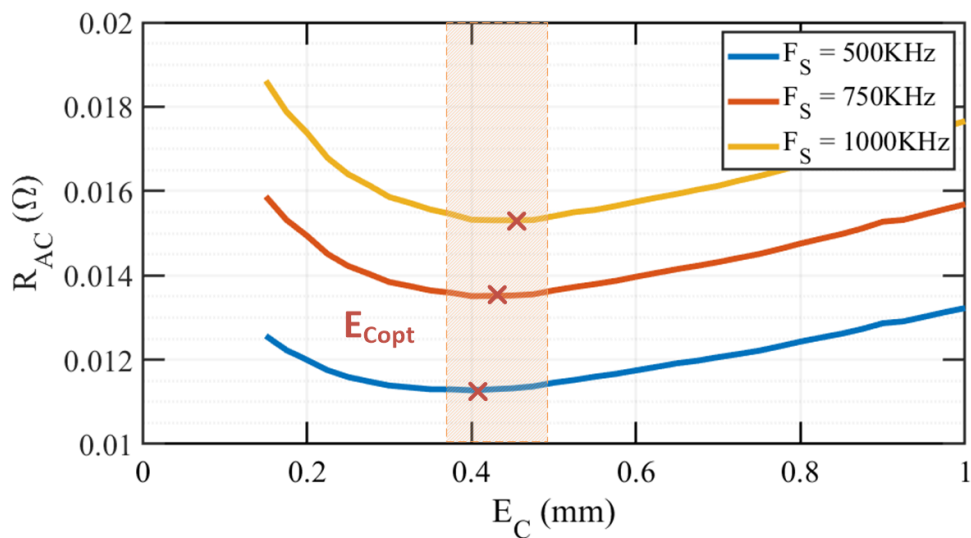


FIGURE 5.12 – Évolution de  $R_{AC}$  en fonction de  $E_C$  et point optimal pour la configuration

$R_{AC}$  fortement corrélée avec la proximité de l'entrefer diminue alors pour tendre vers la valeur de  $R_{DC}$ . Se faisant, la résistance augmente alors car la diminution du diamètre des conducteurs se poursuit. À partir de ce constat, il est possible de déterminer en fonction de la fréquence une distance optimale à observer pour optimiser  $R_{AC}$ . Cette distance varie en fonction de la fréquence mais son évolution se limite à la zone orange sur le schéma. En choisissant  $E_C = 0.4\text{mm}$  on se rapproche de la configuration optimale pour la gamme de fréquence envisagée. Si on considère maintenant le cas du transformateur, il est nécessaire de prendre en compte en plus de tous les paramètres précédents l'organisation des différents enroulements. Dans le cas de la Flyback ACQR mono-sortie, le transformateur est dans sa configuration la plus simple, c'est à dire avec un seul primaire et un seul secondaire.

Les différents ratios de transformation envisagés (3,4,5,6,7) et le courant de sortie requis par le cahier des charges nous mènent à envisager une configuration où le secondaire est constitué d'un seul enroulement et le primaire d'autant de tours que le ratio de transformation l'exige. Les effets de proximité entre les conducteurs se manifestent alors plus ou moins selon les configurations adoptées. Si on prend l'exemple d'un transformateur avec un rapport de transformation de  $\frac{1}{4}$  soumis aux mêmes courants mais avec des configurations d'enroulement différentes. On étudie l'évolution de la distribution des courants dans les deux configurations.

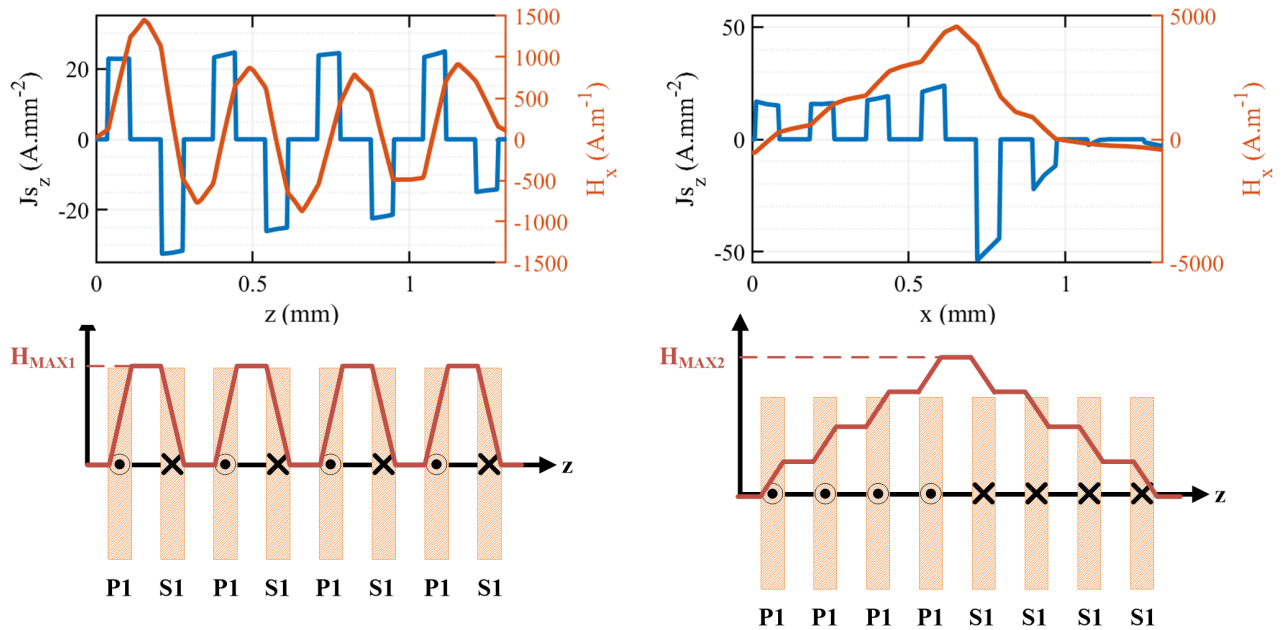


FIGURE 5.13 – Distribution des courants dans des enroulements seuls et induction associée. À gauche, enroulements entrelacés, à droite non entrelacés. En haut les formes d'ondes obtenues par FEMM et en bas la contribution théorique des niveaux de courant à l'induction  $H_x$

On obtient la Fig.5.13. Sur cette figure, les grandeurs obtenues par éléments finis, en haut, sont comparées à celle théoriques, en bas, dans un cas idéal. L'évolution du niveau d'induction est directement liée à la contribution du courant dans chaque conducteurs d'après l'équation locale de Maxwell-Ampère dans le vide et dans le cas idéal (pas de saturation).

$$\vec{\nabla} \vec{H} = \vec{J} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (5.5)$$

Dans le premier cas à gauche, en raison de l'entrelacement du primaire et du secondaire, les contributions de chaque courant se compensent et l'induction maximale est limitée. La distribution des courants est relativement homogène au primaire et varie un peu au secondaire. Cette variation est liée aux paramètres de l'étude. Ainsi, le champ  $\vec{B}$  généré par le passage du courant dans les conducteurs fait qu'il y a des effets de proximité qui concentrent les courants. Se faisant, les courants ne sont plus homogènes ce qui accentue le phénomène. Ce phénomène est d'autant plus important que le courant l'est. Pour cette raison le déséquilibre est plus marqué sur le secondaire (courant  $\times 4$ ).

Sur la seconde figure, les conducteurs primaires et secondaires ne sont pas entrelacés. L'induction augmente avec la contribution de chaque primaire. Elle atteint un maximum à l'interface entre les primaires et les secondaires. L'induction agit alors fortement sur la distribution des courants au secondaire en augmentant fortement les courants dans les conducteurs soumis au niveau d'induction les plus haut. Il en ressort que la contribution des conducteurs secondaires dans cette configuration est fortement déséquilibrée. Les performances vis à vis des pertes cuivres s'en retrouvent fortement pénalisées.

Le fait d'entrelacer les conducteurs permet d'homogénéiser les courants dans les conducteurs. La contrepartie surtout dans des composants planar est l'augmentation inévitable des capacités parasites entre les enroulements. Dans le second cas étudié, la capacité parasite primaire/secondaire est faible. seulement les conducteurs primaire et secondaire en regard y contribuent. Dans le premier cas, le fait d'interdigiter les conducteurs multiplie cette capacité parasite par le nombre de paires créées. Si l'application visée fonctionne en commutation dure, à haute fréquence ou avec de grandes variations de tension, ce paramètre doit être étudié avec attention. Dans notre cas,

l'influence des capacités mise en jeu en entrelaçant les conducteurs est minime sur le fonctionnement (capacité de l'ordre de quelques centaines de pF). Les effets de proximité dans le transformateur ont été abordés, il est maintenant possible de présenter les effets de proximité entre les conducteurs d'un même enroulement. Pour cela, nous prenons l'exemple de deux conducteurs d'une même spire qui voient des courants de même amplitude mais opposés en signe. Nous nous appuyons sur les travaux de [15]. Nous illustrerons l'effet désiré à travers deux exemples. Dans le premier, les conducteurs du planar sont sur une même couche de PCB, dans le second ils sont répartis sur deux couches.

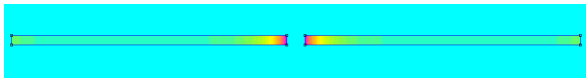


FIGURE 5.14 – Effet de proximité sur deux conducteurs adjacents



FIGURE 5.15 – Effet de proximité sur deux conducteurs superposés

Dans le premier cas, on remarque que les courants sont essentiellement répartis au centre, avec des densités de courant élevées dues à la proximité des conducteurs.  $R_{AC}$  et les pertes joules augmentent dans ce cas. Dans le second exemple, les conducteurs sont superposés. Le niveau d'induction est compensé sur la longueur du conducteur et le courant est réparti de façon plus homogène. Si on s'intéresse au rapport des résistances  $R_{AC}$  entre les deux cas de figure, la valeur dépend de la proximité des conducteurs dans les deux exemples mais aussi de l'intensité du courant qui les traverse. En prenant en compte tous les exemples précédemment cités, il est possible de proposer des configurations pour l'inductance et le transformateur qui respectent ces différents facteurs. Nous commençons par étudier la mise en œuvre de l'inductance résonnante. En se basant sur un noyau magnétique déjà existant pour simplifier la fabrication, nous nous inspirons de [15] et [5] pour en proposer une version modifiée, plus adaptable dans le domaine industriel puisque sans noyau magnétique customisé.

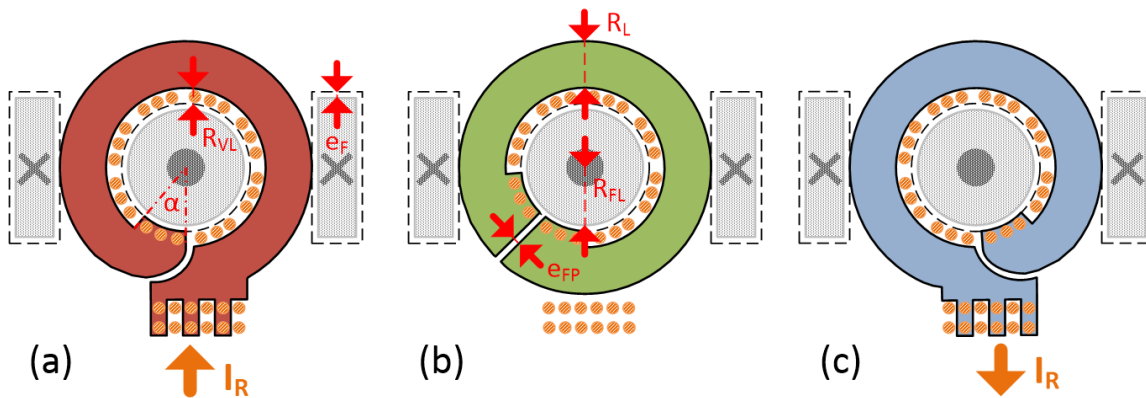


FIGURE 5.16 – Schéma d'implantation de l'inductance planar. (a) représente la couche du dessus, (b) la couche 2, (c) la couche du dessous

Le noyau choisi pour cet exemple est de type ER. On limite le nombre de couches maximum à 8. On note le rayon de la jambe centrale  $R_{FL}$ , la largeur de la piste  $R_L$  et la largeur des vias centraux  $R_{VL}$ .  $e_F$  l'épaisseur entre la zone de perçage pour le noyau et la zone où la piste est autorisée constitue une contrainte de fabrication donnée par le fabricant. La première étape dans la mise en œuvre est le choix de  $\alpha$ . Ce paramètre est directement lié au nombre de couches et donc de tours que l'on veut réaliser sur le composant. L'entrée et la sortie du courant sont interdigitées de sorte à limiter les effets de concentration de courant qu'il pourrait y avoir en ce point et permettre la connexion avec le reste du circuit. La première couche constitue le premier tour. La seconde couche est reliée à la première grâce aux 3 vias proches de la jambe centrale. En reproduisant la

couche 2 en la décalant à chaque fois de  $\alpha$  il est possible de réaliser un tour complet et de parvenir à la dernière couche. Nous avons alors :

$$\frac{2\pi}{\alpha} = N_L \quad (5.6)$$

Avec  $N_L$  le nombre de tours envisagés. Le diamètre des vias est choisi de sorte à pouvoir respecter les contraintes en courant dans l'inductance tout en étant compatible avec les limites de fabrication du PCB. Pour optimiser d'autant plus les performances et limiter les effets de l'entrefer sur la conduction, il est possible de réduire le diamètre des conducteurs à fréquence donnée afin d'atteindre un optimum décrit précédemment. Tout l'enjeu du dimensionnement de ce composant est de trouver un jeu de paramètres permettant d'obtenir la valeur d'inductance résonante désirée tout en minimisant les pertes. Ce travail d'optimisation sera traité dans la dernière partie de l'étude de la Flyback. Si on s'intéresse maintenant à la mise en œuvre du transformateur, le composant précédent est transposé à deux enroulements. Le schéma ci-après s'appuie encore sur un PCB de 8 couches mais en prenant un ratio de transformateur de  $N = \frac{1}{4}$ .

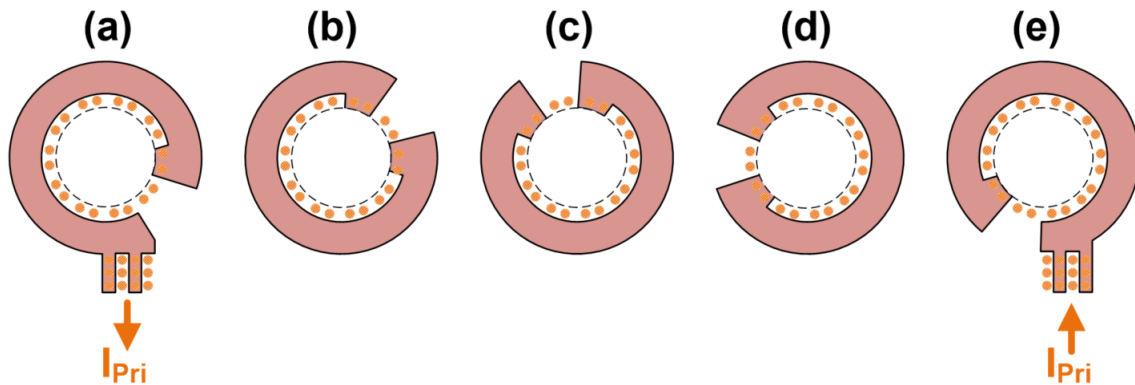


FIGURE 5.17 – Schéma d'implantation du primaire du transformateur

Dans l'exemple choisi, les enroulements primaires sont constitués d'une monospire par couche. Compte tenu des courants primaires de notre application, cette configuration n'est pas envisagée et d'avantage de couches secondaires seront mises en parallèle pour en diminuer le  $R_{AC}$ . Il est possible de remarquer que les interconnexions entre les différentes couches sont espacées de  $\alpha$  entre deux couches successives. Cette configuration permet d'entrelacer les primaires avec les secondaires afin de réduire les effets de proximités entre les deux enroulements.

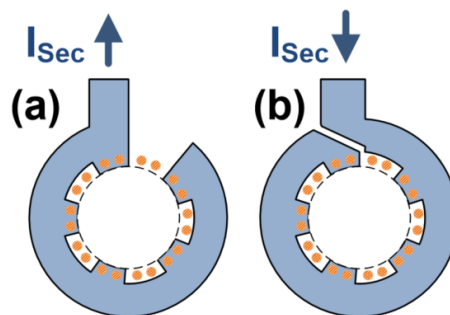


FIGURE 5.18 – Schéma d'implantation du secondaire du transformateur

Le secondaire qui est sensé constituer qu'un seul tour se compose alors de plusieurs spires mise en parallèles. Toutes les couches ne sont pas exactement identiques. Ainsi, afin de réduire les

effets décrits dans la Fig.5.15, l'entrée et la sortie de l'enroulement se retrouvent dans une configuration parallèle. Pour la réalisation finale, nous veillerons à placer les enroulements secondaires sur les couches externes du transformateur. Ceci pour deux raisons. La première est de s'affranchir des résistances supplémentaires apportés par les vias entre la sortie et les transistors. La seconde de permettre une meilleure gestion de la thermique des pistes supposées chauffer plus en les disposant sur une face accessible. Les deux composants magnétiques de la cellule de puissance ont été présentés, il est maintenant possible de passer à la présentation de la méthode de contrôle employée.

### 5.1.3 Méthode de contrôle

A partir des lois de comportement de la cellule présentées précédemment, du cahier des charges et du dimensionnement choisi, il est possible de déterminer une loi de commande qui maximise les performances du convertisseur tout en limitant les contraintes sur les composants. Les différents modes de commutation permettent de déterminer, en fonction de critères énergétiques ou de signe sur les courants, les différents modes de commutation à employer pour permettre le ZVS sur le primaire et diminuer les amplitudes des courants secondaires. Pour cela, nous avons choisi d'adopter un mode de pilotage du convertisseur qui défavorise le mode résonnant et qui se concentre sur un contrôle intelligent des temps morts dans la structure. Ce mode de contrôle s'inspire de [7] et [8]. Comme la stratégie Active Clamp est favorisée, le  $T_{OFF}$  est fixé ( $T_{OFF} = 2800ns$ ). Si on fixe les valeurs des éléments résonnants dans la cellule de puissance on s'aperçoit qu'utiliser le mode résonnant revient à modifier fortement le  $T_{OFF}$  or la modification de ce temps de commande parfois du simple au double est délicate et nécessite la mise au point d'une transition hystérétique entre les deux modes. Pour cette raison nous adoptons la stratégie de commutation donnée sur la Fig.5.19.

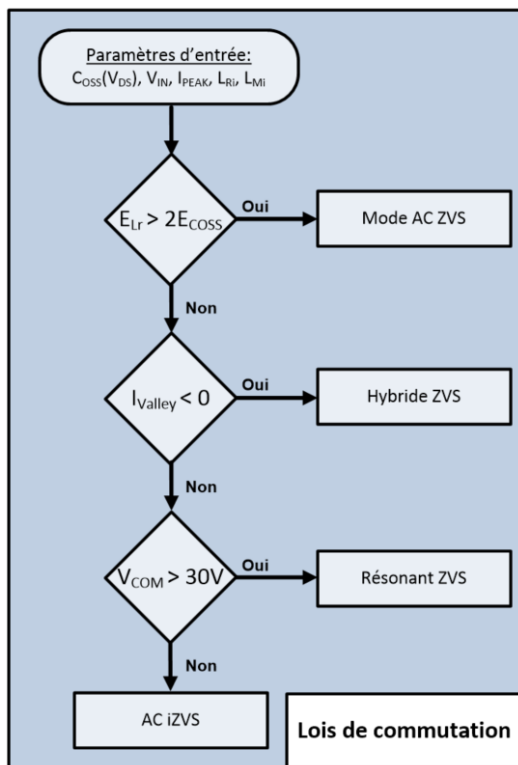


FIGURE 5.19 – Stratégie de commutation primaire

Le choix de la stratégie de commutation dépend des valeurs de paramètres extérieurs au convertisseur comme la tension d'entrée ou le courant de sortie mais aussi des paramètres internes (comportement des capacités  $C_Q$ ). A partir de ces données d'entrée, il est possible de savoir l'énergie contenue dans  $L_R$  est suffisante pour faire du ZVS sur  $Q_1$ . Si c'est le cas, on se retrouve alors dans le mode AC ZVS décrit précédemment. Le temps mort optimum à adopter est défini à partir de l'Eq.4.40. Si cette condition n'est pas respectée, il nous faut connaître le signe de  $I_{valley}$ . Dans le cas où celui-ci est négatif, le mode de commutation Hybride est adressable. Si c'est le cas, le temps qui optimise la commutation est obtenu d'après l'Eq.4.50. Si le courant  $I_{valley}$  est positif, la commutation ZVS ne peut pas être assurée sans modification du  $T_{OFF}$ . Deux cas s'offrent alors à nous. La tension lors de la commutation dépasse la tension maximale autorisée par le critère 4.58. Dans ce cas, il n'y a pas d'autre solution que d'implémenter un mode de contrôle résonnant.

Si la tension  $V_{COM}$  ne dépasse pas la limite autorisée le temps mort qui optimise la commutation est donné par l'Eq.4.47. La commande doit dans ce cas là être réactive. Une imprécision

sur le temps de commande même courte, ferait remonter la tension aux bornes de  $Q_1$  rapidement et pourrait nous faire dépasser la limite autorisée. Cette stratégie présentée, il nous est possible à partir du dimensionnement choisi de calculer dans quel mode nous nous trouvons en fonction de la plage d'utilisation. Pour cela, nous nous appuyons sur les équations relatives au fonctionnement.  $I_{peak}$  est donné par l'Eq.4.4,  $I_{valley}$  par l'Eq.4.1 et  $I_{ACD}$  par l'Eq.4.30. Chaque mode nous donne aussi en fonction du dimensionnement les valeurs de temps morts à choisir pour optimiser la commutation. Avec ces valeurs optimales et uniquement en les choisissant, il est alors possible de valider le fonctionnement et de comparer les dimensionnements. Un dimensionnement valide sera un dimensionnement qui respectera les critères sur les composants (4.58) mais aussi sur le volume et le rendement. Toutes ces grandeurs seront calculées et comparées aux valeurs obtenues de manière expérimentales dans la partie correspondante aux validations expérimentales. Pour assurer le fonctionnement optimum, il est nécessaire de pouvoir connaître en temps réel les paramètres de la cellule et d'appliquer les commandes optimales. C'est le rôle du contrôle qui sera présenté dans la partie suivante.

#### 5.1.4 Contrôle de la cellule

La structure mise en œuvre nécessite un contrôle adéquat qui permet de gérer les commandes à des fréquences pouvant aller jusqu'à 1MHz. Pour assurer le fonctionnement souhaité, il est nécessaire de pouvoir contrôler les temps de commande et les temps morts avec une précision de l'ordre de la nanoseconde. De plus, afin de déterminer dans quel mode le convertisseur se situe, la connaissance de grandeurs de fonctionnement comme le courant  $I_{peak}$ , la tension d'entrée  $V_{IN}$  ou encore le courant de sortie  $I_{OUT}$  est essentielle. Pour disposer de tous les organes de commande suffisants et offrir un maximum de souplesse au niveau du contrôle, nous choisissons de l'implémenter sur un micro-contrôleur de type DSPIC33. Cette famille de puces du fabricant Microchip, permet une implémentation facilitée par le grand nombre de fonctions intégrées spécifiquement développées pour le contrôle de convertisseurs. Les convertisseurs analogiques/numériques embarqués (ADC) permettent une acquisition précise et à fréquences élevées des différents signaux. Plusieurs difficultés techniques se posent alors. La première se trouve au niveau de l'isolation galvanique puisqu'on souhaite mesurer les grandeurs d'intérêt au primaire depuis le secondaire sans compromettre l'isolation galvanique. Certains signaux comme le courant de sortie, sont difficilement accessibles puisque leur mesure sans compromettre le fonctionnement est complexe. Deux solutions s'offrent alors à nous. Effectuer une mesure directe par la mise en place d'un système de mesure disposant d'une isolation ou faire une mesure indirecte grâce à une grandeur image. La première méthode est employée pour la mesure de  $I_{peak}$ . Pour cela, un transformateur de mesure de courant est utilisé. Le schéma de son implémentation est donné sur la Fig.5.20.

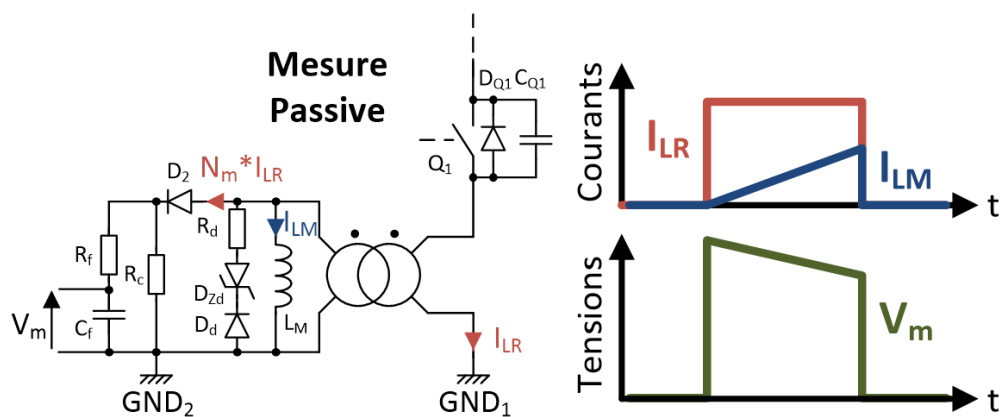


FIGURE 5.20 – Système de mesure de courant isolé par transformateur



Dans l'exemple illustré sur la Fig.5.20, le courant  $I_{LR}$  est de forme carrée. Ce courant circule au primaire du transformateur à droite et donc un courant induit au secondaire proportionnellement au ratio du transformateur  $N_m$ . Au secondaire, la tension induite dans la résistance de charge  $R_c$  impose une variation de courant au sein de l'inductance magnétisante du transformateur ramenée au secondaire que l'on a ici appelée  $L_M$  pour être original. Le courant augmentant dans  $L_M$ , la mesure s'en retrouve perturbée puisque une partie de l'information est manquante. Dans notre configuration, le courant qui traverse  $Q_1$  est de forme triangulaire. La mesure au moment où le courant est le plus grand est donc d'autant plus biaisée. De plus, la lecture de la tension ne peut se faire que lorsque la diode  $D_2$  est mise ON. Dans les cas où  $I_{valley}$  est négatif, on perd donc une partie de l'information. On filtre en sortie la tension avant de faire la mesure ( $V_m$ ) à l'aide de  $R_f$  et  $C_f$ . On peut écrire l'équation :

$$V_m(t) = N_m * I_{LR} * R_c (1 - \frac{1}{L_M} t) \tag{5.7}$$

Connaissant la valeur de l'inductance magnétisante, il est possible de corriger la mesure afin d'avoir plus de précision sur la mesure de  $I_{peak}$ . La mesure du courant sur la partie négative est possible si l'on utilise un interrupteur commandé à la place de  $D_2$ . Le schéma devient alors celui représenté sur la Fig.5.21. Sur les deux schémas précédents, en parallèle du transformateur se trouvent une diode et une diode zener. Ces deux composants ont pour rôle d'imposer une tension inverse au secondaire du transformateur durant les phases de  $T_{OFF}$ . Ainsi, le courant magnétisant s'inverse jusqu'à son annulation. Ce système permet donc d'éviter au transformateur de mesure de saturer.

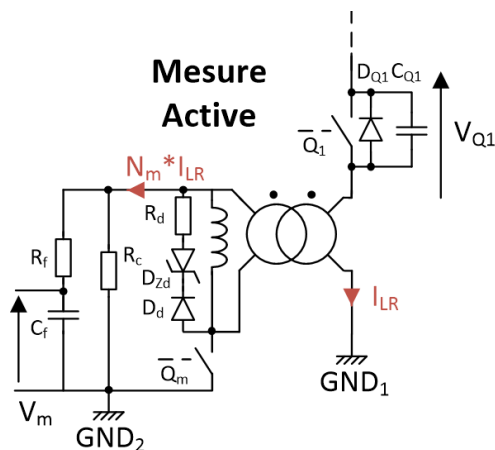


FIGURE 5.21 – Système de mesure de courant active isolé par transformateur

Sur la Fig.5.21, commander  $Q_m$  en même temps que  $Q_1$  permet de faire circuler un courant négatif aux bornes de  $R_c$  et donc de mesurer la valeur de  $I_{valley}$ . Lors de la mesure passive et en cas de courant  $I_{valley}$  négatif, le courant circule dans la boucle de démagnétisation créant un courant magnétisant négatif. Une fois que le courant s'inverse et passe dans  $D_2$ , une partie de l'information (du courant) lue a été utilisée pour re-magnétiser  $L_M$  dans le bon sens. C'est ce phénomène qui est évité avec la mise en place de la mesure active. Par ailleurs, ce système de mesure est utile si le mode résonant de la Flyback devait être mis en place car il permettrait la connaissance du  $I_{valley}$  avant de remettre ON  $Q_1$ .

Nous avons décrit le système utilisé pour la mesure directe du courant au primaire. Il nous faut maintenant décrire la méthode de mesure de la tension d'entrée. Cette valeur est importante pour d'une part protéger les différents composants contre les surtensions, permettre de ne pas démarrer si la tension est trop basse ou encore régler les temps de façon à optimiser le fonctionnement. Pour ce dernier point, il est possible d'utiliser le convertisseur en fonctionnement. Pour la mesure en fonctionnement, il est possible d'utiliser la tension aux bornes de  $Q_R$  pendant le  $T_{ON}$ . Pour une mesure suffisamment éloignée des deux commutations, on peut remonter au  $V_{IN}$  en soustrayant la valeur de  $V_{OUT}$  comme présenté dans l'Eq.4.60. La mesure du  $V_{OUT}$  se fait de manière directe, celle-ci étant par nature isolée. Pour faire la mesure sans mettre en route le convertisseur il est possible d'appliquer la même méthodologie sur le convertisseur auxiliaire. Celui-ci n'est pas décrit ici mais est construit autour d'une topologie Flyback classique. Tous les systèmes requis pour mettre en place le contrôle ont été présentés, il est maintenant possible de décrire la méthode de contrôle mise en place pour piloter la structure. Un schéma bloc de cette méthode est présenté sur la Fig.5.22.

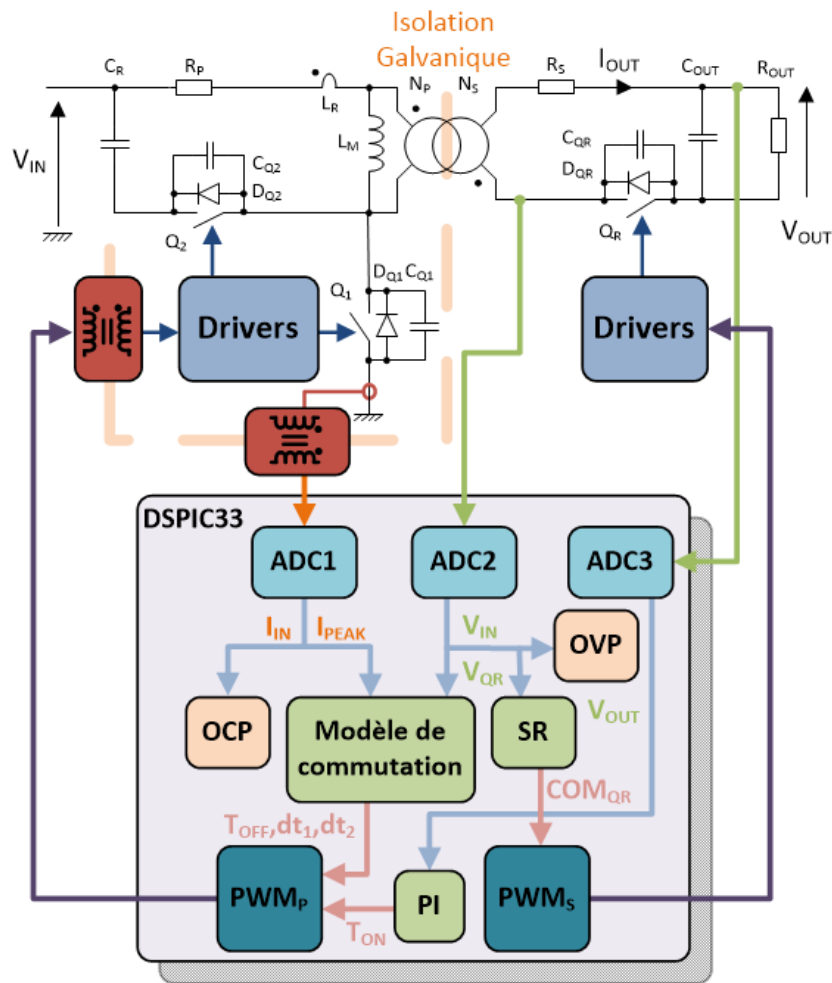


FIGURE 5.22 – Schéma bloc du contrôle mis en œuvre

Le micro-contrôleur dispose de plusieurs ADC qui permettent de faire une acquisition numérique de signaux analogiques. 3 d'entre eux sont représentés ici. Le premier ADC mesure le courant grâce au dispositif présenté sur la Fig.5.20. De cette mesure, il est possible de dissocier le courant  $I_{peak}$  en prenant en compte l'influence du courant magnétisant sur le transformateur de mesure, et le courant moyen au primaire. Ce dernier permet de mettre en place une protection courant au primaire qui protège le convertisseur contre les sur-courants au niveau de la charge.

Le second ADC permet de faire une mesure de la tension aux bornes de  $Q_R$ . Cette mesure est utile pour plusieurs choses. Tout d'abord, en utilisant le système présenté sur la Fig.4.27, il est possible de mettre en place un mécanisme de pilotage des transistors secondaires autonome. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser les comparateurs rapides en interne du micro-contrôleur. En faisant une acquisition lorsque la tension aux bornes de  $Q_R$  est établie ( $T_{ON}$ ), il est possible de calculer la tension d'entrée. Cette information nous permet de mettre en place une protection contre les surtensions primaires d'une part et d'autre part de compléter les informations nécessaires pour le contrôle intelligent du ZVS au primaire. Ce modèle s'appuie sur l'algorithme présenté sur la Fig.5.19. Il s'agit là de quantifier d'une part l'énergie disponible ( $I_{peak}$ ) et l'énergie nécessaire ( $V_{IN}$ ). Ces deux informations mènent à l'adoption de la stratégie de pilotage adéquate. Si l'on souhaite éviter d'utiliser le mode résonant, et grâce à un dimensionnement adapté, ce bloc nous permet alors la modification de  $dt_2$  seulement. Dans le cas où le mode résonant est implémenté, ce bloc modifie aussi les autres temps de commutation. Nous nous situerons dans le premier cas lors de notre mise en œuvre. Le troisième ADC permet la mesure de la tension de sortie. Cette dernière

est utilisée à travers un régulateur proportionnel intégral (PI) afin de réguler la tension de sortie à la valeur désirée (3.3V). Dans le cas où le  $T_{OFF}$  est fixe ce régulateur nous donne simplement une information sur le  $T_{ON}$  à adopter pour réaliser cette fonction. Dans les cas de transitions de charges par exemple, l'adoption d'une boucle de régulation PI seule n'est pas suffisante pour assurer les dynamiques envisagées dans notre cahier des charges. Pour remédier à ça, il est possible d'implémenter d'autres méthodes de pilotage, actives pendant les transitions, capable d'améliorer grandement les performances de l'alimentation durant ces périodes. Par faute de temps ces dernières n'ont pas été implémentées dans l'application mise en œuvre.

## 5.2 Expérimentation

La réalisation du prototype a été menée dans plusieurs buts. Valider les principes énoncés précédemment, les choix des composants et les différents organes nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur. Pour cela, une carte regroupant tous les organes lui permettant de fonctionner de manière autonome a été montée. Elle est présentée sur la Fig.5.23. Il est possible de différencier les fonctions mises en œuvre sur cette carte. L'alimentation auxiliaire, entourée en rouge permet de fournir l'énergie nécessaire au démarrage de la structure. Associé à ce dispositif, un régulateur linéaire permet de subvenir aux besoins en énergie de la partie commande numérique. La consommation de cette dernière partie est suffisamment basse pour négliger les pertes dans le régulateur pour son dimensionnement. La commande numérique en orange, assure le pilotage et la protection de la structure. Pour le pilotage, elle commande les drivers (entourés en bleu), afin de piloter les GaNs au primaire et secondaire. Pour la protection et le contrôle, la mesure se fait à travers le transformateur de mesure (en orange) qui permet d'avoir une information sur le courant primaire. La cellule de puissance au centre (en violet), représente qu'une faible proportion de l'espace occupé sur la carte. Le transformateur et l'inductance choisis pour la validation du démonstrateur ne sont pas planar mais correspondent au dimensionnement effectué.

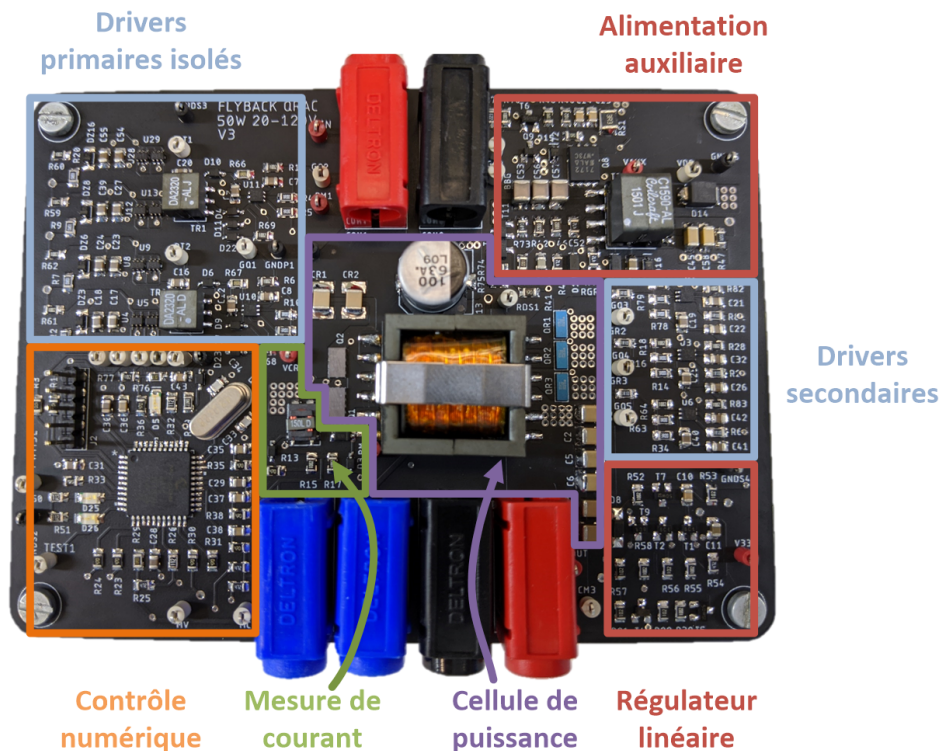


FIGURE 5.23 – Prototype de la Flyback ACQR

Certains composants n'apparaissent pas sur cette maquette. Le filtre d'entrée est étudié de façon séparé et il n'est pas utile de caractériser son comportement ici. L'inductance résonnante est située sur la face inférieure du PCB. La capacité d'entrée est prise en technologie chimique. Cette technologie n'est pas utilisable dans l'application finale mais permet ici une forte valeur à haute tension. Un banc de test automatisé est mis en œuvre afin de tester ce prototype. Tout l'enjeu de la caractérisation est de démontrer la cohérence du modèle de la cellule de puissance et la faisabilité de l'implémentation du code dans le micro-contrôleur. Pour cela, nous comparons les résultats obtenus de façon expérimentale avec ceux théoriques. Nous commençons par effectuer les mesures statiques. Nous privilégierons une représentation des grandeurs sous forme de cartographie. Cette représentation offre l'avantage de pouvoir accéder rapidement à toute l'évolution d'une grandeur en fonction du cahier des charges.

### 5.2.1 Comportement statique

Dans cette partie, les différentes grandeurs décrites théoriquement sont vérifiées. Le fonctionnement statique fait ici référence au régime établi de la tension de sortie (3,3V). Ainsi dans cette partie nous allons aussi aborder les différents temps mis en jeu. Le but étant de vérifier les temps morts  $dt_1$  et  $dt_2$  à appliquer pour effectuer la commutation de façon optimale, en minimisant  $V_{COM}$ , la tension à la commutation. Pour cela, nous balayons les points de fonctionnement en faisant varier  $V_{IN}$  et  $I_{OUT}$  sur toute leur plage, respectivement 20V – 110V et 0A – 16A (pris légèrement au dessus du cahier des charges). L'étude expérimentale commence par la comparaison des différentes formes d'ondes avec celles théoriques. Pour chaque phase de fonctionnement décrite, nous confronterons les grandeurs expérimentales aux théoriques. Les différences seront mises en évidence et nous tâcherons de les expliquer.

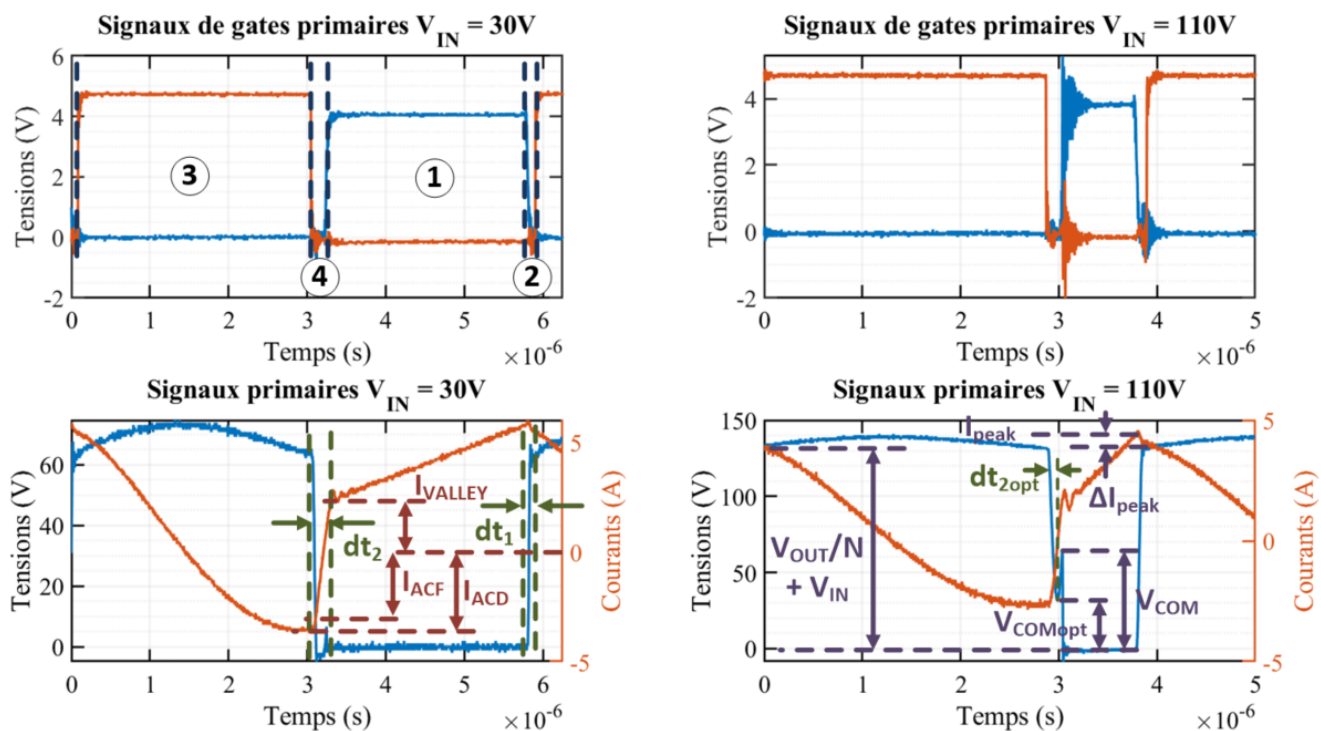


FIGURE 5.24 – Exemple de formes d'ondes expérimentales

Le régime établi étudié demande de connaître les différentes grandeurs au début de la période de fonctionnement. Pour les trouver, nous utilisons les équations de pré-dimensionnement 4.4, 4.1, nous permettant d'approximer correctement ces grandeurs dans un régime établi idéal. Les autres équations sont déduites à l'aide de l'étude théorique menée. Un soin particulier est

apporté aux phases de commutations qui sont primordiales pour la définition des conditions initiales de toutes les équations. Sur la figure suivante est représenté un exemple de fonctionnement du convertisseur. La période est découpée en plusieurs phases, faisant directement référence aux phases étudiées précédemment. Le but de cette section est de présenter que chaque phase expérimentale est cohérente avec son pendant théorique.

Notre banc de caractérisation automatisé nous permet de faire une acquisition des formes d'ondes sur une période de fonctionnement pour toute la plage d'utilisation. La régulation de la tension de sortie est alors assurée par un asservissement simplement PI. Le but étant de démontrer les mécanismes de commutation et les valeurs extrêmes des grandeurs. Ainsi sur la Fig.5.24, toutes les grandeurs d'intérêt ont été renseignées. Deux exemples de fonctionnement apparaissent sur cette figure. En haut les signaux de commande de gates des deux transistors primaires. En bas, la tension  $V_{Q_1}$  et le courant  $I_{L_R}$ . Le premier exemple à gauche traite d'un cas où  $V_{IN} = 30V$  et  $I_{OUT} = 14.5A$  à droite,  $V_{IN} = 110V$  et  $I_{OUT} = 4.5A$ .

Sur l'exemple basse tension, les grandeurs d'intérêts relatives au courant  $I_{L_R}$  apparaissent. Sur la figure de droite, celles relatives à la tension  $V_{Q_1}$ . Il est à noter que l'on fait aussi apparaître le temps  $dt_{2opt}$  qui est le temps nécessaire à la commutation à la tension la plus basse de  $V_{Q_1}$  notée  $V_{COM_{opt}}$ . Il est possible de remarquer que l'exemple de droite traite d'un exemple de commutation ZVS avec un mécanisme AC. Celui de gauche est en iZVS AC, avec une commutation trop tardive vis à vis de  $dt_2$ . La commutation dure a alors lieu sur une amplitude de plus de 50V, ce qui a pour effet de fortement perturber le signal de gate de  $Q_1$  lors de sa mise ON. Nous reviendrons sur ce sujet dans la partie étude expérimentale des commutations. Ces formes d'ondes étant enregistrées pour toutes les configurations de courant et de tension envisagées, il est possible d'en extraire automatiquement les grandeurs d'intérêt. Nous commençons par l'étude de l'évolution du courant  $I_{peak}$ .

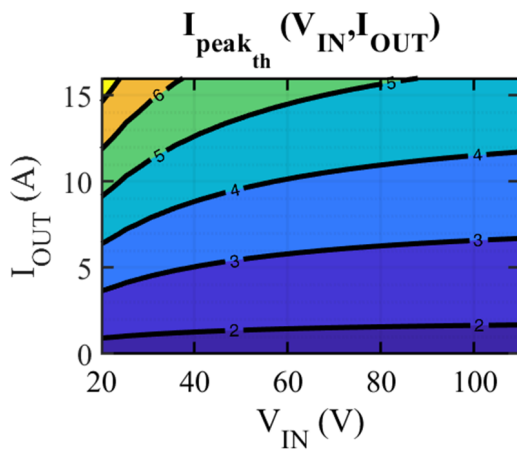


FIGURE 5.25 – Calcul théorique du courant  $I_{peak}$

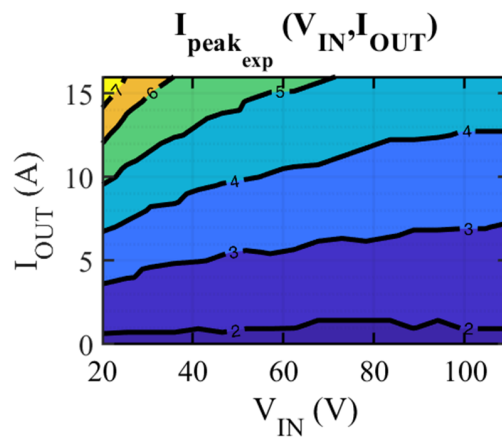


FIGURE 5.26 – Mesure du courant  $I_{peak}$

Les deux courbes obtenues sur les Fig.5.26 et Fig.5.25 restent relativement proches. Les différences qui subsistent peuvent cependant être expliquées facilement. D'une part, les paramètres utilisés pour calculer le courant  $I_{peak}$  dans l'Eq.4.4 sont pris constants. Dans la réalité, les valeurs des inductances varient légèrement en fonction du courant, de la fréquence et de la température. Le paramètre qui a le plus d'incidence sur l'écart dans ce calcul est le rendement. Comme expliqué précédemment, celui-ci a été pris égal à  $\eta = 0,9$ . Dans la pratique, comme nous allons le voir par la suite, celui-ci peut varier avec une amplitude importante ce qui peut occasionner des erreurs. Une observation particulière peut être faite sur l'erreur entre la théorie et la pratique à basse tension (20V) et courant maximum. Si on s'intéresse aux formes d'ondes dans ce cas précis nous obtenons la Fig.5.27.

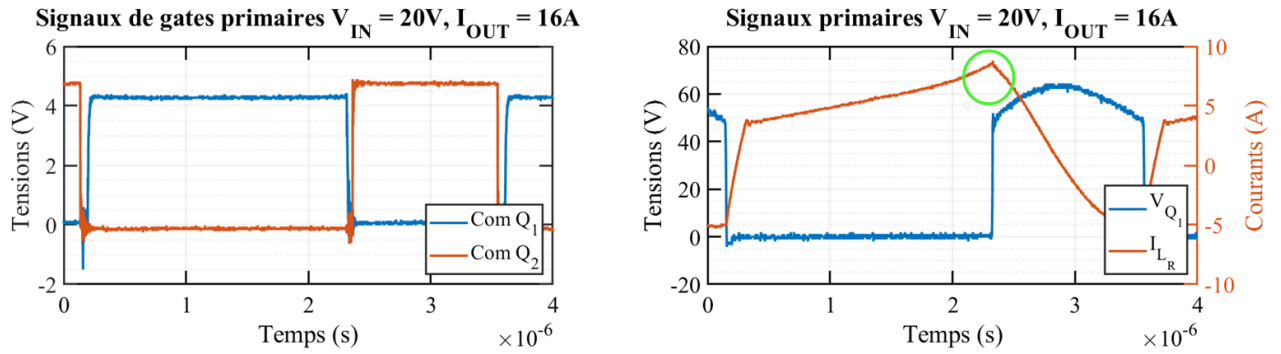


FIGURE 5.27 – Mise en évidence de la saturation des magnétiques,  $V_{IN} = 20V$  et  $I_{OUT} = 16A$

Cette figure nous fait remarquer que le courant sur la fin de la phase 1 n'augmente plus de façon linéaire mais exponentielle (en vert). Ce comportement est le signe caractéristique d'une saturation dans un des magnétiques ( $L_R$  ou  $T_R$ ). Ce phénomène peut être évité en redimensionnant les composants ou en proposant une loi de commande qui permette d'éviter ce cas de figure (augmentation de la fréquence par exemple). Dans la pratique, ce phénomène n'est pas gênant. Comme nous allons le voir par la suite, la saturation a un effet limité sur le rendement. À partir du calcul théorique il est possible de calculer le courant  $I_{valley}$  qui est le courant mesuré à la fin de la phase 4 soit la fin de  $dt_2$ . Le signe de ce courant est important car il permet de fixer les limites des modes de fonctionnement Hybride et Résonnant.

Cependant la mesure de la valeur de ce courant est complexe. Comme il est possible de le voir sur la Fig.5.24, le moment où la mesure doit être effectuée présente des perturbations dès lors que la commutation ne se fait pas en ZVS. Ces perturbations peuvent mener à de l'imprécision sur la mesure. L'évolution de  $I_{valley}$  théorique et expérimental est présenté sur les Fig.5.29 et Fig.5.28.

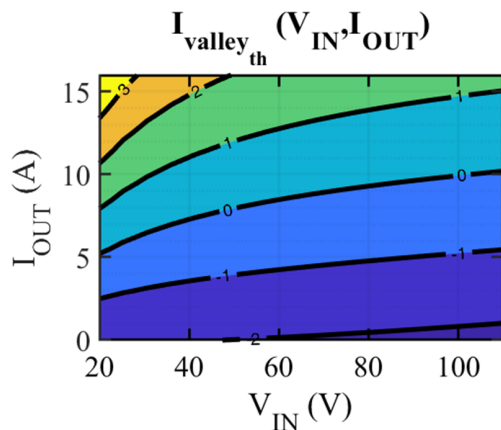


FIGURE 5.28 – Calcul théorique du courant  $I_{valley}$

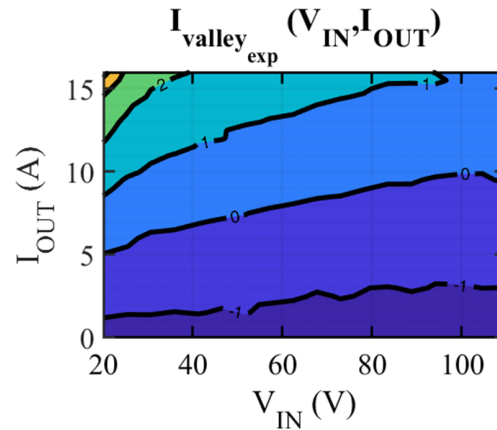


FIGURE 5.29 – Mesure du courant  $I_{valley}$

Ces figures nous permettent de remarquer que l'évolution calculée est correcte, en revanche un écart non négligeable persiste sur la valeur de  $I_{valley_{th}}$ , pour le calcul de cette grandeur nous avons utilisé  $I_{peak_{th}}$  à travers l'équation suivante :

$$I_{valley_{th}} = I_{peak_{th}} - \Delta I_{peak} - T_{ON_{th}} \frac{V_{IN}}{L_M + L_R} \quad (5.8)$$

Si on compare maintenant la valeur de  $T_{ON_{th}}$  avec celle de  $T_{ON_{exp}}$ , on peut tracer la Fig.5.30.

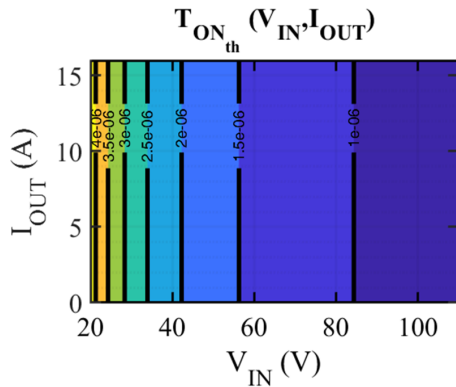


FIGURE 5.30 – Calcul théorique du temps  $T_{ON}$

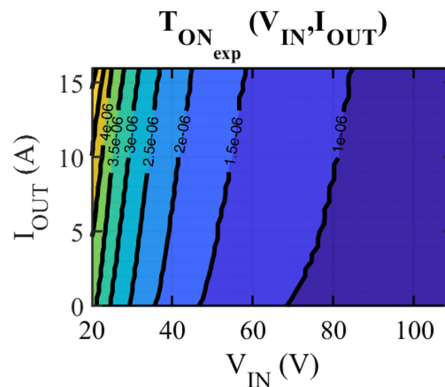


FIGURE 5.31 – Mesure du temps  $T_{ON}$

La différence entre la théorie et l'expérimental est ici marquante. Dans le calcul du  $T_{ON}$  que nous faisons, nous ne prenons pas en compte l'influence du rendement sur le fonctionnement et des chutes de tension sur le comportement. Cette simplification est particulièrement vraie à charges moyennes ou les rendements restent proches de la valeur choisie et les chutes de tensions dues aux courants restent faibles. En revanche, pour des cas faible charge, les rendements chutent et font augmenter l'erreur sur  $T_{ON_{th}}$ . A fortiori, pour des cas de fortes charges, les chutes de tensions ne sont plus négligeables et modifient aussi le  $T_{ON_{th}}$ . Pour donner une expression de  $T_{ON_{th}}$  plus précise, il est possible d'utiliser un rendement théorique et d'implémenter l'influence des chutes de tension à travers l'équation suivante :

$$T_{ON_{th}} = (T_{OFF} - dt_2) * \frac{V_{OUT} + R_S * I_{OUT}}{\eta(V_{IN}, I_{OUT}) * N * V_{IN}} * (1 + \frac{L_R}{L_M}) \quad (5.9)$$

La nouvelle expression de  $T_{ON_{th}}$  nous permet d'obtenir une valeur de  $I_{valley_{th}}$  plus proche de la réalité et donc de mieux connaître la limite d'utilisation du mode hybride. En revanche, celui-ci rentre aussi dans le calcul du rendement théorique. Pour parvenir à résoudre ce problème, nous utilisons une interpolation du rendement expérimental dans le calcul du  $T_{ON_{th}}$ . Sur la Fig.5.32 est représentée les nouvelles valeurs de  $I_{valley_{th}}$  qui s'appuie sur la nouvelle expression et le rendement interpolé utilisé pour son calcul.

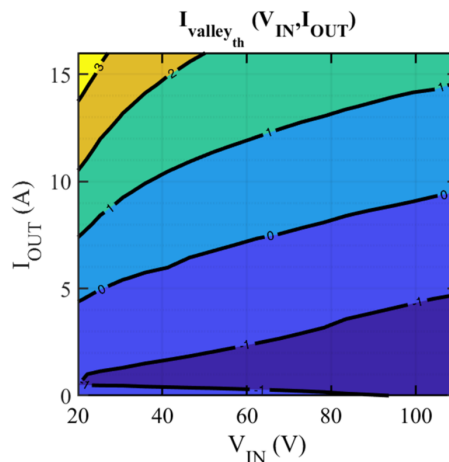


FIGURE 5.32 –  $I_{valley_{th}}$  modifié grâce au nouveau  $T_{ON_{th}}$

La modification de  $T_{ON_{th}}$  entraîne une modification du courant  $I_{valley_{th}}$  surtout à basse charge. Les résultats obtenus par la méthode expérimentale restent proches de ceux théoriques. Il est possible de passer à l'étude de la résonance de la phase 3 à travers l'étude de  $I_{ACD}$ . Pour cela nous confrontons les résultats obtenus expérimentalement et théoriquement à l'aide des équations de dimensionnement dans les Fig.5.34 et Fig5.33.

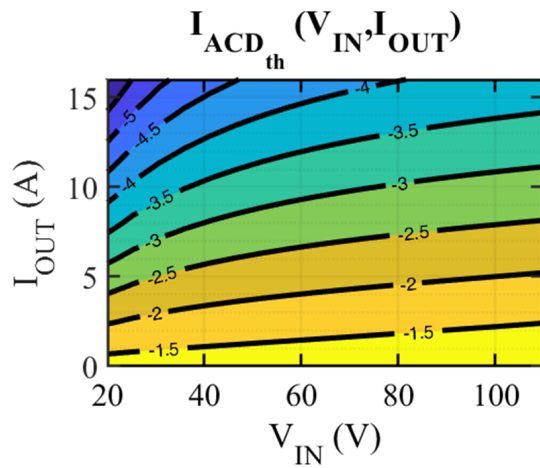


FIGURE 5.33 – Calcul de  $I_{ACD_{th}}$  à partir de l'Eq.4.30

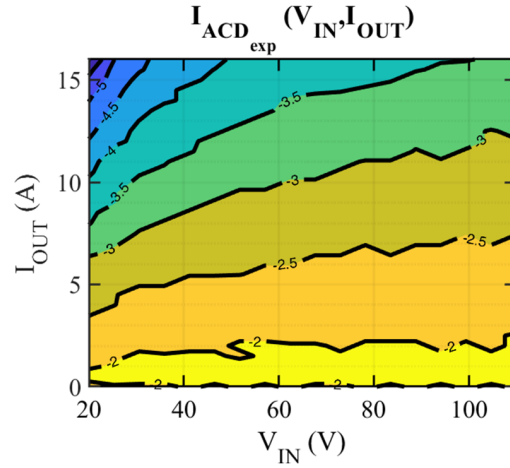


FIGURE 5.34 – Mesure du courant  $I_{ACD_{exp}}$  à la fin de la phase 3

Les deux figures nous font remarquer que notre modèle n'est pas fidèle à la partie expérimentale. La connaissance de  $I_{ACD}$  est importante car elle nous permet de déterminer précisément quel mécanisme de commutation il est possible d'utiliser pour optimiser la phase 4. L'évolution de  $I_{ACD_{exp}}$  dénote plusieurs phénomènes qui n'ont pas été pris en compte lors de notre modélisation. Le fait que le courant à faible charge soit inférieur à celui théorique peut vouloir dire deux choses. Soit le courant  $I_{valley}$  est inférieur à  $I_{ACD}$  est c'est celui-ci qu'on mesure, soit la commutation ne se fait pas exactement au minimum de résonance. Dans ce cas, il est nécessaire de quantifier l'écart à la résonance pour estimer la contribution du terme en sinus de l'Eq.4.30 dans la valeur de  $I_{ACD_{exp}}$ .

La seconde hypothèse est que le facteur d'amortissement  $\xi_r$  n'est pas constant. Celui-ci dépend directement des résistances parasites primaires et secondaires. Or, celles-ci évoluent avec la fréquence, à travers l'effet de peau, le courant à travers les effets de proximité (surtout à l'intérieur du transformateur) et la température dans les composants magnétiques et semi-conducteurs. Afin de déterminer quelle contribution est à envisager, nous commençons par nous intéresser aux équations définissant les différents courants. Pour cela, nous choisissons de faire l'hypothèse que la commutation de  $Q_2$  se fait de façon linéaire. Nous définissons le temps de décharge par  $t_{comQ_2}$  avec :

$$t_{comQ_2} = 2C_Q \frac{V_{Q1i}}{I_{peak}} \quad (5.10)$$

Pour le  $T_{OFF}$  que nous avons fixé, il est donc possible de connaître la valeur du courant à la fin de la phase 2 en prenant en compte le léger décalage dû à la commutation de  $Q_2$ . D'autre part, il est possible de trouver la valeur de  $I_{L_M}$  à la fin de la phase 3 et de donner par la différence des valeurs une condition sur la valeur de  $I_{ACD}$ . Sur la Fig.5.39, les valeurs sont corrigées et prennent en considération ces nouvelles hypothèses.

La première correction de  $I_{ACD_{th}}$  nous permet de faire apparaître la contribution du courant magnétisant dans la résonance à faible charge. Cette contribution fait apparaître une raie à faible charge qui correspond au moment où le courant magnétisant est inférieur à  $I_{L_R}$ . Ce phénomène peut aussi être observé sur le relevé expérimental. Les valeurs restent encore éloignées de la réalité.



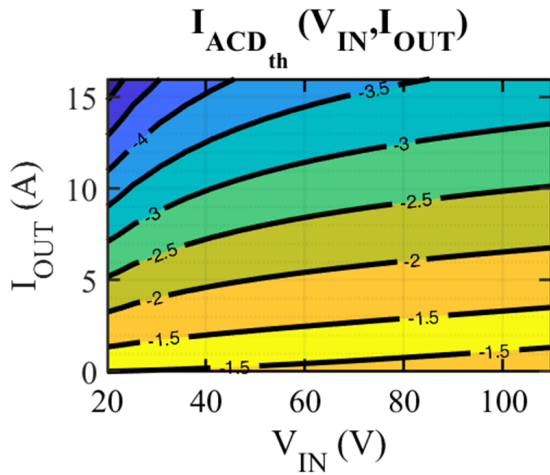


FIGURE 5.35 – Calcul de  $I_{ACD_{th}}$  modifié

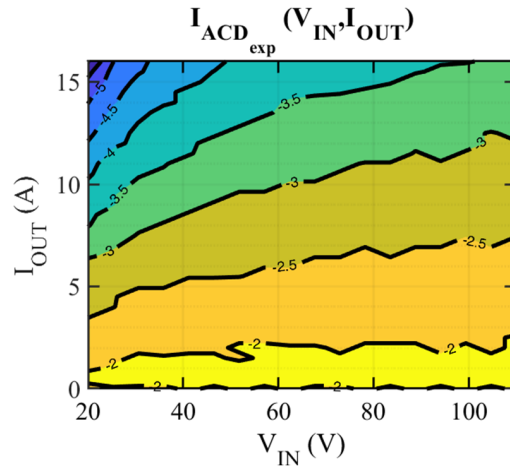


FIGURE 5.36 – Mesure du courant  $I_{ACD_{exp}}$  à la fin de la phase 3

Pour plus de précision, et à partir de  $I_{peak_{exp}}$  et  $I_{ACD_{exp}}$  nous extrayons la valeur de l'amortissement sur la plage de fonctionnement. Le but étant de mettre en perspective l'évolution des résistances équivalentes parasites primaires et secondaires en fonction de la fréquence. Pour cela, il est nécessaire de prendre en compte la zone de fonctionnement où le courant magnétisant est inférieur au résonant. La Fig.5.38 est obtenue à partir des données expérimentales.

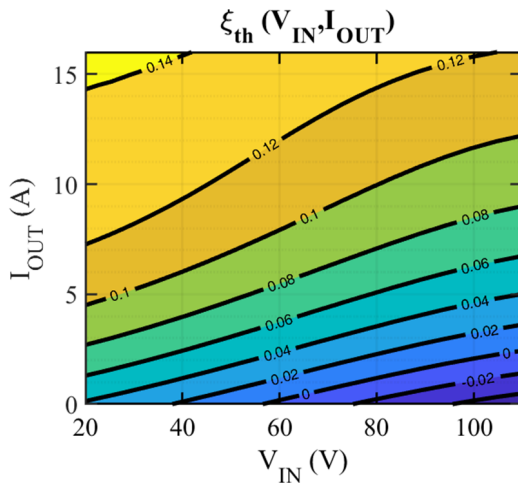


FIGURE 5.37 – Approximation de  $\xi_{th}$  par interpolation polynomiale

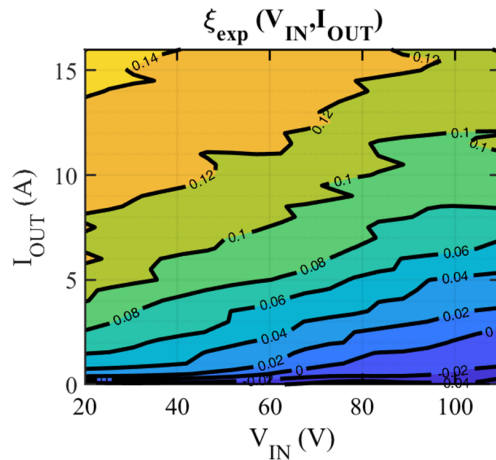


FIGURE 5.38 – Amortissement  $\xi$  expérimental

Notre hypothèse se vérifie, l'amortissement ne peut pas être considéré fixe. Établir un modèle cohérent de cette évolution semble cependant complexe, car beaucoup de paramètres rentrent en jeu. Pour des soucis de simplicité, nous ne nous attarderons pas sur l'élaboration de ce modèle. Nous choisirons d'employer un modèle empirique, basé sur une approximation polynomiale de l'amortissement pour le calcul de  $I_{ACD_{th}}$ . Avec l'apport de ce modèle empirique basé sur l'expérimental dans les calculs théoriques, nous pouvons alors tracer la Fig.5.37. Ce modèle empirique nous sera utile dans la suite de nos calculs. La connaissance de l'amortissement sur la plage de fonctionnement nous permet de connaître plus précisément l'évolution de  $I_{ACD_{th}}$  que l'on peut alors tracer sur la Fig.5.39.

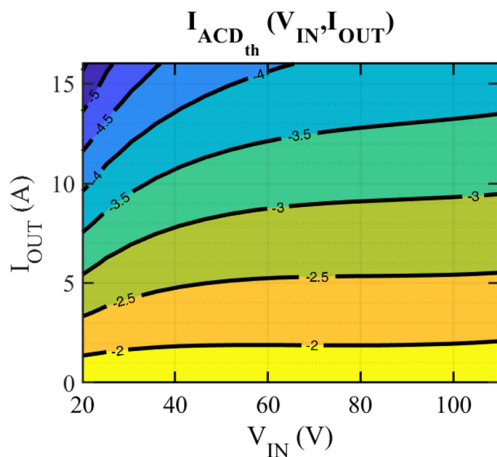


FIGURE 5.39 – Calcul de  $I_{ACD_{th}}$  modifié en prenant en compte  $\xi_{th}$

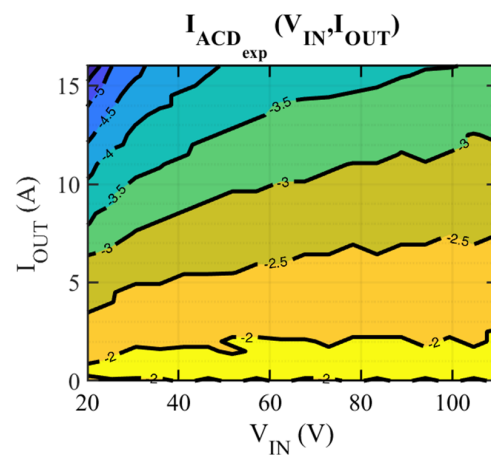


FIGURE 5.40 – Mesure du courant  $I_{ACD_{exp}}$  à la fin de la phase 3

Cette modification sur la modélisation de  $\xi_{th}$  permet au courant  $I_{ACD_{th}}$  d'être plus fidèle avec le relevé expérimental. Ce courant joue un rôle important dans la définition des mécanismes de commutation avec le calcul de l'énergie contenue dans  $L_R$ . Avant de démontrer la véracité de notre modèle vis à vis de la pratique, nous allons présenter par différents exemples les mécanismes de commutation illustrés. Le mode résonnant n'a volontairement pas été illustré pour les raisons précédemment citées. Nous commençons par un exemple de commutation AC ZVS. Cette exemple est pris à basse tension d'entrée et fort courant, ce qui favorise l'énergie dans  $L_R$  vis à vis de celle dans  $C_Q$ .

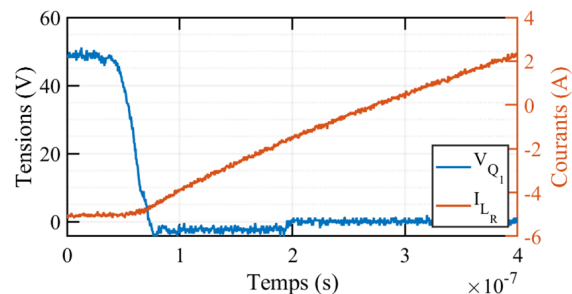
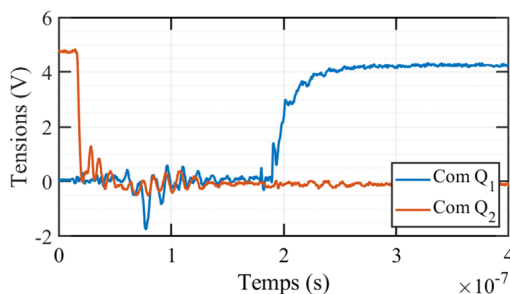
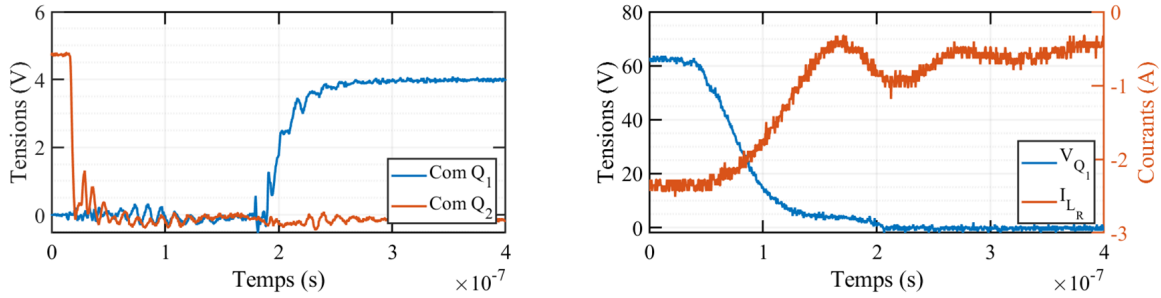


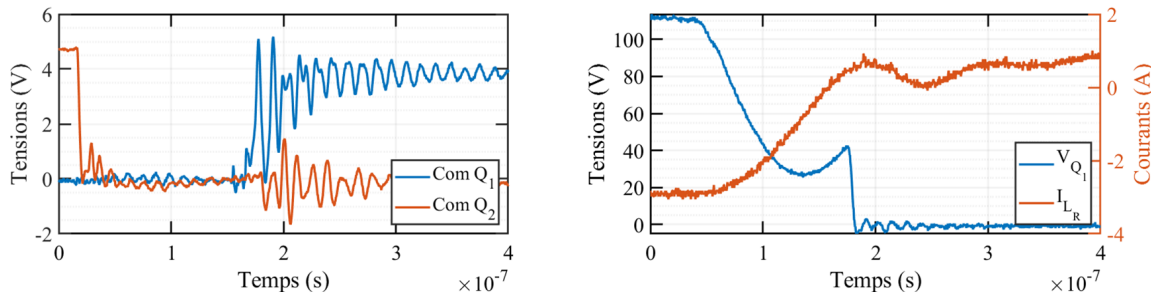
FIGURE 5.41 – Commutation de  $Q_1$  pendant la phase 4,  $I_{OUT} = 15A$  et  $V_{IN} = 20V$

Pour cet exemple, le temps mort n'a pas été choisi de façon optimale. Le temps de conduction sur la diode de body de  $Q_1$  est très long devant le temps nécessaire à la décharge de  $C_{Q1}$ . Comme la commutation se fait à zéro tension, les signaux de commande restent propres et très peu de perturbations sont générées par la fermeture de  $Q_1$ . Le courant résonnant, une fois le transfert de charges effectué, varie de façon linéaire comme décrit dans l'Eq.4.42. Pour la valeur de  $L_R$  fixée, ce mécanisme de commutation ne peut être utilisé que sur une faible partie de la plage totale. Pour étendre la zone de fonctionnement ZVS, il peut alors être employé un mécanisme Hybride pour assurer le ZVS, c'est ce qui est présenté sur la Fig.5.42.

Sur la première partie de la commutation, c'est l'énergie contenue dans l'inductance résonnante qui permet d'assurer le transfert de charges. Une fois celle-ci épuisée, le courant magnétisant étant négatif, il peut être utilisé afin de terminer la décharge des capacités. La faible amplitude de  $I_{LM}$  à ce moment là explique la faible dynamique de décharge sur la seconde partie de la transition. L'oscillation du courant lors de l'annulation du courant de sortie est un mécanisme parasite


 FIGURE 5.42 – Commutation de  $Q_1$  pendant la phase 4,  $I_{OUT} = 5A$  et  $V_{IN} = 40V$ 

déjà traité sur la Fig.4.24. Si  $I_{LM}$  n'est pas négatif pendant la phase 4, et que l'énergie dans  $L_R$  est trop faible, on utilise alors le mode AC iZVS. Ce mode est illustré sur la Fig.5.43.


 FIGURE 5.43 – Commutation de  $Q_1$  pendant la phase 4,  $I_{OUT} = 12A$  et  $V_{IN} = 100V$ 

Lorsque la tension d'entrée est proche de la limite maximale, il devient difficile d'avoir suffisamment d'énergie pour faire du ZVS. La solution envisagée dans notre cas n'est pas la mise en œuvre du mode résonnant mais la modification de  $dt_2$  afin de limiter au maximum la tension à la commutation ( $V_{COM}$ ). Dans l'exemple de la Fig.5.43, le temps mort a été choisi de sorte à laisser apparaître le minimum de tension de  $V_{Q1}$  que l'on note  $V_{COMOPT}$ . Ce minimum est l'objectif de commande à atteindre pour notre application. En l'absence de commutation douce, la fermeture de  $Q_1$  entraîne des perturbations dues aux éléments parasites (inductances parasites) et à l'énergie à dissiper. Ces perturbations se répercutent fortement sur les commandes et peuvent dans le pire des cas occasionner des mise ON ou OFF inopinées.

Connaissant les différents mécanismes qui peuvent être mis en œuvre dans notre structure, il est maintenant possible, connaissant la valeurs des différentes grandeurs au début de la phase 4, de déterminer les limites entre les différents modes. Pour cela, nous appliquons l'algorithme donné en Fig.5.19. Grâce au banc de mesure automatisé, il est possible de trouver automatiquement les minimums de tension atteignables pendant la phase 4. De ces minimums, nous pouvons extraire les temps  $dt_2$  à appliquer pour optimiser les commutations en fonction de la plage de fonctionnement. Ces grandeurs sont comparées à celles théoriques, ce qui permettra de valider complètement notre modèle.

Par comparaison avec les résultats expérimentaux, il nous est possible de vérifier que notre algorithme qui définit les mécanismes de commutations est cohérent. Plusieurs zones peuvent être discernées sur ce graphique. Pour une tension d'entrée faible, toute la plage de courant est couverte en commutation douce. Lorsqu'on augmente l'amplitude de la tension d'entrée, l'énergie contenu dans  $L_R$  ne suffit plus à assurer le ZVS en AC. À faible charge, la commutation douce reste possible en utilisant le courant magnétisant. Le temps mort maximum étant fixé à  $150ns$ , la

commutation douce se limite à une faible zone. L'augmentation de la charge permet d'accroître la zone de ZVS. Par ailleurs avec le dimensionnement choisi ici, la limite de tension en commutation dure de l'Eq.4.58 n'est pas respectée. Nous verrons par la suite quelles solutions il est possible d'adopter pour contourner cette limite. Connaissant les tensions minimales atteignables en optimisant les commandes, il est possible de déterminer les temps morts optimaux  $dt_{2OPT}$ . Ces temps obtenus de façon expérimentale (Fig.5.47) sont comparés à ceux théoriques (Fig.5.46).

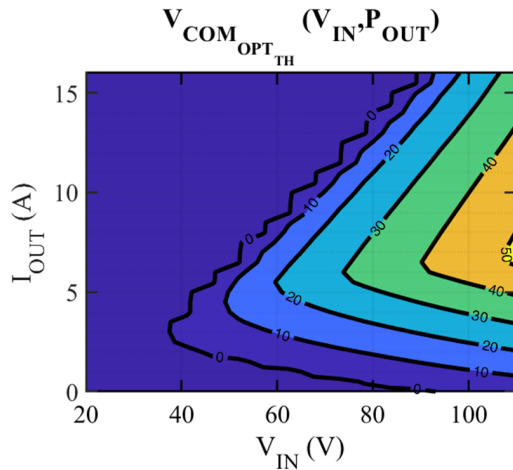


FIGURE 5.44 – Tension optimale à la commutation en théorie

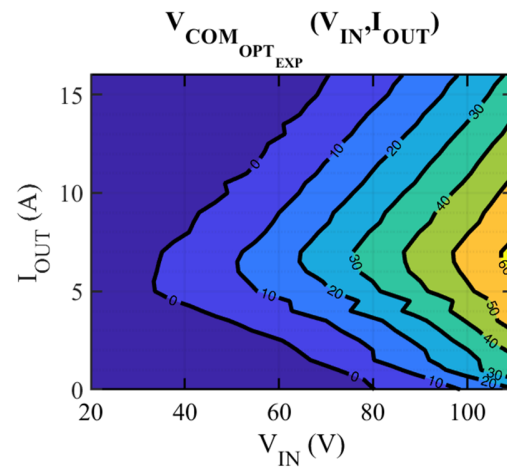


FIGURE 5.45 – Tension optimale à la commutation en pratique

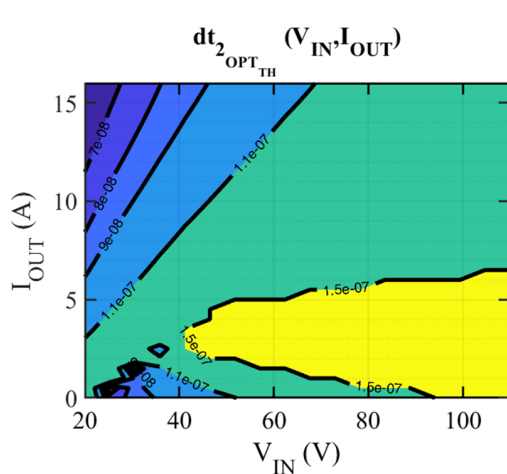


FIGURE 5.46 –  $dt_{2OPT}$  pour minimiser  $V_{COM}$  en théorie

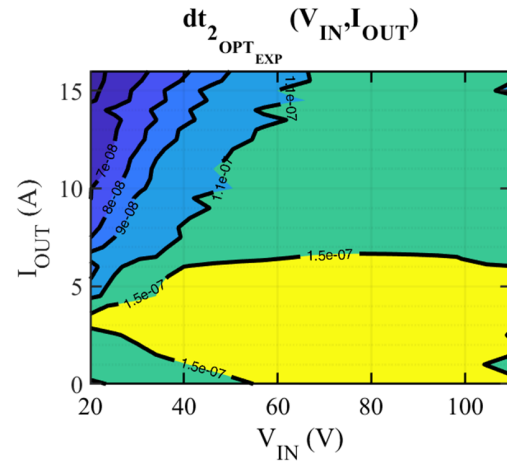


FIGURE 5.47 –  $dt_{2OPT}$  pour minimiser  $V_{COM}$  en pratique

L'étude de  $dt_{2OPT}$  nous permet de déterminer directement dans quel mode de commutation l'on doit travailler pour être optimal. La zone jaune correspond au maximum de temps autorisé pour le temps mort. Cette durée a été choisie car elle minimisait la tension à la commutation. On peut donc affirmer que la tension était encore décroissante à la fin du temps mort et que donc, nous nous trouvons dans un mode de commutation Hybride. Dans le coin supérieur gauche, le courant  $I_{ACD}$  a une forte amplitude et l'énergie contenue dans  $C_Q$  est faible. Le temps optimal à adopter décroît alors linéairement avec l'augmentation de l'amplitude de  $I_{ACD}$ . La zone verte supérieure correspond au fonctionnement iZVS AC où on limite la tension à la commutation en choisissant un temps égal à un quart de la période de résonance. Comme la valeur de la capacité évolue peu, ce temps reste quasiment constant.

Si on critique maintenant l'adéquation des modèles théoriques avec la pratique, il est possible de noter des différences. Le modèle étant purement théorique, les limites entre les différents mécanismes ne sont pas aussi tranchées et les transferts d'énergie ne sont pas idéaux. Comme nous avons pu le voir avec l'amortissement, les paramètres supposés constants ne le sont pas toujours et rendent ardue la tâche de modélisation. Tous les modèles établis dans cette partie seront utilisés afin de définir un dimensionnement optimum de notre structure dans une prochaine partie.

À partir des différentes grandeurs obtenues il est aussi possible de quantifier la valeur de la capacité de sortie équivalente des GaN que l'on utilisait jusqu'à présent dans nos modèle. Pour cela, nous essayons de quantifier l'énergie échangée lors des commutations. Deux fois par période, pour des valeurs d'éléments magnétiques connues, la comparaison entre la diminution des amplitudes du courant  $I_{L_R}$  et celle de  $V_{Q_1}$  nous permet de déduire de façon approximative, la quantité de charge stockée en fonction de la tension d'entrée et donc la valeur des capacités équivalentes des transistors. La mise en œuvre de cette mesure durant  $dt_2$  demande de connaître la tension aux bornes de  $Q_1$  au début de la commutation. La mesure de  $I_{ACD}$  et de  $I_{ACF}$  ainsi que  $V_{COM}$  la tension à la commutation nous permet de déterminer les énergies. Les énergies mises en jeu dans  $L_R$  ne sont pas assez importantes pour faire l'hypothèse d'une variation linéaire. On pose alors l'équation suivante :

$$C_Q = L_R \frac{(I_{ACD} - I_{ACF})^2}{2(V_{Q_1} - V_{COM})^2} \quad (5.11)$$

La mesure pendant  $dt_1$  est elle aussi possible, l'avantage d'utiliser cette grandeur vis à vis de la précédente est que l'hypothèse d'une variation linéaire peut ici être faite. L'inconvénient de cette mesure est que la variation du courant  $\Delta I_{peak}$  peut être faible surtout à faible tension d'entrée et il devient difficile d'en obtenir une valeur précise. Pour faire cette mesure nous utilisons l'équation suivante :

$$C_Q = t_{\Delta I_{peak}} \frac{\Delta I_{peak}}{2(V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{N})} \quad (5.12)$$

$t_{\Delta I_{peak}}$  représente ici le temps nécessaire au ZVS de  $Q_2$  pendant  $dt_1$ . Avec la caractérisation que nous avons obtenue, il est possible de tracer la variation de  $C_Q$  en fonction de la tension à partir de la première méthode qui s'avère plus robuste :

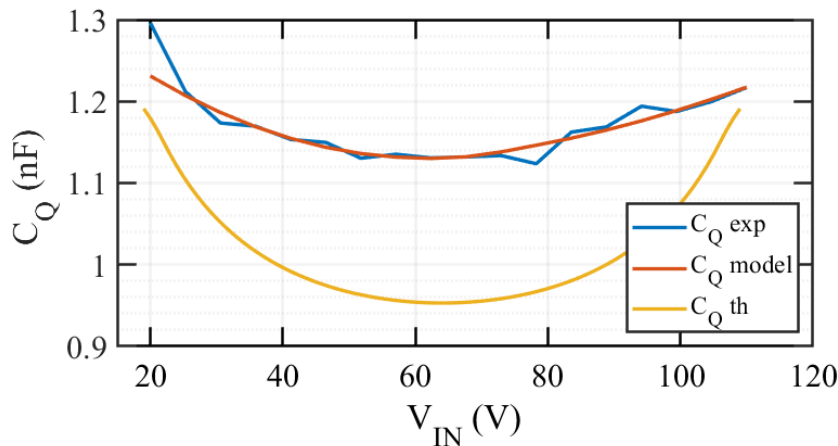


FIGURE 5.48 – Détermination de la capacité expérimentale des GaN

À partir du modèle de comportement de capacités de sortie donné par le constructeur sur la

Fig.4.15, il est possible de déterminer la capacité équivalente d'un transistor en fonction de la tension. Cette capacité prend en compte la décharge d'un transistor et la charge du second. Comme ces deux transistors voient la même amplitude de tension mais avec une évolution inverse, la capacité équivalente est symétrique sur la plage d'utilisation (en jaune sur la Fig.5.48). En utilisant les mesures expérimentales effectuées sur  $dt_2$ , nous déterminons la capacité réelle des transistors (en bleu) ce qui nous permet d'en déduire une approximation polynomiale que l'on réutilisera par la suite (en rouge). Les mesures et le modèle établis pour le dimensionnement sont cohérents. Il est possible de remarquer que la capacité mesurée est en moyenne 20% supérieure à celle attendue. Cette valeur est à prendre avec précaution. Les imprécisions dues au matériel de mesure, la fréquence et la température des transistors sont autant de facteurs qu'il faudrait prendre en compte pour améliorer la précision de la caractérisation.

Nous avons pu voir dans cette partie la confrontation entre les modèles théoriques et la pratique. Ces modèles nous semblent satisfaisants du point de vue de la cohérence et seront utilisés dans une prochaine partie en lien avec l'optimisation du dimensionnement. Pour parvenir à optimiser correctement la structure, l'étude du rendement est aussi primordiale. C'est ce point que nous allons aborder dans la prochaine section.

## 5.2.2 Rendement

Le rendement est un des points cruciaux du cahier des charges. Outre améliorer les performances en vol, c'est la diminution des contraintes sur les composants et la fiabilité qui nous intéresse ici. Dans cette partie, nous aborderons rapidement les modèles de pertes des différents composants. Nous en déduirons le rendement théorique que nous confronterons au rendement expérimental. Le but est une nouvelle fois ici de définir un modèle robuste qui pourra être de nouveau utilisé dans la partie optimisation. Afin de simplifier les calculs des différentes pertes, nous ferons l'hypothèse que les principales sources de pertes sont les interrupteurs en conduction et  $Q_1$  en commutation, les composants magnétiques et le PCB. Les filtres d'entrée et de sortie ainsi que la capacité résonnante sont considérés négligeables dans leur apport aux pertes de la structure. Nous commençons le calcul des pertes par la contributions des transistors.

### Pertes dans les interrupteurs

Les pertes par conduction sont obtenus par le calcul des courants RMS primaires et secondaires. Nous faisons l'hypothèse pour ce calcul que le  $R_{DS_{ON}}$  reste constant et égal à celui donné par le constructeur. Pour le calcul du courant RMS, nous avons une évolution fidèle des courants primaires et secondaires par les modèles déjà établis. Nous pouvons facilement remonter aux formes d'onde et en déduire les valeurs correspondantes. Pour les pertes par commutation, nous avons obtenu  $V_{COM_{OPT}}$  représentée sur la Fig.5.44, nous pouvons en déduire les pertes sur une période et donc les pertes à la commutation pendant  $dt_2$  par l'équation :

$$P_{COM_{Q_1}} = F_S * C_Q * V_{COM_{OPT}}^2 \quad (5.13)$$

Où  $F_S$  représente la fréquence de fonctionnement. Nous avons facilement accès à tous les paramètres nécessaires aux calculs de ces pertes. Si la décharge à zéro de tension est plus rapide que le temps mort qui a été défini, le transistor conduit sur sa diode de body. Sur les transistors GaN, celle ci a de mauvaises performances. Dans ce cas, il est nécessaire de prendre en compte l'influence de cette conduction sur le rendement. Pour le secondaire cet effet est d'autant plus important que les courants mis en jeu le sont. Pour cette raison, nous plaçons de vraies diodes Schottky en parallèle des redresseurs. C'est le  $V_F$  de ces diodes qui sera pris en compte dans les calculs. L'équation qui nous donne les pertes sur ces conductions est de la forme :

$$P_{COND_D} = I_{E_{ff}} * V_F \quad (5.14)$$

Pour plus de facilité de calcul, il est possible de coupler le simulateur SIMPLIS qui nous permet d'obtenir rapidement pour une configuration ( $V_{IN}, I_{OUT}$ ) donnée, les différentes périodes de fonctionnement et les grandeurs associées. Si les temps morts sont choisis de façon optimale au primaire et au secondaire et que le redressement synchrone est piloté de façon parfaite, il est possible de représenter les pertes dans les interrupteurs sur le plan d'utilisation. À partir des courants relevés pendant les phases expérimentales, il est possible de donner les pertes par conduction sur les interrupteurs primaires et secondaires :

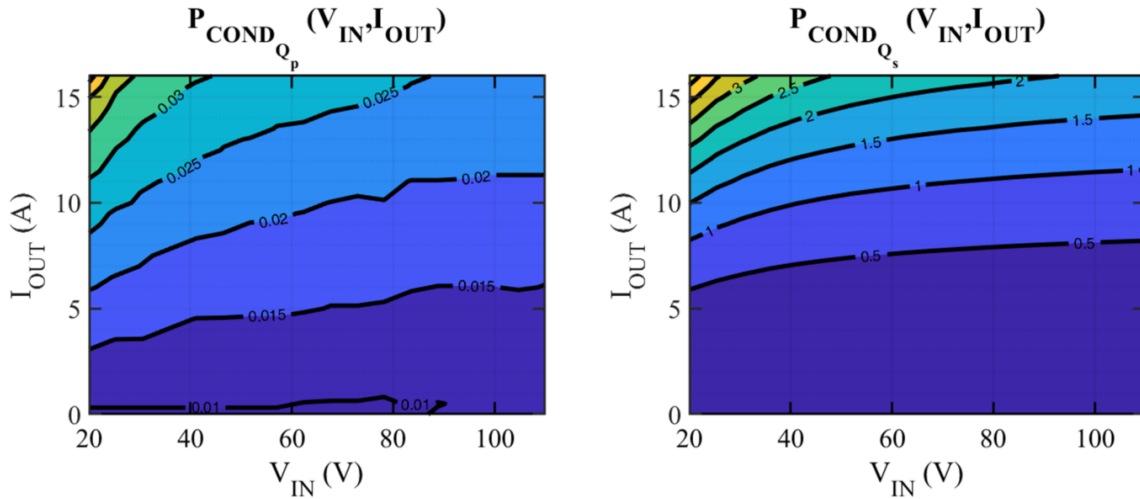


FIGURE 5.49 – Pertes dans les interrupteurs par conduction en Watts. Primaires à gauches et secondaires à droite

On remarque que les pertes par conduction au primaire sont négligeables. Ceci s'explique par les faibles courants qui y circulent vis à vis du  $R_{DS(ON)}$  des GaN primaires qui est très faible. Cette source de perte peut être négligée dans notre cas en raison du ratio du transformateur qui est particulièrement favorable à la diminution des courants primaires. Au contraire, le secondaire voit ses pertes augmenter. La zone critique se situe à basse tension et fort courant de sortie. Dans cette configuration, les temps de conduction secondaires sont fortement diminués ce qui entraine un accroissement des courants autour de ce point. Si on s'intéresse maintenant aux pertes par commutation, elles sont représentées sur la Fig.5.50.

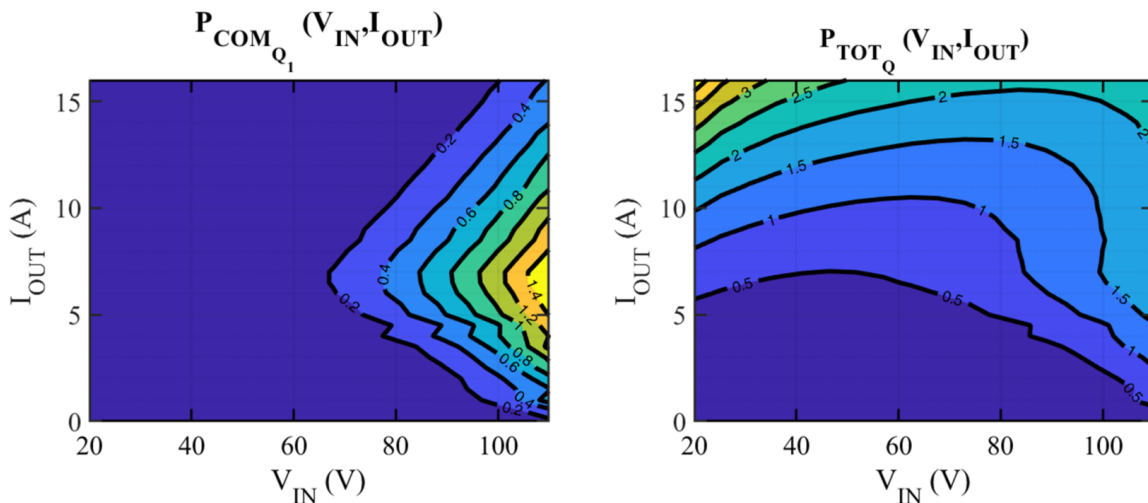


FIGURE 5.50 – Pertes dans les interrupteurs par commutation à gauche et pertes totales à droite en Watts

Les pertes par commutation obtenues sont cohérentes avec la limite établie par l'Eq.4.58. La puissance dissipée augmente rapidement avec la tension  $V_{COM}$ . Outre le rendement qui décroît, c'est bien la limite relative à l'échauffement maximum qui est préjudiciable ici. La somme de toutes les pertes précédemment déterminées, nous permet de définir la cartographie des pertes dans les interrupteurs sur la gamme de fonctionnement choisie. Cette cartographie laisse clairement entrevoir les deux zones critiques de fonctionnement pour notre utilisation qui sont la charge nominale et tension maximale ou tension minimale et charge maximale.

Pour les composants magnétiques, il est beaucoup plus difficile d'obtenir un modèle de perte. Nous aborderons cette modélisation dans la partie suivante.

### Pertes dans les magnétiques

Comme il a déjà été présenté dans la partie correspondante à l'implémentation des composants planars, les pertes dans les magnétiques peuvent être décomposées en deux parties. Le champ circulant dans le noyau peut être déterminé à partir d'un modèle analytique ou par simulation éléments finis. La perméabilité du noyau, sa limite en saturation et son comportement vis à vis de la température sont autant de paramètres difficiles à déterminer et à mettre en équation pour parvenir à une simulation qui reste fidèle à la réalité. Pour le calcul des pertes à partir du champ, il est possible d'utiliser un modèle empirique basé sur les équations de Steinmetz (SE) ou les équations étendues (ESE) qui offrent plus de précision.

Ces deux modèles demandent la détermination de plusieurs paramètres et donc de posséder des résultats expérimentaux sur les pertes dans les noyaux. Les pertes dans le noyau sont liées à l'amplitude du champ, la fréquence, la température et la forme d'onde des courants appliqués aux enroulements.

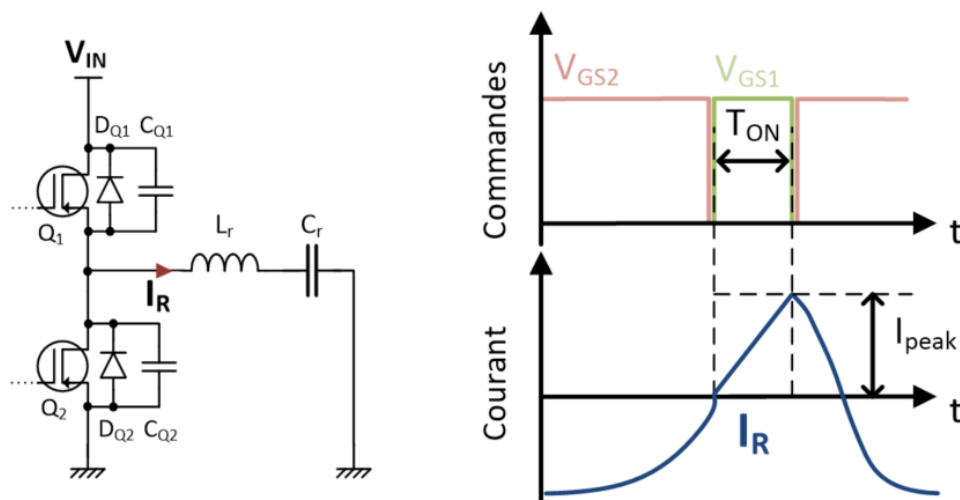


FIGURE 5.51 – Principe du banc de test  $L_R$ . À gauche, le schéma de la structure, à droite les formes d'ondes caractéristiques

Dans la majorité des cas, les fabricants fournissent des données qui ne permettent pas de déterminer un modèle de perte suffisamment fidèle à notre utilisation. Ainsi les courants sont souvent de forme sinus et il faut interpoler les modèles pour déterminer les pertes à une fréquence et un niveau de champ donnés. Les pertes dans les conducteurs peuvent elles être plus précisément estimées grâce aux simulations éléments finis. Les composants utilisés ici sont donnés pour une plage d'utilisation particulière. Il nous est impossible de connaître précisément les pertes des composants dans notre application dans et en dehors de cette plage. Pour la détermination des



pertes dans  $L_R$ , la détermination des pertes s'avère plus complexe.

Le composant utilisé est un composant moulé qui ne donne pas directement accès à la géométrie employée ainsi qu'au matériau utilisé. Une procédure de test automatisée est mise en place. Un banc de mesure est rapidement mis en œuvre et vise à reproduire les formes d'ondes appliquées à l'inductance dans le convertisseur réel. Un schéma de la mise en œuvre est représenté sur la Fig.5.51.

Pour cela nous associons  $L_R$  avec une capacité résonnante en série, pilotés par un demi-pont. Pour le calcul des pertes dans l'inductance résonnante, nous faisons plusieurs hypothèses simplificatrices :

- Il n'y a pas de pertes dans la capacité résonnante. Pour cet essai, nous choisissons des capacités film qui ont la caractéristique d'être très linéaires en tension et d'avoir des éléments parasites de faibles valeurs.
- Il est possible de faire des essais du demi pont à vide à une fréquence et un rapport cyclique donnés pour obtenir les pertes du banc. Les transistors étant surdimensionnés, et les commutations se faisant en ZVS tout le temps, nous négligeons les pertes liées au courant quand  $L_R$  et  $C_R$  sont branchés.

Les pertes dans l'inductance résonnante sont occasionnées par le courant qui la traverse à une certaine fréquence. Pour s'assurer de rester fidèle au cas d'utilisation initial, nous récupérons les différentes fréquences mesurées dans le cas réel et nous testons l'inductance à ces fréquences. Pour le choix du rapport cyclique, nous calculons à partir des paramètres mis en jeu,  $T_{ON}$  permettant de reproduire le courant  $I_{peak}$  déterminé sur la structure à travers l'équation :

$$T_{ON} = \frac{2 * I_{peak}}{V_{IN}} L_R \quad (5.15)$$

La capacité  $C_R$  est elle choisie pour ne pas occasionner de sur-courants qui pourraient fausser la mesure tout en permettant de reproduire la forme du courant résonnant pendant les phase OFF. La période n'étant pas constante, il n'est pas possible de se retrouver exactement dans le cas initial mais les signaux restent en moyenne fidèles au comportement choisi.

Pour chaque point de mesure, nous effectuons deux essais. Le premier permet de retrouver les pertes de la structure et le second permet par soustraction de déterminer les pertes dans  $L_R$ . Les résultats sur la plage d'utilisation sont représentés sur la Fig.5.52.

Les pertes obtenues expérimentalement sont cohérentes avec l'évolution des courants dans la cellule. Il est possible de remarquer une forte augmentation des pertes dans l'inductance à courant maximum et tension minimale. Ce comportement mis en relief permet de conforter l'idée de la saturation qui avait été énoncée durant l'étude de la Fig.5.26 . Autour de ce point de fonctionnement, l'inductance occasionne beaucoup de pertes, pouvant aller jusqu'à 5% de rendement.

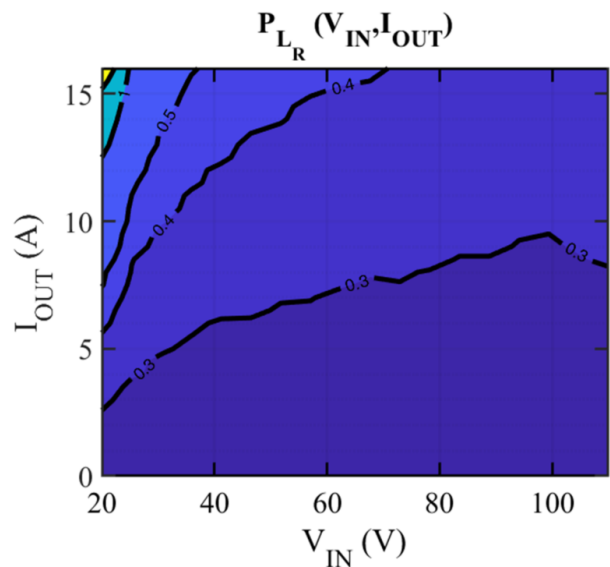


FIGURE 5.52 – Pertes dans  $L_R$  en Watts mesurées à l'aide du banc de test mis en œuvre

Pour l'estimation des pertes dans le transformateur, cette méthodologie ne peut pas être mise en place. Le fonctionnement même du transformateur est directement lié au fonctionnement résonnant et au courant appelé par la charge. Des essais à vide et en court circuit peuvent être conduits mais le fonctionnement se rapprochant d'une inductance couplée ne traduira pas les pertes obtenues par ces essais. L'entrefer et la forme des courants rendent la modélisation du transformateur difficile. Contrairement à  $L_R$ , le transformateur est composé d'un noyau de type EFD25 avec un entrefer placé sur la jambe centrale. Compte tenu des fréquences d'utilisation, il est possible de déterminer le matériau utilisé dans cette application. Nous choisissons de faire l'hypothèse qu'il s'agit du 3C97 du constructeur Ferroxcube. En analysant la disposition des enroulements autour du noyau, nous observons que les enroulements primaires sont disposés sur l'extérieur dans la fenêtre de bobinage et le secondaire au plus proche de la jambe centrale. Celui-ci est constitué d'un foil de cuivre afin de réduire au maximum la résistance DC de l'enroulement secondaire. Sa disposition au plus proche de l'entrefer et sa géométrie consolide l'hypothèse faite sur l'augmentation de  $R_{AC}$  avec l'augmentation du courant. Les effets de frange entraînés par l'entrefer sont non négligeables sur les pertes au secondaire. Nous modélisons le transformateur sur FEMM, en ayant préalablement fait les mesures des différents éléments qui le constituaient. Il est alors possible d'appliquer les formes d'onde trouvées expérimentalement sur le convertisseur pour en déduire les pertes. Les conducteurs primaires sont surdimensionnés vis à vis du secondaire et nous les modéliserons par des conducteurs rectangles.

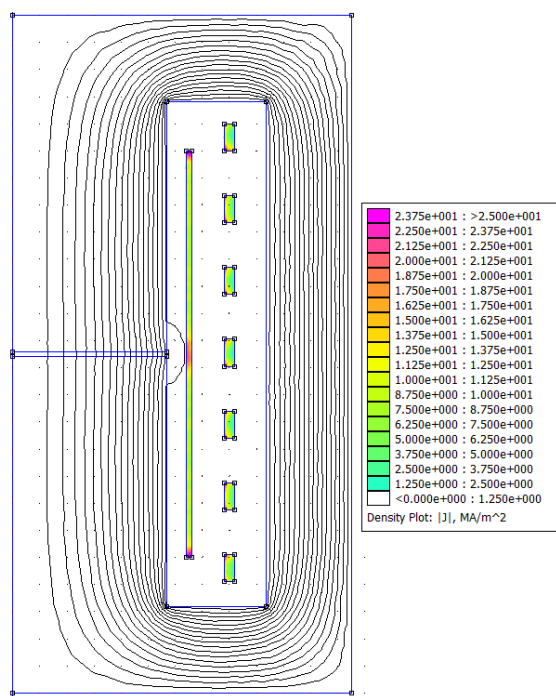


FIGURE 5.53 – Modélisation du transformateur sur FEMM en axisymétrie

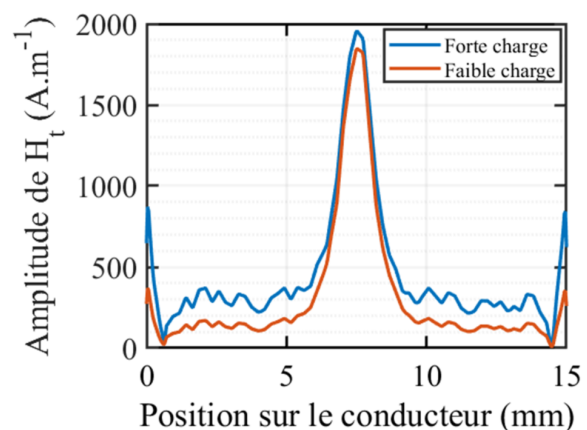


FIGURE 5.54 – Induction tangentielle à la surface du conducteur foil pour deux cas de fonctionnements obtenus à l'aide de FEMM

La modélisation FEMM nous permet de mettre en évidence deux phénomènes. L'influence de l'amplitude du champ sur l'induction au niveau du conducteur du secondaire est faible. C'est à dire que pour les deux extrêmes de fonctionnement, la résistance  $R_{AC}$  du conducteur secondaire est faiblement modifiée. Le second phénomène est que la résistance équivalente est loin de correspondre à celle annoncée par le fabricant et mesurée. Il est alors possible de déduire de ces constatations que les connecteurs jouent un rôle important dans la résistance totale et que, il est nécessaire d'étudier plus finement le comportement du PCB et des connecteurs pour obtenir le comportement global. Nous commençons donc par calculer pour chaque configurations expérimentales les pertes dans les conducteurs et le champ à l'aide de FEMM.

L'amplitude et la fréquence nous permettent de calculer les pertes dans le noyau à l'aide d'un modèle de Steinmetz que nous choisissons simple :

$$P_{V_F} = K_1 B_M^{\alpha_1} F_S^{\beta_1} \tag{5.16}$$

Les pertes données par le constructeur nous permettent de déterminer les coefficients du modèles présentés dans le tableau ci-dessous :

Paramètre	$K_1$	$\alpha_1$	$\beta_1$
Valeur	$4.854 * 10^{-8}$	1.671	2.341

FIGURE 5.55 – Paramètres du modèle de pertes fer du matériau 3C97, trouvés à partir de valeurs constructeur

Pour les calculs des pertes Fer dans le transformateur, le courant magnétisant est imposé par le rapport cyclique. On applique  $V_{IN}$  aux bornes du transformateur pendant  $T_{ON}$  et  $\frac{V_{OUT}}{N}$  pendant  $T_{OFF}$ . Connaissant la fréquence de fonctionnement et la valeur de l'inductance magnétisante il est possible de remonter à la valeur du courant magnétisant imposé sur chaque phase de fonctionnement. Comme le fonctionnement est découpé en deux phases, il n'est pas possible de considérer la simulation comme sur un transformateur classique. Pendant  $T_{ON}$ , il y a une accumulation d'énergie, c'est à dire que  $T_R$  est assimilé à une inductance. Pendant  $T_{OFF}$  il y a transfert d'énergie et  $T_R$  est assimilé à un transformateur. En faisant deux simulations de notre composant par point de fonctionnement et en pondérant les pertes générées par leur temps d'occupation de la période, nous parvenons à déterminer les pertes totales de façon plus cohérente. Nous faisons l'hypothèse simplificatrice pour ces simulations que le courant est de forme triangle et varie de  $I_{peak}$  à  $I_{valley}$ . La simulation par éléments finis 2D a l'avantage d'être moins gourmande en temps de calcul vis à vis de la simulation FEA 3D. Les simplifications de la géométrie en faisant une simplification axiale du problème permettent d'autant plus une accentuation de cet avantage. Sur chaque période de fonctionnement, et pour toutes les configurations expérimentales ( $V_{IN}, I_{OUT}$ ) deux simulations sont menées et permettent le calcul des pertes cuivre primaires et secondaires, et des pertes fer. Nous faisons l'hypothèse au niveau des temps de simulations que le secondaire conduit pendant  $T_{ON}$  et que les temps morts sont négligeables par rapport aux durées des périodes de fonctionnement. Sur les figures suivantes sont représentées les pertes cuivre au primaire et secondaire :

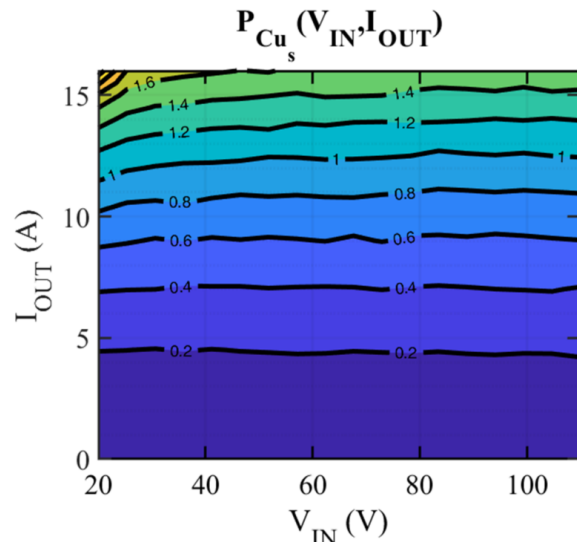
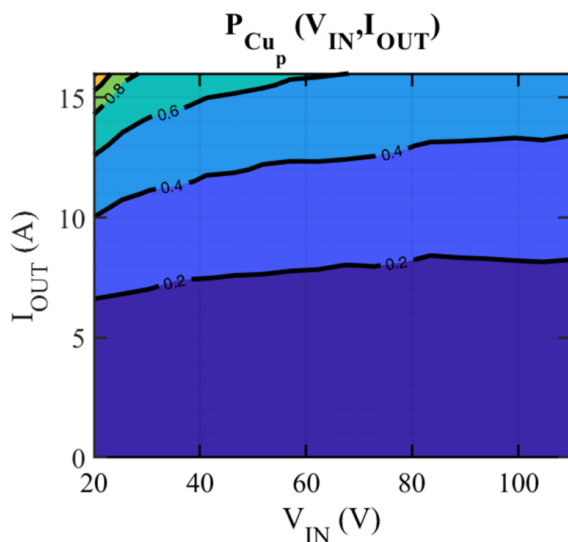


FIGURE 5.56 – Pertes cuivre au primaires en Watts sur la plage de fonctionnement

FIGURE 5.57 – Pertes cuivre au secondaire en Watts sur la plage de fonctionnement

Les deux figures précédentes nous permettent de constater que les pertes cuivre dans le transformateur évoluent de façons opposées. Au primaire, l'amplitude du courant augmente avec la tension d'entrée alors qu'au secondaire l'inverse se produit. Ces pertes sont directement liées aux temps de conduction primaires et secondaires. Comme il a déjà été abordé, l'augmentation de la proportion de  $T_{OFF}$  sur une période mène à une diminution du courant de sortie efficace sur la période et donc des pertes. À l'inverse, une diminution de  $T_{ON}$  vis à vis de la période mène à un courant plus grand pour garantir un transfert d'énergie suffisant et donc, une augmentation des pertes de ce côté-ci. La simulation par éléments finis nous permet de nous affranchir du calcul fastidieux des effets de proximité et de rayonnement du champ à l'entrefer. Effets qui sont encore difficiles à décrire précisément dans le transformateur surtout dans des topologies à signaux non-sinusoidaux comme la Flyback. Les simulations nous permettent aussi de déduire l'intensité du champs dans le noyau, ce qui nous permet de déterminer les pertes Fer à l'aide de l'Eq.5.16. Celles-ci déterminées, nous pouvons aussi donner les pertes totales simulées dans le transformateur. Les pertes Fer sont données sur la Fig.5.58 tandis que les pertes totales sur la Fig.5.59.

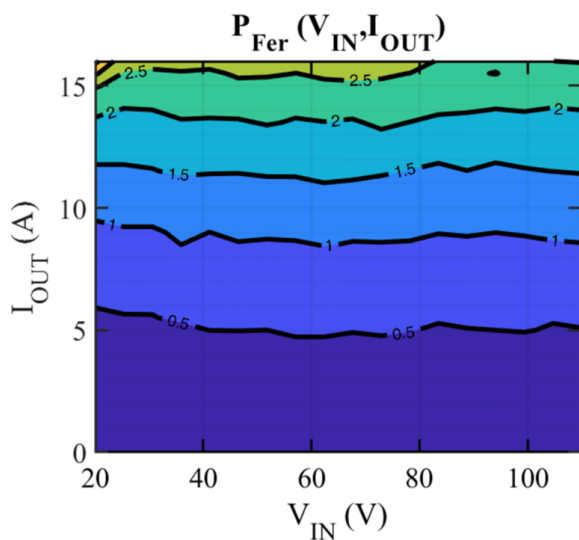


FIGURE 5.58 – Pertes fer dans le noyau du transformateur

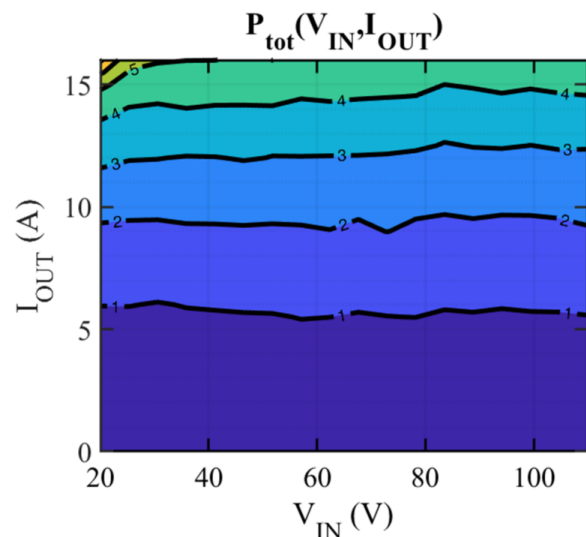


FIGURE 5.59 – Pertes totales dans le transformateur

Les pertes fer obtenues par les modèles théoriques et les signaux expérimentaux sont cohérentes avec celles attendues. Les pertes dans le noyau ne sont pas liées à la tension d'entrée comme on pourrait le penser mais uniquement au courant de sortie. Ainsi, l'asservissement mis en place assure que le rapport cyclique en fonction de la tension reste constant ce qui se traduit par une dé-corrélation du flux vis à vis de la tension d'entrée. En revanche, le courant magnétisant évolue avec le courant moyen et donc le courant de sortie. Le courant magnétisant vu par le primaire du transformateur est donc lié au courant de sortie. Si on s'intéresse maintenant aux pertes totales dans le transformateur, on s'aperçoit qu'il existe un point de fonctionnement où les pertes sont plus importantes. Comme on pouvait s'y attendre, à basse tension d'entrée et fort courant de sortie, le secondaire est soumis à de fortes contraintes et occasionne plus de pertes. Les pertes dans le noyau augmentent avec le courant de sortie ce qui augmente d'autant plus les contraintes en ce point.

Les pertes dans les magnétiques ont été étudiées, il nous est maintenant possible de passer à l'étude des pertes dans le PCB.

**Pertes dans le PCB**

Dans cette partie nous ferons l’hypothèse que les résistances des PCB évoluent peu et représentent une faible part des pertes totales. Si on désire étudier plus en détails l’évolution de ces pertes à un point de fonctionnement donné, il serait nécessaire d’utiliser un outil d’éléments finis 3D dans lequel les géométries issues des logiciels de routages auraient été importées. Dans notre étude nous nous limiterons à la mesure des résistances dans le PCB à l’aide de la mesure 4 points. Nous commençons par les mesures du primaire. Les mesures sont faites en courant continu. Seulement le transistor  $Q_1$  est mis ON, la maille de  $Q_2$  n’est ici pas étudiée en raison de  $C_R$  qui rendrait nulles les mesures DC. Nous pouvons alors donner le schéma suivant représenté sur la Fig.5.60.

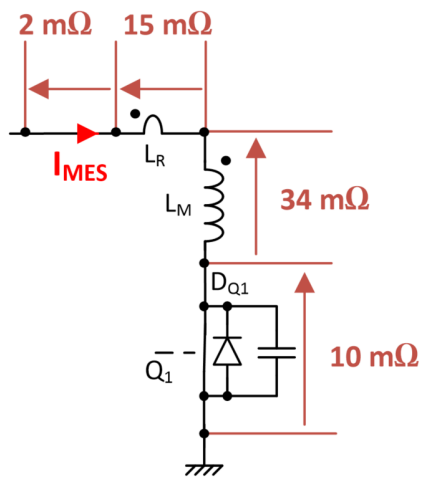


FIGURE 5.60 – Mesure de la résistance  $R_P$  par mesure 4 points

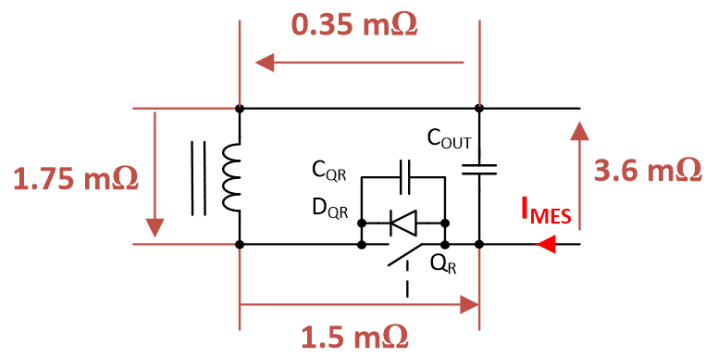


FIGURE 5.61 – Mesure de la résistance  $R_S$  par mesure 4 points

Au secondaire, la mesure de la résistance de sortie équivalente  $R_S$  demande de mettre ON les transistors secondaires. Une fois le secondaire fermé, un courant est injecté par la sortie et une mesure de tension aux bornes de chaque élément nous permet de déterminer  $R_S$ . La connaissance de cette valeur est importante pour la mise au point de nos modèles. Cependant, il est possible de critiquer cette valeur. Ainsi, la mesure est faite en continu ( $R_{DC}$ ), dans notre cas, la valeur d’intérêt dépend donc de divers autres paramètres extérieurs, parmi lesquels il est possible de citer la température du PCB et celle des transistors, la fréquence, les non-linéarités en courant et donc les effets de proximité sur le secondaire et dans l’enroulement de sortie du transformateur.

Pour la résistance des transistors et du PCB sur la partie inférieure du schéma de la Fig.5.60, le constructeur EPC donne  $R_{DSON} = 3.2m\Omega$ . La résistance mesurée ici tient compte de la résistance du PCB, et des trois transistors de sortie en parallèle. La valeur est donc cohérente avec celle envisagée. Pour le transformateur, le constructeur nous donne une valeur de  $R_{sec} = 2.0m\Omega$ , nous sommes donc ici aussi cohérents avec la valeur attendue. Enfin pour ce qui est du plan de puissance de sortie, sa résistance est très faible et n’influe pas beaucoup sur le fonctionnement. Afin de rester cohérent dans la valeur de  $R_{AC}$  à employer dans notre modèle nous choisissons de prendre un facteur 2 vis à vis de  $R_{DC}$ . Au primaire, les valeurs trouvées sont en accord elles aussi avec celles données par le fabricant. Par rapport à ces valeurs, les résistances des pistes peuvent être négligées. Comme les différentes résistances des composants sont déjà prises en compte dans l’élaboration des modèles nous choisissons de ne pas les inclure dans notre calcul des pertes totales.

Dans la prochaine partie, l’ensemble des modèles de pertes seront compilés afin d’étudier la

distribution des pertes dans la structure.

### Pertes totales

La totalité des sources principales de pertes ayant été balayée, il est maintenant possible de comparer les pertes expérimentales avec celles déduites de l'expérimentation. Ces dernières issues de modèles théoriques mais s'appuyant sur des données d'entrées expérimentales seront qualifiées de théorique dans cette partie. Nous commençons par présenter sur la Fig.5.62 le rendement expérimental de la structure sur sa plage de fonctionnement.

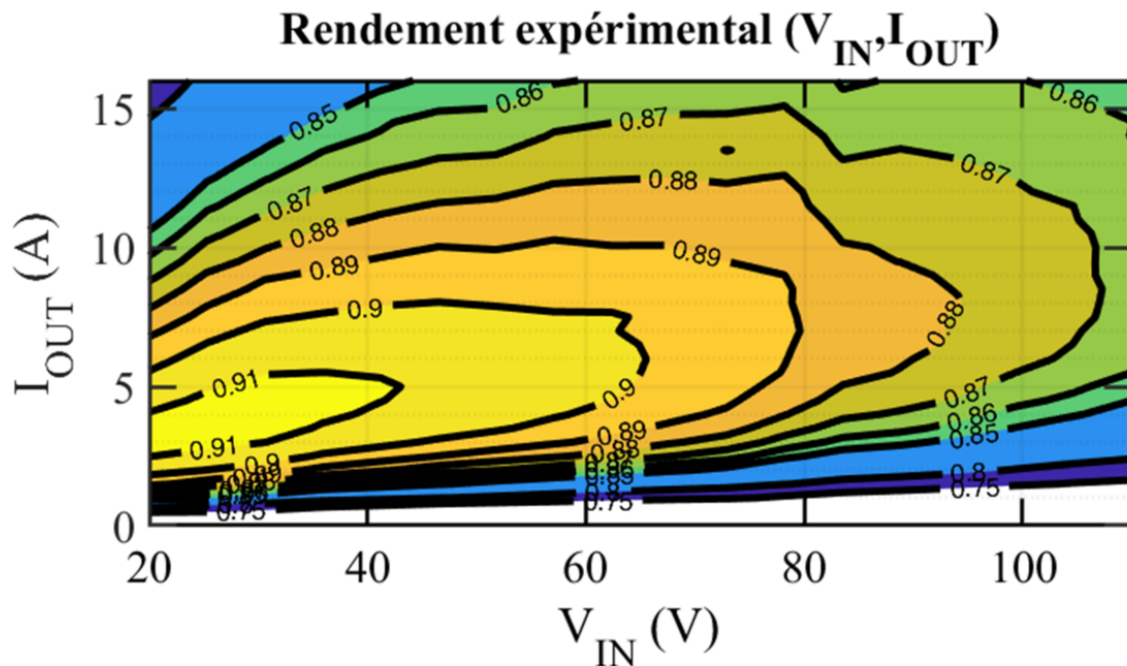


FIGURE 5.62 – Rendement expérimental de la structure

Cette figure illustre le rendement sur la plage de fonctionnement pour une température ambiante de 25°C. Le rendement atteint un maximum de 91.8% pour une tension d'entrée de  $V_{IN} = 30V$  et un courant de sortie de  $I_{OUT} = 4A$ . Le rendement à faible charge n'est pas significatif. Au-dessus de 20% de la charge maximum, on se rend compte que le rendement expérimental se dégrade à forte charge et faible tension d'entrée. Pour être sûr de pouvoir spécifier notre convertisseur à 50W, nous l'avons testé à 16A de sortie. Cette valeur, plus élevée que dans la spécification entraîne une saturation des magnétiques d'autant plus grande et donc plus de pertes (en particulier de  $L_R$  comme indiqué précédemment). Le secondaire à ce point de fonctionnement est particulièrement sollicité. Les courants au secondaire sont d'autant plus grands que la période de conduction secondaire est faible.

Dans la spécification, le rendement devait se situer au dessus de 90%. L'objectif n'est donc ici pas rempli. Pour y parvenir, un redimensionnement doit être mené en portant une attention particulière au courant secondaire et aux magnétiques. Les rendements relevés ici démontrent que cette structure est une bonne candidate pour l'application. Les rendements évoluent faiblement avec la tension d'entrée. La commutation douce n'est pas assurée sur toute la plage comme illustré sur la Fig.5.45. Un redimensionnement soigneux des magnétiques permettrait de corriger ce problème tout en diminuant les pertes dues à  $L_R$  et  $T_R$ . Si on s'intéresse maintenant aux résultats de nos modèles de pertes, il est possible de donner le rendement issu des modèles théoriques et

dont les données d'entrée (courants, tensions) ont été relevées par l'expérimentation. Le rendement théorique est illustré sur la Fig.5.63.

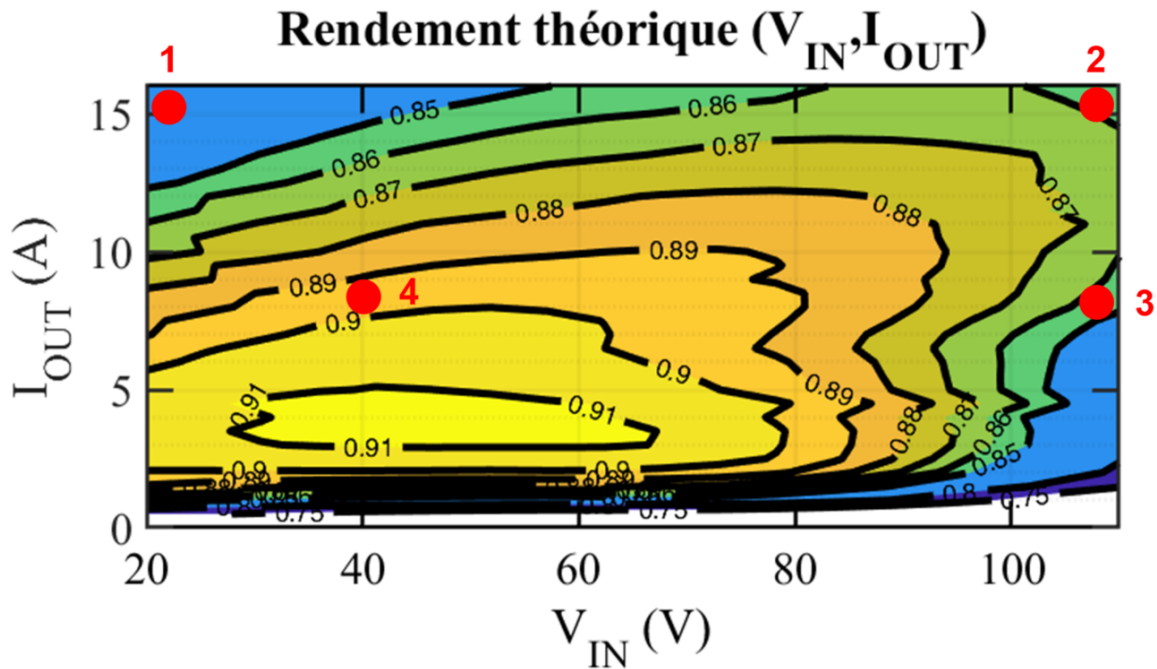


FIGURE 5.63 – Rendement théorique, issu des modèles basés sur des relevés expérimentaux

Le rendement calculé se rapproche du rendement expérimental. D'une part le rendement maximum est le même que l'expérimental mais l'évolution du rendement reste sensiblement la même entre les deux figures. Des différences apparaissent surtout à basse charge et à forte tension ou le rendement théorique s'avère plus optimiste. L'erreur entre les deux rendements reste cependant faible et les modèles théoriques peuvent être validés pour l'optimisation du dimensionnement. Sur la Fig.5.63, nous avons fait apparaître quatre points de fonctionnement qui ont été choisis car ils représentent des cas de fonctionnement ayant des contraintes différentes sur les composants. À partir des modèles de pertes établis, il est possible de décomposer les pertes pour ces points de fonctionnement et de faire apparaître sur la Fig.5.64 les pertes relatives à tous les composants abordés précédemment.

Sur cette figure, les pertes relatives au transformateur ont été divisées en trois. Les pertes cuivre au primaire ( $P_{CU_s}$ ), au secondaire ( $P_{CU_p}$ ) et les pertes fer ( $P_{Fer}$ ). Il apparaît que les pertes dans le transformateur représentent la partie la plus importante des pertes totales. Les pertes cuivre au primaire restent faibles pour les tensions hautes mais croissent avec l'augmentation du courant primaire donc sont plus représentées à faible tension d'entrée et fort courant de sortie (cas 1). Les pertes cuivre au secondaire du transformateur forment une part importante des pertes totales. Elles sont plus importantes lorsque les courants de sortie sont élevés et les temps de conduction secondaire plus faibles. Ainsi entre les deux premiers points de fonctionnement, on remarque que les pertes cuivre au secondaire diminuent alors que le courant de sortie reste identique.

Si on s'intéresse maintenant aux pertes fer dans le transformateur. Elles représentent une partie importante des pertes totales dans les 4 cas de fonctionnement. Ces pertes sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant primaire est importante. Le matériau étant prévu pour des fréquences supérieures à la fréquence maximum atteinte dans notre application, les effets de la fréquence sur les pertes dans le noyaux sont faibles. La diminution des pertes dans le transformateur est un axe d'optimisation important à aborder pour améliorer les performances globales.

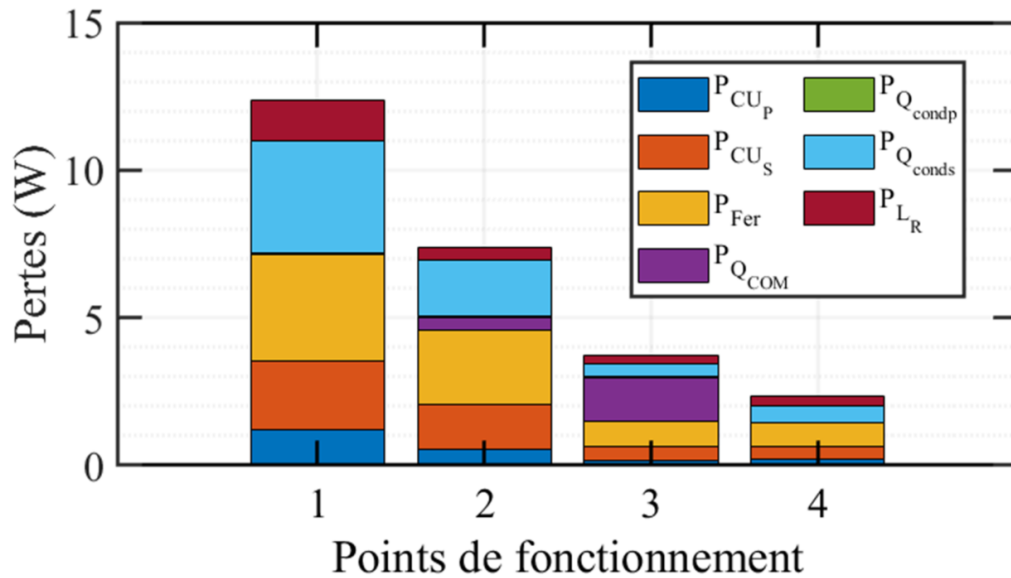


FIGURE 5.64 – Décomposition des pertes dans les différents éléments pour 4 cas de fonctionnement

Si on s'intéresse maintenant aux pertes dans l'inductance résonante, on s'aperçoit qu'elles restent relativement faibles vis-à-vis des pertes totales dans les 3 derniers cas de cette étude. Pour le cas à faible tension d'entrée et fort courant de sortie, la forte augmentation des pertes dans l'inductance est due à la saturation de celle-ci. Si l'inductance est utilisée dans des conditions d'utilisations normales les pertes restent faibles. Son utilisation permet comme on a pu le voir précédemment de diminuer les pertes par commutation. Celles-ci sont nulles dans les cas 1 et 4 où la commutation se fait en ZVS.

Le cas 3 a été spécifiquement choisi pour illustrer l'influence des pertes sur le rendement si la commutation se fait en iZVS ou complètement en dur. Si le dimensionnement permet une commutation ZVS pour ce point de fonctionnement, nous pouvons remarquer que le rendement en serait fortement amélioré. Les pertes par conduction au primaire sont négligeables vis-à-vis des autres pertes pour tous les cas de fonctionnement. Les courants efficaces au primaire restent faibles et la résistance  $R_{DS_{ON}}$  des GaNs  $Q_1$  et  $Q_2$  est faible. Pour ce qui est du secondaire en revanche, les pertes en conduction sont très importantes, surtout lorsque les temps de conduction secondaires sont courts. Il est difficile d'améliorer cette partie des pertes. Le seul paramètre sur lequel il est possible d'agir reste le ratio du transformateur.

Comme nous avons pu le constater à travers l'étude des pertes dans la structure, les composants magnétiques jouent un rôle primordial dans les pertes du convertisseur. Tout d'abord directement à travers les pertes dans ces composants mais aussi indirectement à travers les pertes par commutation et les pertes par conduction secondaire.



### 5.3 Conclusion

A travers cette partie de nombreux points ont pu être abordés. Tout d'abord, la mise en œuvre des différents organes de la structure a été vue en détails. Celle-ci a été faite en prenant en compte les différentes contraintes dues à l'application mais aussi dans l'optique de rendre contrôlable la structure. Ce dernier point est particulièrement important dans notre cas car la stratégie de pilotage qui optimise le fonctionnement tout en diminuant les contraintes sur les interrupteurs demande un certain nombre de mesures comme une mesure du courant précise et la connaissance de la tension de sortie.

Compte tenu de ces différents paramètres d'entrée, une stratégie de pilotage a été proposée son implémentation dans un micro-contrôleur présentée. Afin de minimiser les pertes dans la cellule et d'avoir la main sur les valeurs des différents éléments magnétiques, une méthode d'implémentation des composants magnétiques en technologie planar a été présentée. Celle-ci prend en compte l'origine des différentes pertes dans l'implémentation et optimise la mise en œuvre pour un noyau et un nombre de tours donné. Les performances de ces composants ainsi mis en œuvre ont pu être vérifiées à l'aide de FEMM un simulateur éléments finis 2D.

Dans une seconde partie, nous nous sommes intéressés à l'étude de la maquette ainsi mise en œuvre. Les différents mécanismes de commutation ont été vérifiés de manière expérimentale. A l'aide d'un banc de caractérisation spécifiquement développé pour l'application, il a été possible d'effectuer une série de mesures sur la structure qui ont validé la théorie précédemment établie. De cette confrontation, la cohérence des modèles et de la stratégie de commutation a pu être validée. Il a par ailleurs été possible de caractériser plus en détails les composants.

Enfin, dans une dernière partie, le rendement de la structure a été étudié en détails. A l'aide de valeurs des signaux obtenues de façon expérimentale, il a été possible de remonter aux pertes dans les différents organes de la cellule. La décomposition de ces pertes s'est révélée particulièrement compliquée pour les composants magnétiques. Pour y parvenir, un banc de mesure automatisées a été développé afin de caractériser les pertes dans  $L_R$  de façons expérimentale. Pour les pertes dans le transformateur, cette méthode n'étant pas applicable, nous avons choisi de faire une rétro étude à partir de la géométrie du composant choisi. La simulation par FEMM a alors permis de remonter aux pertes.

La décomposition des pertes pour 4 points de fonctionnement a permis de mettre en avant la contribution de chaque élément au rendement global. Il a été déduit que la grande majorité des pertes provenait du transformateur en particulier au secondaire ainsi que dans le noyau. L'inductance est elle aussi une source non négligeable de pertes surtout à faible tension d'entrée et fort courant. Ce dernier cas de fonctionnement étant à discuter vis à vis de la saturation de l'inductance. Dans les cas les plus critiques de commutation, lorsque  $V_{DS,COM}$  est le plus important, il apparait que les pertes dans l'inductance résonnante deviennent faibles devant les pertes par commutation. Ce dernier point est intéressant puisqu'il s'agit ici de tout l'intérêt de la présence de  $L_R$ .

Dans le chapitre suivant et à partir des deux chapitres précédents, une optimisation du dimensionnement sera proposée. Les modèles analytiques de comportement et de pertes seront ici particulièrement utiles. En effet, à partir d'un dimensionnement donné, il sera possible de déterminer les grandeurs d'intérêt dans la cellule et donc d'en déduire les pertes. Ces dernières seront directement liées au score de dimensionnement obtenu.

## 5.4 Références

- [1] Chen, W., Yan, Y., Hu, Y., and Lu, Q. (2003). Model and Design of PCB Parallel Winding for Planar Transformer. 39(5) :3202–3204.
- [2] Dong, Z., Zhang, Z., Member, S., Ren, X., Ruan, X., Member, S., and Liu, Y.-f. (2015). A Gate Drive Circuit With Mid-Level Voltage for GaN Transistors in A 7-MHz Isolated Resonant Converter \*. (51377077) :731–736.
- [3] Dutta, S. (2012). A Soft-Switched Flyback Converter with Recovery of Stored Energy in Leakage Inductance. 83
- [4] Fei, C., Gadelrab, R., Li, Q., and Lee, F. C. (2019). High-Frequency Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with GaN Devices and Integrated Planar Magnetics. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, PP(c) :1.
- [5] Fei, C., Lee, F. C., and Li, Q. (2017). High-efficiency High-power-density LLC Converter with an Integrated Planar Matrix Transformer for High Output Current Applications. 0046(c).
- [6] Fu, M., Fei, C., and Yang, Y. (2018). Optimal Design of Planar Magnetic Components for A Two-Stage GaN-Based DC / DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP(c) :1.
- [7] Huang, X. (2016). High Frequency GaN Characterization and Design Considerations. 90
- [8] Labella, T., York, B., Hutchens, C., and Lai, J.-s. (2012). Dead Time Optimization through Loss Analysis of an Active-Clamp Flyback Converter Utilizing GaN Devices. pages 3882–3889.
- [9] Lee, Y. (2017). A 1-MHz Leakage-compensating Bootstrap Driver for Normally-on Depletion-mode GaN FET. pages 1961–1966.
- [10] Lin, J.-y., Wang, C.-f., and Lin, C.-y. (2014). An Active-Clamping ZVS Flyback Converter with Integrated Transformer. pages 172–176. 83
- [11] Nagai, S., Kawai, Y., Tabata, O., Choe, S., Negoro, N., and Ueda, T. (2016a). A High-efficient Driving Isolated Drive-by- Microwave Half-Bridge Gate Driver for a GaN Inverter. pages 2051–2054.
- [12] Nagai, S., Yamada, Y., Hiraiwa, M., Ueno, H., Choe, S., Kawai, Y., and Tabata, O. (2016b). A Compact GaN Bi-directional Switching Diode with a GaN Bi-directional Power Switch and an Isolated Gate Driver. pages 183–186.
- [13] Ropoteanu, C., Svasta, P., and Buşu, I. (2015). High-Frequency Power Loss Investigation of a Planar Ferrite Core Transformer. pages 61–64.
- [14] Saket, M. A. and Shafiei, N. (2017). LLC Converters With Planar Transformers : Issues and Mitigation. 32(6) :4524–4542.
- [15] Schäfer, J., Bortis, D., and Kolar, J. W. (2020). Novel Highly Efficient / Compact Automotive PCB Winding Inductors Based on the Compensating Air-Gap Fringing Field Concept. 35(9) :9619–9633.
- [16] Xugang, K. and D. Brian, M. (2018). A 3-to-40V V IN 10-to-50MHz 12W Isolated GaN Driver with Self-Excited t dead Minimizer Achieving. pages 386–388.
- [17] Zhang, J., Hurley, W. G., Wolfle, W. H., and Duffy, M. C. (2013). Optimized Design of LLC Resonant Converters Incorporating Planar Magnetics. (3) :1683–1688.



## Chapitre 6

# Optimisation du dimensionnement de la Flyback ACQR

### Sommaire

---

<b>6.1 Description de l'algorithme d'optimisation</b>	<b>121</b>
<b>6.2 Résultats de l'optimisation</b>	<b>123</b>
<b>6.3 Étude des grandeurs d'intérêt dans la structure optimisée</b>	<b>126</b>
6.3.1 Stratégie de pilotage	127
6.3.2 Distribution des pertes dans les composants magnétiques	128
Inductance résonnante $L_R$	128
Transformateur $T_R$	129
<b>6.4 Conclusion</b>	<b>131</b>
<b>6.5 Références</b>	<b>133</b>

---

Le mieux est l'ennemi du bien.

Voltaire

Les deux précédents chapitres ont permis d'établir les lois de comportement de la structure mais aussi les différentes fonctions permettant de déterminer le rendement. Des tests expérimentaux ont validé la cohérence des modèles et nous ont permis de déterminer précisément l'origine des pertes dans la structure. De cette étude, nous avons pu constater que les composants magnétiques sont un axe d'amélioration de la structure.

La méthodologie qui va être traitée ici, est appelée Virtual Prototyping [2], [?], [6], [10], [4], [9]. L'idée est de pouvoir tester par simulation l'implémentation de différents composants et d'en déduire la configuration la plus adaptée à notre application. Nous choisissons de mettre en place une méthode simplifiée, qui s'appuie sur des hypothèses fortes et permet de gagner beaucoup de temps de calcul vis à vis de la méthode traditionnelle [5], [8]. Afin d'optimiser le rendement, nous décidons de concevoir les composants magnétiques de la structure en technologie planar [7], [3].

Ce choix offre l'avantage de pouvoir maîtriser les valeurs des inductances dans la structure, de calculer les composants parasites et de pouvoir plus facilement calculer les pertes. L'implémentation de cette technologie dans notre application a déjà été traitée dans la partie correspondant à l'implémentation des composants magnétiques. Nous connaissons donc la géométrie à appliquer aux enroulements afin d'optimiser au mieux le fonctionnement et le rendement en fonction des paramètres utilisés (nombre de tours, inductances, couches..). En outre, nous avons maintenant les outils nécessaires pour optimiser le dimensionnement.

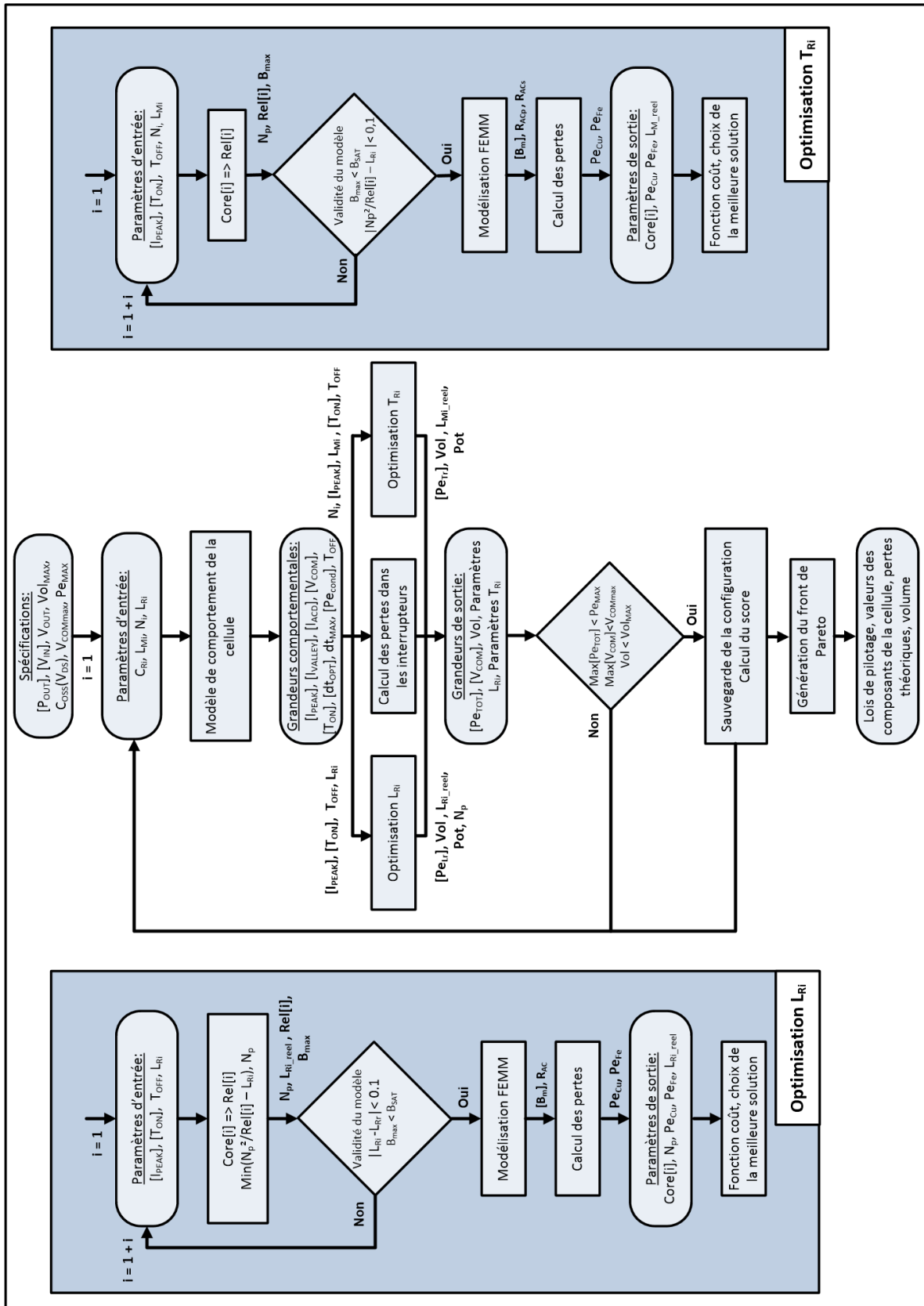


FIGURE 6.1 – Schéma-bloc de l'algorithme d'optimisation du dimensionnement de la Flyback ACQR

Dans une première partie nous décrivons l'organisation du programme d'optimisation et sa mise en œuvre. Les résultats seront ensuite analysés. Pour le jeu de paramètres qui optimise le fonctionnement de la structure, les pertes sur la plage de fonctionnement seront calculées et décortiquées.

L'optimisation sera menée sous contraintes. La première contrainte se situe sur la tension à la commutation. Pour rendre les commutations plus propres sur toute la plage de fonctionnement, nous choisissons ici de dimensionner le convertisseur pour qu'il fonctionne au plus proche du ZVS complet sur toute sa plage. D'autre part, comme énoncé précédemment, nous n'utiliserons pas de fonctionnement résonnant du convertisseur. Les mécanismes de commutation seront alors limités au fonctionnement ZVS AC et Hybride AC. Une analyse plus fine des pertes et de la cohérence du nouveau dimensionnement sera menée et comparée au dimensionnement précédent. Le diagramme bloc de l'algorithme mis en place pour y parvenir est illustré sur la Fig.7.14.

## 6.1 Description de l'algorithme d'optimisation

Les paramètres d'entrée sont imposés par le cahier des charges à savoir les paramètres électriques comme  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  et  $I_{OUT}$  mais aussi les contraintes sur le volume total  $Vol_{max}$ , le rendement minimum  $Pe_{max}$  et la tension maximum sur les interrupteurs à la commutation  $V_{COM_{max}}$ . Le choix des interrupteurs étant fixé par les contraintes de l'environnement, nous pouvons aussi prendre comme paramètres d'entrées le comportement des capacités de sortie des GaNs primaires vis à vis de leur  $V_{DS}$  nous notons ce paramètre  $C_{OSS}(V_{DS})$ . Les grandeurs représentées entre crochet sont des matrices de valeurs alors que celles sans les crochets, des valeurs simples. L'algorithme d'optimisation dispose alors de quatre paramètres afin d'optimiser les performances du convertisseur sous contraintes. Les valeurs des inductances des composants magnétiques  $L_M$  et  $L_R$ , le ratio du transformateur  $N$  et la capacité de résonance  $C_R$ . L'algorithme a accès au choix de la fréquence de fonctionnement à travers le choix de  $C_R$ . Nous fixons des limites minimum et maximum pour chaque valeur.

Les modèles précis de la cellule de puissance permettent de déterminer à partir de ces paramètres les différentes valeurs d'intérêt comme le courant  $I_{peak}$ ,  $I_{valley}$  et  $I_{ACD}$ , les temps  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ , les temps morts optiums  $dt_{1_{opt}}$  et  $dt_{2_{opt}}$  à appliquer pour obtenir des commutations les plus courtes possible en ZVS. La tension à la commutation dans le cas iZVS n'est pas relevée puisque ce cas ne peut pas se produire par définition. Les pertes par conduction au primaire et au secondaire dans les interrupteurs sont déterminées en faisant l'hypothèse que leurs résistances restent constantes sur la plage d'utilisation. À partir de ces données, il est alors possible d'exécuter trois sous programmes :

- Le premier sous programme au centre, calcule en fonction des courants efficaces qui circulent dans la structure les pertes dans les interrupteurs. Les pertes qui en découlent sont pondérées par leur temps d'occurrence sur la période de fonctionnement.
- Le sous programme de gauche permet de dimensionner de façon optimal l'inductance résonnante. Pour cela, une bibliothèque de noyaux magnétiques est utilisée. Parmi tous les noyaux disponibles, le programme calcule pour chaque noyau la réluctance ( $Rel$ ) du noyau et le nombre de tours qu'il est nécessaire de faire pour atteindre la valeur de  $L_{R_i}$  théorique fixée ( $N_L$ ). Nous utilisons pour cela une fonction de minimisation de la forme :

$$N_L = \min_{N \in \mathbb{N}} \left| L_{R_i} - \frac{N_L^2}{Rel} \right| \quad (6.1)$$

Si la valeur s'éloigne de moins de 10% de la valeur théorique et qu'il n'y a pas de saturation pour le cas de fonctionnement le plus contraignant, alors la configuration est validée. La géométrie exacte du noyau et les enroulements sont alors dessinés sur FEMM et les simulations sont lancées pour les 4 cas de fonctionnement présentés précédemment.

En fonction des résultats obtenus, du volume de l'ensemble et si les pertes maximales ne dépassent pas une certaine valeur, il est attribué une note à la configuration. Cette note (notée X) qui correspond à un facteur de mérite de la configuration, est donnée de façon arbitraire par l'équation suivante :

$$X = \frac{1}{k_1 * Vol + k_2 * Pe} \quad (6.2)$$

Où *Vol* correspond à la somme des volumes des deux noyaux utilisés pour la réalisation des composants magnétiques et *Pe* les pertes totales maximales calculées pour la configuration. Le sous programme exécute cette procédure pour tous les noyaux disponibles en base. La configuration ayant la note la plus haute renvoyée au programme principal. Les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  sont choisis de façon à balayer toutes les configurations qui semblent optimales et ne pas omettre celles qui présentent un rendement et un volume inférieurs.

- Le sous programme de droite permet quant à lui de dimensionner de façon optimale le transformateur. Pour cela, de la même façon que pour l'inductance, on effectue un tri parmi les noyaux qui présentent un écart acceptable à la valeur nominale de l'inductance magnétisante ( $N_i$  est fixé) et qui ne saturent pas pour les cas de fonctionnement les plus contraignants. Selon le nombre de tours envisagés au primaire, la disposition des couches est faite de façon optimisée dans une pré-étude des différentes configurations. Le calcul se fait en deux fois. La première passe consiste à ne pas mettre de courant au secondaire. Le transformateur est alors assimilé à une inductance. La seconde passe considère le composant comme un transformateur. Les pertes sont obtenues par somme pondérée des deux résultats précédents en fonction du temps d'occupation des deux phases sur la période totale. Les calculs sont faits pour tous les noyaux. De la même façon que précédemment, la configuration est notée et la meilleure est remontée au programme principal.

La base de données des noyaux magnétiques est constituée par différentes géométries permettant d'utiliser des dispositions d'enroulements similaires. Pour une géométrie donnée, il existe plusieurs matériaux disponibles. Ces matériaux ont des plages de fonctionnement différentes. Aussi, les modèles de pertes associés aux matériaux sont déterminés de façon indépendante mais ne sont valables que sur une plage de fonctionnement fréquentielle donnée.

Pour faciliter la mise en œuvre du programme d'optimisation, et pour ne pas fournir de fausses informations sur les performances, un test est fait avant de lancer les simulations dans les sous programmes d'optimisation des magnétiques. Si le modèle est conforme, c'est à dire si la plage de fonctionnement en fréquence est en adéquation avec celle d'utilisation du noyau, alors le test est positif. Dans le cas contraire il est négatif. Ce test peut éliminer certains noyaux qui auraient un fonctionnement proche de celui voulu mais le très grand nombre de calculs à traiter nous impose ce choix.

Les meilleures configurations planars pour les magnétiques retournent donc au programme principal et avec elles, les pertes associées pour les cas de fonctionnements présentés précédemment. Les valeurs nominales des composants magnétiques ( $L_R$  et  $L_M$ ) sont alors légèrement différentes de celles envisagées théoriquement. Pour cette raison, la valeur de l'inductance est mesurée par la simulation. La valeur réelle est remontée au programme principal qui exécute de nouveau

le sous-programme correspondant aux lois de comportement de la cellule de puissance. Celui-ci renvoie alors les différentes grandeurs correspondantes aux nouvelles valeurs des magnétiques déterminées.

Pour les 4 cas traités précédemment, un score est attribué à la configuration la plus contraignante et celle-ci est sauvegardée. Généralement, il s'agit du point de fonctionnement 1. L'ensemble des configurations retenues est tracé sur un graphique représentant l'espace occupé en fonction des pertes. Le front de pareto déterminé nous donne la configuration optimale pour notre application à un volume donné.

L'algorithme d'optimisation employé est un algorithme génétique multi-objectifs. Il permet de déterminer plus facilement tous les minimums locaux et de choisir le minimum global. Pour diminuer les temps de calcul, nous limiterons la population à 50 individus sur 5 générations. Pour ces paramètres et avec la configuration matérielle à disposition, l'exécution complète de l'optimisation prend 45min sur un ordinateur portable standard (core i5 6ème génération). Ce temps reste relativement court et permet d'exécuter plusieurs fois le programme afin de le corriger.

## 6.2 Résultats de l'optimisation

Il est possible de remarquer sur la Fig.6.2, que les configurations qui optimisent les performances ne forment pas un espace continu de solutions. Ce phénomène s'explique par la base données des composants magnétiques dont le volume est normé. Nous observons alors 3 configurations principales qui se distinguent par des volumes allant de  $1.7\text{cm}^3$  à  $2.7\text{cm}^3$ . Comme on pouvait s'y attendre, les pertes évoluent de façon inversement proportionnelle aux volumes et il est possible de relier l'ensemble des solutions optimales par une ligne appelée front de Pareto. Le nombre de générations étant ici limité, nous observons que toutes les configurations optimales n'ont pas été déterminées à volume donné. Les configurations trouvées sont notées de un à trois sur la Fig.6.2.

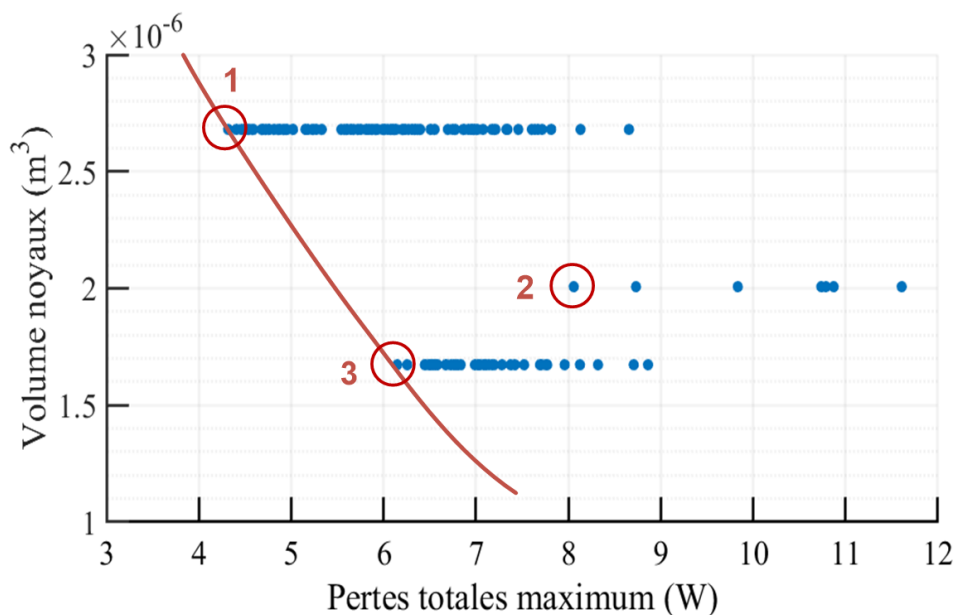


FIGURE 6.2 – Solutions retenues en fonction des pertes maximale sur la plage d'utilisation et du volume de leurs noyaux



La configuration optimale 1 propose des pertes très faibles dans la configuration la plus volumineuse. Le noyau de l'inductance est alors surdimensionné pour minimiser les pertes fer tout en proposant une valeur de  $L_R$  plus forte. Dans cette configuration, les noyaux des deux composants magnétiques sont identiques (ER23). Cette configuration n'est pas retenue car l'accroissement du volume est trop important pour notre application. Cette configuration ne permet pas en effet de respecter la limite sur le volume fixée.

La seconde configuration n'a pas atteint le niveau d'optimisation souhaité, situé sur le front de Pareto. Cela peut provenir d'un nombre de générations non suffisant ou de configurations volumes/pertes non disponibles dans la base de données des noyaux. Nous portons donc notre attention sur la troisième configuration. Celle-ci présente des pertes maximales proches de la limite fixée dans le cahier des charges. Le volume reste cohérent avec l'application. Les paramètres ainsi optimisés sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètre	$N_p$	$L_R$	$L_M$	$C_R$	$N_L$
Valeur	6	2.2 $\mu$ H	9.5 $\mu$ H	310nF	2

FIGURE 6.3 – Paramètres de la cellule qui optimisent le fonctionnement (Solution 3)

Pour l'inductance résonnante, le noyau retenu est un ER14 de chez Ferroxcube en 3C97. Pour le transformateur, il s'agit d'un ER23 dans le même matériau. Si on compare ces valeurs à celles choisies pour le dimensionnement précédent, il est possible de remarquer qu'elles sont relativement proches. La baisse du ratio de transformation permet de diminuer les contraintes à basse tension et forte charge. L'augmentation de  $L_R$  permet d'étendre la plage de fonctionnement en AC ZVS tandis que la baisse de  $L_M$  permet d'augmenter l'excursion du courant  $I_{L_M}$  et donc d'augmenter la plage de fonctionnement en Hybride ZVS. La valeur de la capacité  $C_R$  est en accord avec le reste du dimensionnement puisque elle autorise une fréquence de fonctionnement compatible avec les matériaux magnétiques sélectionnés.

À partir des paramètres obtenus, il est possible de calculer les pertes dans la structure sur toute la plage de fonctionnement et d'en tirer la répartition des pertes pour les 4 cas étudiés précédemment. Dans un premier temps, le rendement de la structure optimisée est donné sur la Fig.6.4.

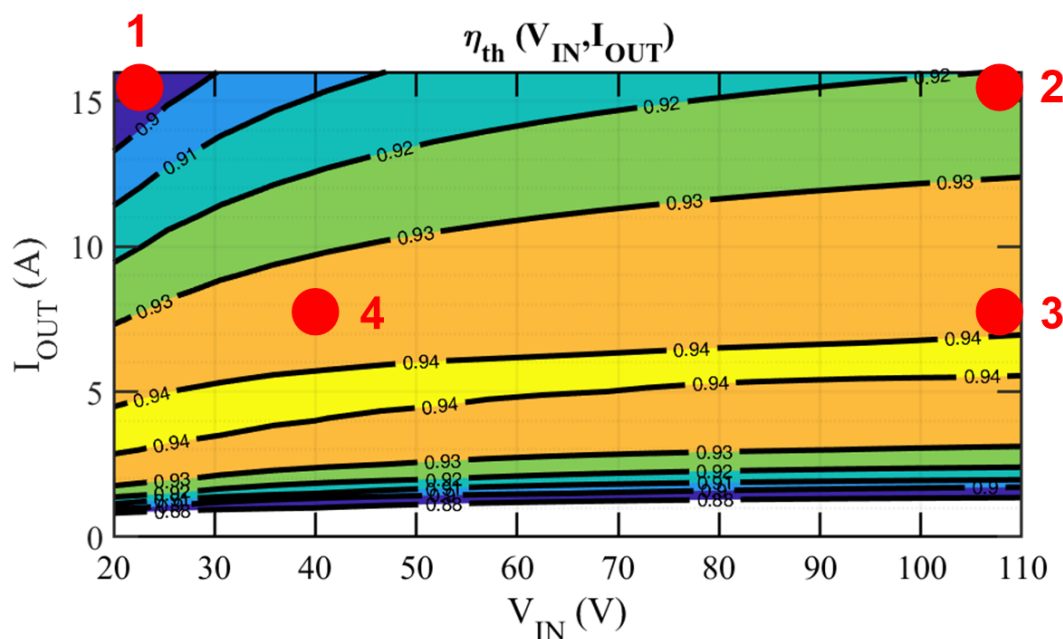


FIGURE 6.4 – Rendements de la structure optimisée, obtenus de façon théorique

Les rendements obtenus sont en accord avec ceux trouvés précédemment. On remarque que la plage de rendement maximum est étendue jusqu'aux tensions les plus élevées. Ce phénomène est cohérent avec le fait que la structure fonctionne en ZVS sur toute sa plage. En effet, les courants dans la cellule à fortes tensions sont moins importants. Si on supprime les pertes par commutation, on se retrouve alors avec des rendements théoriques plus importants lorsque la tension augmente. C'est ce qu'on retrouve ici. À faible tension d'entrée, il y a une augmentation des pertes autour du cas 1. Ce point qui était critique dans le dimensionnement précédent le reste ici aussi. Le cas 3 lui est beaucoup moins contraint en raison du ZVS total.

Les rendements obtenus sont en accord avec la limite de pertes imposée par le cahier des charges. Ils restent relativement constants avec la forte variation de la tension d'entrée et à un niveau haut vis à vis de l'état de l'art pour le courant de sortie autorisé (16A). Pour chaque cas étudié, nous allons décomposer les pertes dans la structure et les comparer à celles du dimensionnement précédent. Cette étude nous permettra de conclure sur l'origine du gain de rendement liée à notre optimisation et d'en critiquer la cohérence.

La Fig.6.5 nous renseigne sur la répartition des pertes dans la structure avant et après l'optimisation. Nous commençons par l'étude des pertes liées au transformateur. Dans le dimensionnement précédent, les pertes fer étaient une des sources de pertes principales dans la cellule. Le dimensionnement ici proposé permet d'amoindrir fortement ces pertes par la mise en œuvre d'un noyau avec une section fer plus importante. Le champ circulant dans le transformateur se trouve fortement amoindri et les pertes par la même occasion. Au primaire du transformateur, la résistance est légèrement réduite par l'adoption de pistes larges. Les pertes s'en retrouvent diminuées de moitié.

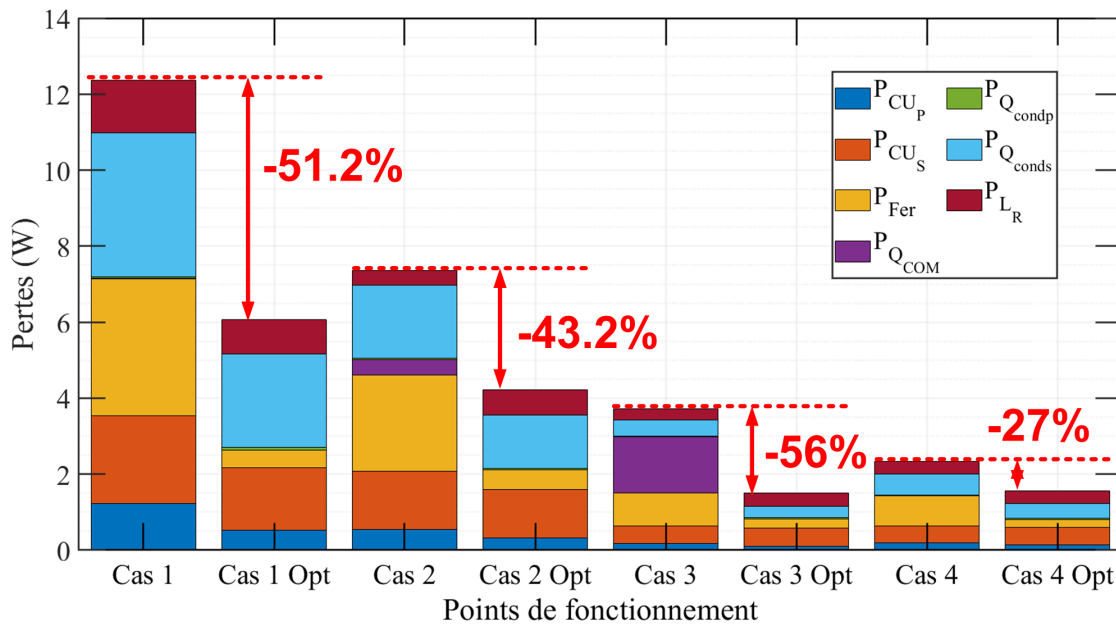


FIGURE 6.5 – Répartition des pertes sur les 4 cas étudiés pour la configuration initiale et la configuration optimisée

La disposition des différentes couches de PCB de façon à diminuer les effets de proximité et les effets de frange semble porter ses fruits ici. Les pertes par conduction au secondaire s'en retrouvent aussi légèrement diminuées. Du côté de  $L_R$ , l'adoption d'une valeur plus importante entraîne une augmentation des pertes dans ce composant. La saturation dans le premier cas de l'étude est évitée ce qui entraîne une diminution des pertes dans  $L_R$ . Dans les autres cas d'étude, l'adoption d'une inductance de plus grande valeur entraîne une augmentation moyenne des pertes de 20% dans  $L_R$ .

Cette augmentation se justifie facilement par l'étude du cas de fonctionnement 3. Précédemment, ce cas avait été choisi car il mettait en valeur les fortes contraintes sur les interrupteurs primaires à la commutation. Par le nouveau dimensionnement, les pertes par commutation sont par hypothèse considérées nulles car en ZVS. Ce dimensionnement nous permet donc de réduire fortement les pertes et les contraintes par rapport aux cas de fonctionnement en iZVS, notamment à haute tension d'entrée. Il est à remarquer que l'augmentation des pertes dans l'inductance est faible vis à vis au gain que son augmentation permet vis à vis des pertes par commutation. Au secondaire, les pertes par conduction se retrouvent diminuées par l'emploi d'un ratio de transformation plus faible. Ainsi, les temps de conduction secondaire se retrouvent augmentés et les courants efficaces diminués à courant de sortie fixé. Le gain en rendement de ce dimensionnement est double. Tout d'abord, ce choix de composants permet de limiter les modes de fonctionnement et donc de simplifier la méthode de contrôle à implémenter. En évitant l'utilisation de mode de contrôle résonnant, on s'affranchit des transitions entre les différents modes qui peuvent s'avérer difficiles. Seulement les temps morts  $dt_2$  sont à modifier en fonction du point de fonctionnement dans lequel le convertisseur se trouve. Dans un second temps, l'optimisation du convertisseur permet de diminuer les pertes dans la structure, de l'ordre de 40% sur toute la plage de fonctionnement. Cette modification permet de diminuer les contraintes sur les différents composants de la structure et donc leurs températures de fonctionnement. Cette diminution est gage de fiabilité pour l'utilisation que l'on souhaite en faire. Dans la partie suivante, nous nous intéresserons aux grandeurs de pilotage déterminées par la méthode de dimensionnement ainsi qu'aux pertes dans chaque composant de la structure.

### 6.3 Étude des grandeurs d'intérêt dans la structure optimisée

Nous avons pu étudier la contribution au rendement de l'ensemble des éléments de la cellule. Les répartitions des pertes dans les deux structures pour  $V_{IN} = 20V, I_{OUT} = 16A$  et  $V_{IN} = 110V, I_{OUT} = 16A$  (cas 1 et 2) sont donnés sur la Fig.6.6. Sur ces 4 figures, nous notons  $P_{L_R}$ ,  $P_{T_R}$  et  $P_Q$  respectivement les pertes dans l'inductance le transformateur et les transistors.

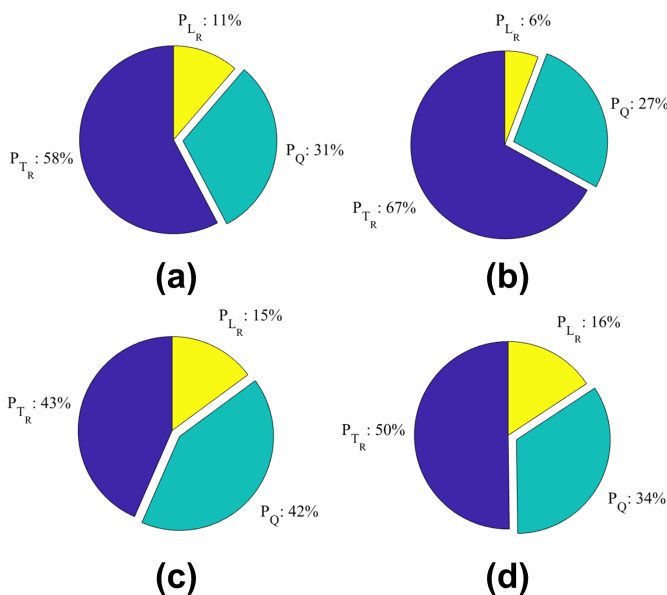


FIGURE 6.6 – Répartitions des pertes dans le convertisseur initial (a) 20V (b) 110V et celui optimisé (c) 20V et (d) 110V.

Le premier constat qu'il est possible de faire à partir de cette figure se situe au niveau de la proportion de pertes dans l'inductance en fonction des utilisations. Pour les deux cas et malgré la saturation de l'inductance dans la précédente configuration, la proportion de pertes dans l'inductance reste plus élevée dans le cas optimisé. Le transformateur qui occupait la majorité des pertes précédemment se retrouve occuper une part plus équilibrée avec les transistors. Dans le cas haute tension, les pertes par commutation s'annulent grâce à l'optimisation. Le courant efficace secondaire est plus faible grâce à la diminution du ratio de transformation. La contribution relative des pertes dans les transistors est donc plus élevée en raison de la diminution absolue des pertes.

Nous avons abordé la répartition des pertes selon les différents groupes de composants de la cellule, nous allons maintenant nous intéresser plus en détails à la contribution de l'optimisation au contrôle de la structure et à la répartition plus détaillée des pertes dans chacun des composants.

### 6.3.1 Stratégie de pilotage

La modification du dimensionnement entraîne une modification des méthodes de pilotage pour optimiser le fonctionnement. Alors que précédemment, le choix entre trois mécanismes de commutation permettait de piloter le primaire, le nouveau dimensionnement réduit ce nombre à un. Sur Fig.6.7 la figure de droite correspond à la nouvelle méthode de contrôle proposée alors que la figure de gauche à l'ancienne. L'augmentation de la valeur de l'inductance résonnante entraîne une augmentation de l'énergie disponible à la commutation tandis que la diminution du rapport de transformation entraîne une diminution de l'énergie stockée dans les capacités de sortie des transistors.

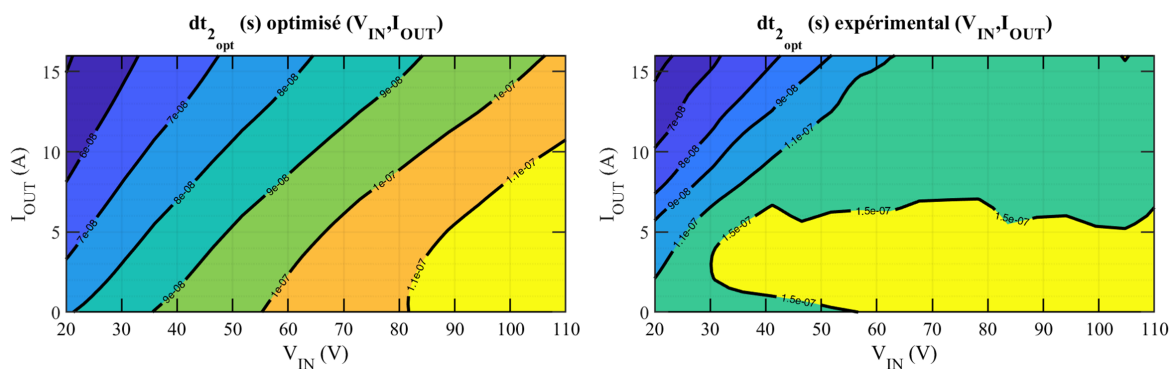


FIGURE 6.7 – Modification de la méthode de pilotage. À gauche le temps mort optimal modifié à droite celui expérimental

Il en résulte que le mode AC ZVS est le seul mode employé dans la structure optimisée. Cette forte simplification des mécanismes de pilotage est possible par l'emploi de composants planar qui génèrent peu de perte tout en permettant d'atteindre des valeurs d'inductance élevées. La conséquence du fonctionnement mono-mode est la forte simplification de la commande et la continuité des temps morts  $dt_{2_{opt}}$  qui optimisent la commutation.

Les temps de commutation sont réduits vis à vis du mode Hybride, ce qui a pour effet de d'augmenter les temps de conduction secondaire et donc de diminuer les niveaux de courant secondaire durant la conduction. L'emploi d'un temps mort plus grand que celui donné ici, augmentera le temps de conduction sur les diodes de body des transistors primaires. Cela aura pour effet d'augmenter les pertes de ces composants mais ne modifiera pas le comportement de la commutation. Si on s'intéresse maintenant à l'évolution de la fréquence sur la plage de fonctionnement, nous pouvons illustrer les figures correspondantes aux deux dimensionnement sur la Fig.6.8.

La méthode de calcul de la fréquence dans la structure optimisée reste identique à celle utilisée précédemment. Comme il a déjà été présenté, ne pas utiliser la valeur réelle des rendements dans le calcul de  $T_{ON}$  entraîne une évolution de la fréquence en fonction de la tension d'entrée quasi constante. D'autre part, la plage de variation de la fréquence est en accord avec le matériau qui est ici utilisé (3C97). La fréquence de la nouvelle configuration est légèrement supérieure à celle de la précédente. Les paramètres d'entrée du programme d'optimisation étaient bornés de façon à limiter l'évolution de la fréquence de fonctionnement de 100kHz à 1.5MHz. Ici, la solution retenue reste à un niveau de fréquence identique, signe que la solution déjà mise en œuvre n'était pas très éloignée du résultat optimal.

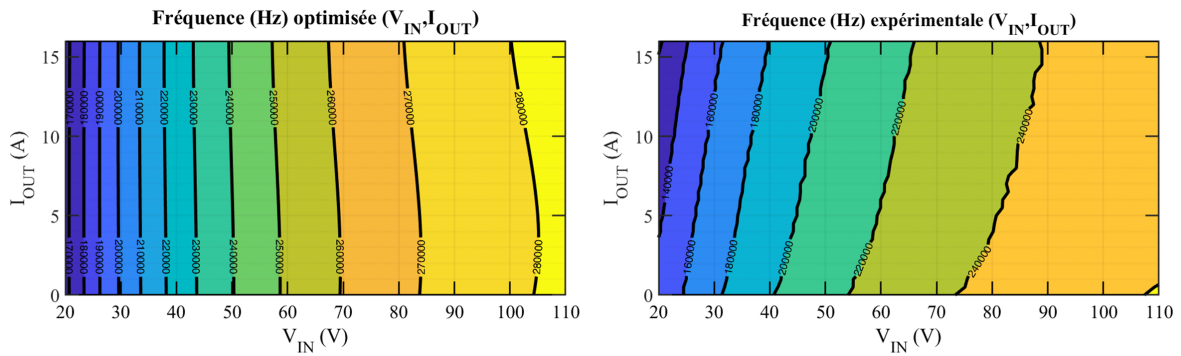


FIGURE 6.8 – Modification de la fréquence de fonctionnement. À gauche la fréquence de la structure optimisée et à droite la fréquence du dimensionnement précédent

Dans la solution retenue, l'inductance magnétisante ( $L_M$ ) a une valeur deux fois plus faible que précédemment. Le courant  $I_{L_R}$  varie plus rapidement lors de la phase 1. Le courant  $I_{peak}$  est donc plus important. La commutation de  $Q_2$  durant la phase 2 se fait donc dans un temps encore plus court. Compte tenu de la variation de la durée optimale de  $dt_1$  et de la précision de la commande à disposition, l'hypothèse de  $dt_1$  peut être faite. Dans ce cas, il sera nécessaire de choisir  $dt_1$  de sorte à permettre le ZVS à  $V_{IN,max}$  et  $I_{OUT} = 0A$ . Nous avons pu décrire la modification de la méthode de pilotage due à l'optimisation du design. Nous allons maintenant nous intéresser à la répartition des pertes dans les composants magnétiques pour les designs retenus.

### 6.3.2 Distribution des pertes dans les composants magnétiques

Nous aborderons dans un premier temps la distribution des pertes dans l'inductance avant de nous intéresser à celle dans le transformateur. Pour les points de fonctionnement les plus contraignants (1 et 2), les pertes seront présentées. L'apport aux pertes des différents phénomènes internes aux composants sera critiqué.

#### Inductance résonnante $L_R$

La Fig.6.9, représente les pertes dans l'inductance résonnante sur la plage de fonctionnement. Ces deux cartographies ont été obtenues de façons complètement différentes. Dans le premier cas, les pertes ont été déduites expérimentalement en utilisant un banc de caractérisation spécialement développé pour cela. Dans le second cas, les pertes ont été calculées entièrement de façon théorique en utilisant le simulateur éléments finis 2D FEMM.

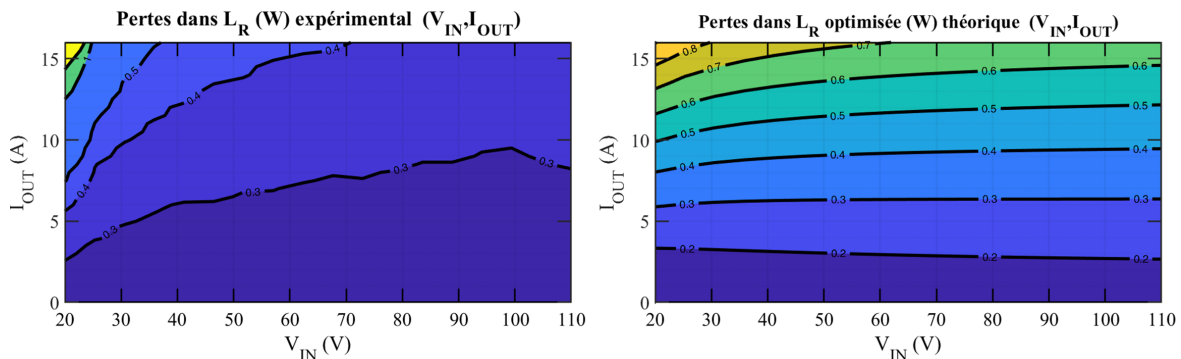


FIGURE 6.9 – Répartition des pertes dans  $L_R$  sur la plage de fonctionnement. À gauche, mesures expérimentales sur le composant précédent. À droite calculs théoriques sur le composants optimisé

Nous pouvons donc critiquer les moyens mis en œuvre pour effectuer les calculs. Les pertes déterminées dans le cas optimisé restent cohérentes avec les précédentes. D'une part, les nouvelles pertes sont dans le même ordre de grandeur que les précédentes mais d'autre part, l'évolution des pertes reste semblable. L'augmentation des pertes avec la valeur de l'inductance choisie est là aussi confirmée. La configuration du précédent composant ne permettait pas de dissocier les pertes Fer dans le noyau et les pertes cuivre dans les enroulements. La répartition des pertes à l'intérieur du nouveau composant le permet. Cette répartition dans les deux cas de fonctionnement (1 et 2) est donnée sur la Fig. 6.10.

La répartition des pertes évolue de 30% entre les deux cas de fonctionnement. Dans le premier cas, ( $V_{IN} = 20V$ ), le courant  $I_{peak}$  est le plus important. Les pertes cuivre augmentent d'autant plus que le champ dans le noyau et l'effet de frange augmentent. Le noyau étant plus gros que sur l'inductance précédente, les pertes fer restent à un niveau raisonnable. La proportion entre les deux sources de pertes penche alors dans la grande majorité pour les pertes cuivre.

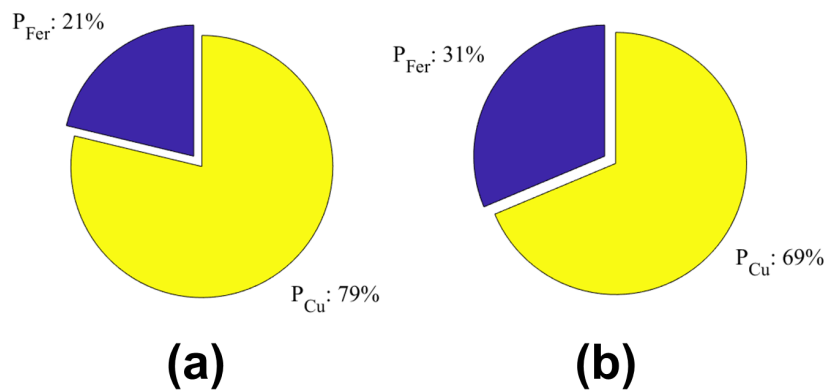


FIGURE 6.10 – Répartitions des pertes dans  $L_R$  optimisée (a) 20V (b) 110V

Dans le second cas de figure, les pertes étant moins importantes au niveau du cuivre, l'écart relatif est plus restreint. Le fait de vouloir obtenir une valeur d'inductance plus importante ici, modifie la répartition des pertes. Stocker beaucoup d'énergie dans l'entrefer signifie augmenter le rayonnement de l'induction et donc les pertes dues aux flux de fuite en s'approchant des conducteurs. La géométrie employée ici tend à minimiser ce phénomène mais son influence reste quand même perceptible. Une analyse plus approfondie par élément finis 3D (COMSOL par exemple) permettrait de vérifier la répartition des pertes et les caractéristiques de la configuration proposée. Cette étude ne sera pas menée par faute de temps. La répartition des pertes dans le transformateur va maintenant être abordée. Comme il l'a été présenté précédemment, le transformateur est le composant qui génère le plus de pertes dans la cellule. C'est donc celui sur lequel il faut porter le plus d'attention.

### Transformateur $T_R$

Contrairement à  $L_R$ , il est plus facile de comparer les performances du transformateur précédent avec celui optimisé. Ainsi, la précédente méthode de calcul des pertes dans le transformateur est très semblable à celle qui a été mise en place afin d'optimiser le design planar du nouveau composant. De la même façon que précédemment, les pertes dans  $T_R$  sur la plage de fonctionnement sont données pour les deux cas critiques d'utilisation sur la Fig. 6.11.

Comme déjà expliqué dans les parties précédentes la tension a ici peu d'influence sur l'évolution des pertes dans le transformateur au primaire. Au secondaire, la valeur du courant RMS augmente quand la tension diminue. Sur le modèle optimisé, ce phénomène n'est pas visible car

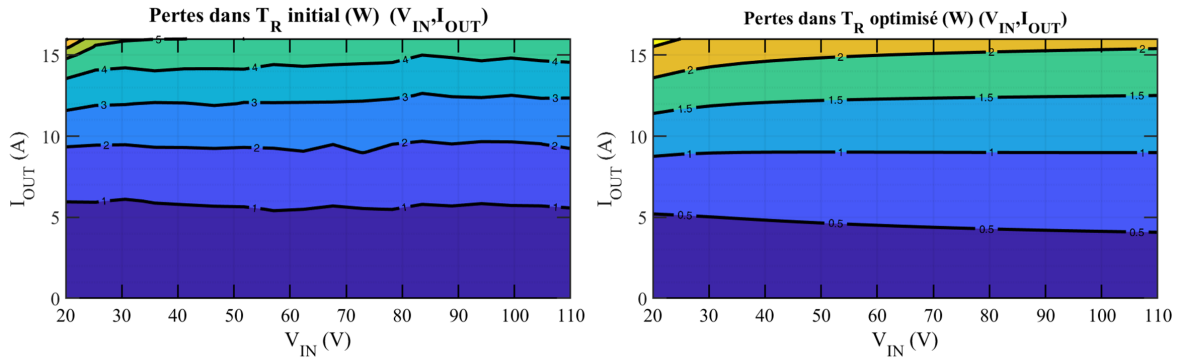


FIGURE 6.11 – Répartition des pertes dans  $T_R$  sur la plage de fonctionnement. À gauche, le composant précédent, à droite le composants optimisé

les conducteurs au secondaire sont surdimensionnés. Il est cependant possible de voir apparaître une légère augmentation des pertes sur le composants optimisé à forte tension d'entrée. C'est le résultat de l'augmentation de la fréquence de fonctionnement pour ce cas d'utilisation. Les pertes dans les conducteurs augmentent alors par effet de peau et de proximité, et l'augmentation de la fréquence du champ dans le noyau entraîne d'avantage de pertes fer. Les pertes ont été divisées par deux par rapport à la configuration précédente. Ce résultat s'explique par le choix d'un noyau plus gros et la mise en œuvre d'un design spécifique. L'entrelacement des primaires et des secondaires et l'utilisation d'une distance optimale à l'entrefer a permis de réduire les pertes dans le secondaire du transformateur tandis que l'emploi d'un ratio de transformation plus faible, l'amplitude des courants primaires. Par rapport à la spécification que donnait le constructeur sur le précédent transformateur, l'analyse éléments finis nous permet d'envisager des résistances d'enroulement beaucoup plus faibles et donc une forte diminution des pertes au secondaire. Si on s'intéresse maintenant à la répartition des pertes dans le transformateur pour les deux cas les plus critiques et les deux configurations, il est possible de donner les diagrammes représentés sur la Fig.6.12.

Nous avons démontré par l'étude de la répartition des pertes dans les deux composants magnétiques que les modèles mis en place et l'optimisation proposée était cohérents. Malheureusement par faute de temps, il nous est pas possible de vérifier les designs proposés par éléments finis 3D ou implémentations expérimentales. Cette pré-étude avait pour objet de proposer une méthode plus rapide et simple que les méthodes traditionnellement envisagées [4], [1] et constitue une première étape constructive dans le développement d'un convertisseur avec un cahier des charges original. Cette pré-étude étant terminée, elle conclue ce travail sur la structure Flyback ACQR.

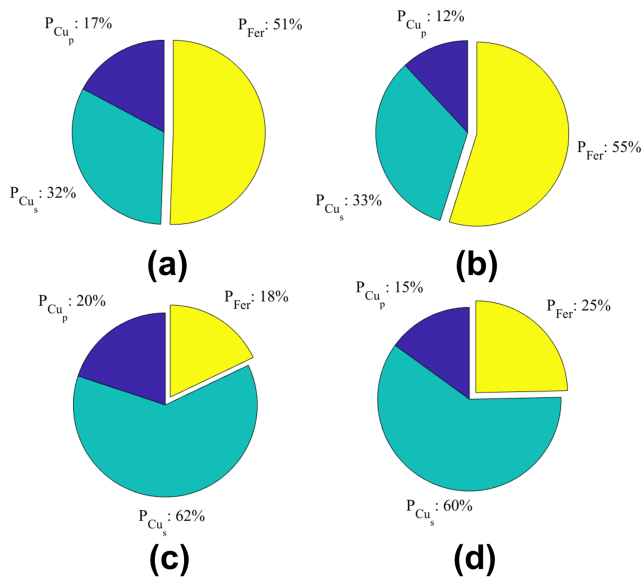


FIGURE 6.12 – Répartitions des pertes dans le Transformateur initial (a) 20V (b) 110V et celui optimisé (c) 20V et (d) 110V.

Sur les deux diagrammes supérieurs, les pertes fer occupent une proportion importante des pertes dans le transformateur. Le dimensionnement théorique optimal ( $P_{Fer} = P_{Cu}$ ) est d'ailleurs adopté pour  $V_{IN} = 20V$ . L'adoption d'un noyau plus gros, et le design proposé dans cette étude permettent d'une part de diminuer fortement les pertes fer dans la structure mais aussi de diminuer les résistances des enroulements primaires et secondaires. Se faisant, les pertes prédominantes dans le transformateur optimisé deviennent comme on pouvait s'y attendre les pertes cuivre au secondaire. La proportion de pertes au primaire augmente sur la version optimisée en raison de la diminution globale du niveau de pertes. On peut aussi remarquer que les pertes fer augmentent avec l'augmentation de la tension en raison d'un accroissement de la fréquence due à la méthode de contrôle adoptée.

## 6.4 Conclusion

Ce chapitre sur l'optimisation de la structure a permis de présenter la mise en œuvre rapide d'un algorithme d'optimisation multi-objectifs sous contraintes. Pour cela, nous nous sommes appuyés sur les modèles de comportement de la cellules précédemment établis. Modèle qui ont pu être vérifiés grâce à l'étude expérimentale et de dissocier les sources de pertes dans la structure.

Le programme ainsi créé permet d'obtenir les paramètres de réalisation optimums pour la mise en œuvre des composants magnétiques en technologie planar. Outre le fait de donner les grandeurs de fonctionnement dans la structure sur la plage de fonctionnement, cette méthode nous permet aussi d'obtenir les lois de commande à utiliser. Les résultats semblent prometteurs pour notre application et en accord avec le cahier des charges. Avant de réaliser le prototype, il serait utile de simuler les différentes configurations avec un logiciel FEA 3D de type COMSOL. Des simulations sur les deux configurations planars pourraient confirmer les comportements et les performances et permettre d'obtenir des valeurs d'inductances plus précises.

Au niveau des modèles mis ici en œuvre, il a été choisi de s'appuyer sur des modèles de pertes empiriques simples. Pour aller plus loin dans le raisonnement, il serait utile de pouvoir caractériser plus précisément le comportement des composants magnétiques. Les modèles de pertes donnés par le constructeur s'éloignent souvent de la réalité en raison de la différence entre les formes d'ondes de test et celles de l'application. Pour ces raisons, et dans le cadre de la méthodologie utilisée ici, établir des modèles précis permettrait d'autant plus optimiser les solutions pour l'application. Ceci nous permettrait en outre de caractériser l'évolution des lois de comportement en fonction de la température qui peut fortement varier dans l'environnement ciblé. Par la suite, ce dimensionnement optimisé sera implémenté de façon expérimentale et testé. Pour cela, nous avons limité le nombre de couches et l'épaisseur de cuivre par couches dans les composants magnétiques envisagés afin de rester dans des gammes de PCB standards. Une série de tests automatisés semblables à ceux menés sur la précédente maquette permettra alors de valider les modèles



présentés sur les trois précédents chapitres. Par faute de temps, nous n'aborderons pas cette mise en œuvre dans cette thèse.

Par rapport aux performances envisagées pour ce nouveau convertisseur, elles se situent au dessus de l'état de l'art actuel [1], [2], [3] sur le rendement, la plage de tension d'entrée et surtout le courant de sortie. Contrairement à ce qui a été précédemment proposé, ce design s'appuie sur des magnétiques plus basses fréquences, ce qui augmente certes le volume total du convertisseur mais permet de fortement diminuer les effets de peau, de proximité et révèle plus d'efficacité au niveau des magnétiques compte tenu des formes d'ondes particulières de la topologie Flyback. Si on envisageait par exemple de développer un convertisseur avec une tension de sortie plus élevée à puissance maximum identique, il ne serait pas difficile de diminuer les pertes par conduction au secondaire et d'améliorer d'autant plus le rendement à forte charge de la structure.

## 6.5 Références

- [1] Badstuebner, U., Stupar, A., and Kolar, J. W. (2011). Sensitivity of Telecom DC-DC Converter Optimization to the Level of Detail of the System Model. pages 585–592.
- [2] Belloni, F. and Riva, M. (2007). Dynamic virtual test of power electronics converters. pages 1–6.
- [3] Bhalsod, S. K. (2017). Design and Simulation of Advanced GaN based LLC Resonant Converter for Space Applications. *2017 International Conference on Current Trends in Computer, Electrical, Electronics and Communication (CTCEEC)*, pages 733–739.
- [4] Burkart, R. M. (2016). Advanced Modeling and Multi-Objective Optimization of Power Electronic Converter Systems. (23209).
- [5] Cuzner, R. and Siddaiah, R. (2019). Applying a Virtual Prototyping Process to Generate Pareto Optimal Solutions for a Modular Multi-Level MVAC to MVDC Converter. *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 2039–2046.
- [6] Jiang, Z., Carolina, S., Liu, S., Carolina, S., Dougal, R. A., and Carolina, S. (2002). Virtual-Prototyping Satellite Electrical Power Systems Using the Virtual Test Bed. pages 113–120.
- [7] Jin, Y., Xie, W., Yang, N., and Liu, H. (2020). High Efficiency Resonant DC / DC Converter Based on GaN Device and Planar Transformer. (Itoec) :358–362.
- [8] León-aldaco, S. D., Calleja, H., and Aguayo, J. (2015). Metaheuristic Optimization Methods Applied to Power Converters : A Review. 8993(c).
- [9] Malyna, D. V., Duarte, J. L., Hendrix, M. A. M., and Horck, F. B. M. V. (2006). Multi-Objective Optimization of Power Converters Using Genetic Algorithms. pages 6–10.
- [10] Yousefi, M. R., Emami, S. A., Eshtehardiha, S., and Poudeh, M. B. (2008). Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithm to Optimizing the Pole Placement Controller on Cuk Converter. (PECon 08) :1461–1465.



# Chapitre 7

## Présentation de la structure iLLC

### Sommaire

---

<b>7.1 Principe de fonctionnement</b>	<b>138</b>
7.1.1 Étude des phases de fonctionnement	140
Phase 1	142
Phase 2	144
Phase 3	144
Phase 4	145
Phase 5	145
Phase 6	146
<b>7.2 Contraintes sur les magnétiques</b>	<b>147</b>
7.2.1 Dimensionnement de $L_C$	147
7.2.2 Propositions pour $T_R$	151
<b>7.3 Conclusion</b>	<b>152</b>
<b>7.4 Références</b>	<b>152</b>

---

The only way to do great work is to love what you do.

Steve Jobs

L'augmentation de la puissance de calcul des systèmes de traitement de l'information est l'un des enjeux majeurs dans le développement des convertisseurs de ces dernières années. Les tensions d'alimentation des processeurs ne cessent de diminuer alors que la consommation et donc les courants augmentent. Tout le problème réside dans l'acheminement de l'énergie nécessaire depuis la distribution jusqu'à la cible. Plusieurs stratégies existent. La plus employée consiste à diviser les étages d'adaptation afin de placer les convertisseurs avec les plus forts courants de sortie et les plus faibles tensions au plus proche de l'application à alimenter.

Comme pour la structure précédente, nous faisons le choix ici de ne pas utiliser plusieurs convertisseurs mais de faire la conversion en une seule étape à partir de la barre d'alimentation primaire. Vis à vis du convertisseur précédent, la puissance envisagée est identique. Le niveau de tension de sortie diminue pour atteindre  $V_{OUT} = 1V$  et le courant de sortie nominal atteint donc  $I_{OUT} = 50A$ . Ce type d'application est principalement destinée à de fortes puissances de calcul, nécessaires sur des satellites plus volumineux. Ainsi, sur cette gamme d'application, il est possible de limiter l'excursion de la tension d'entrée par rapport au convertisseur précédent. Nous obtenons le cahier des charges de la Fig.7.1. Pour faciliter le transport d'une énergie plus importante à l'intérieur du satellite, les tensions de bus sont augmentées. On estime que la tension nominale régulée autour de  $V_{IN} = 100V$  peut varier en fonction des aléas d'ensoleillement ce qui nous permet de limiter la variation de la tension d'entrée.

Attribut	Commentaire	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Tension d'entrée	Fonctionnement nominal	$V_{IN}$	90	105	120	V
Tension de sortie	$T_{AMB} = 25^{\circ}C$	$V_{OUT}$	0.8	0.9	1	V
Courant de sortie	$V_{OUT} = 0.9V, T_{AMB} = 25^{\circ}C$	$I_{OUT}$	0	-	50	A
Volume envisagé	Fixé par l'ESA	$Vol$	-	-	35	$cm^3$
Rendement	Cellule de puissance, $I_{OUT} \geq 5A$	$\eta$	-	90	-	%

FIGURE 7.1 – Cahier des charges électrique du convertisseur iLLC

Selon les applications cibles, on estime que la tension de sortie doit pouvoir varier de  $V_{OUT} = 0.8V$  à  $V_{OUT} = 1V$ . La régulation de la tension de sortie doit être précise de l'ordre de  $\pm 2\%$  car les systèmes numériques à alimenter sont très sensibles au niveau de tension. Si on ajoute à ces contraintes déjà très lourdes un nombre limité de composants (contraintes du spatial), un rendement élevé et un volume faible, nous obtenons un convertisseur situé très haut dans le classement par FOM présenté en fin de chapitre 1.

Si l'on s'intéresse à l'existant, il n'existe pas d'équivalent mono-étage ayant un ratio d'abaissement aussi élevé (100) et permettant de développer autant de courant de sortie. Dans le domaine industriel, cela s'explique par le manque de demande pour les tensions ici mises en jeu. Dans le domaine du spatial, par les fortes contraintes thermiques et celles liées aux normes. Pour parvenir à résoudre ce problème, nous nous sommes intéressés aux convertisseurs résonnants, permettant d'atteindre de forts courants de sortie [11], [1], [15], [3], [8]. Le premier papier traite d'une méthode de pilotage d'un convertisseur LLC permettant d'augmenter la plage de tension d'entrée au détriment du rendement. Le second propose par la mise en œuvre d'un composant magnétique original à travers une topologie LLC, de délivrer de forts courants mais en alliant un rapport d'abaissement faible (8). Le troisième et le quatrième se basent sur une topologie plus conventionnelle (Buck VRM) de réaliser une transformation de  $48V - 1V$  à fort courant (100A) mais sans isolation galvanique. Le dernier enfin pourrait convenir à notre application mais la conversion se fait en deux étages.

Pour la réalisation de notre convertisseur, nous nous sommes dans un premier temps intéressés aux topologies résonnantes de type LLC. Les caractéristiques de cette topologie sont en accord avec celles requises pour l'application. Le niveau de puissance demandé ici est bien en dessous de l'utilisation moyenne de ce type de convertisseur mais le niveau de courant de sortie et les rendements envisagés font de cette topologie une bonne candidate.

Un schéma de la cellule de puissance de ce convertisseur est illustré sur la Fig.7.2. Au primaire, deux configurations sont couramment employées. La première, consiste en l'implémentation d'un demi-pont constitué de deux transistors seulement. Cette configuration est écartée car elle limite les degrés de liberté de la commande employée. La seconde configuration comme illustrée ici est constituée d'un pont complet  $Q_{1..4}$ . Au secondaire, le redressement est confié aux transistors  $Q_{R_1}$  et  $Q_{R_2}$ .

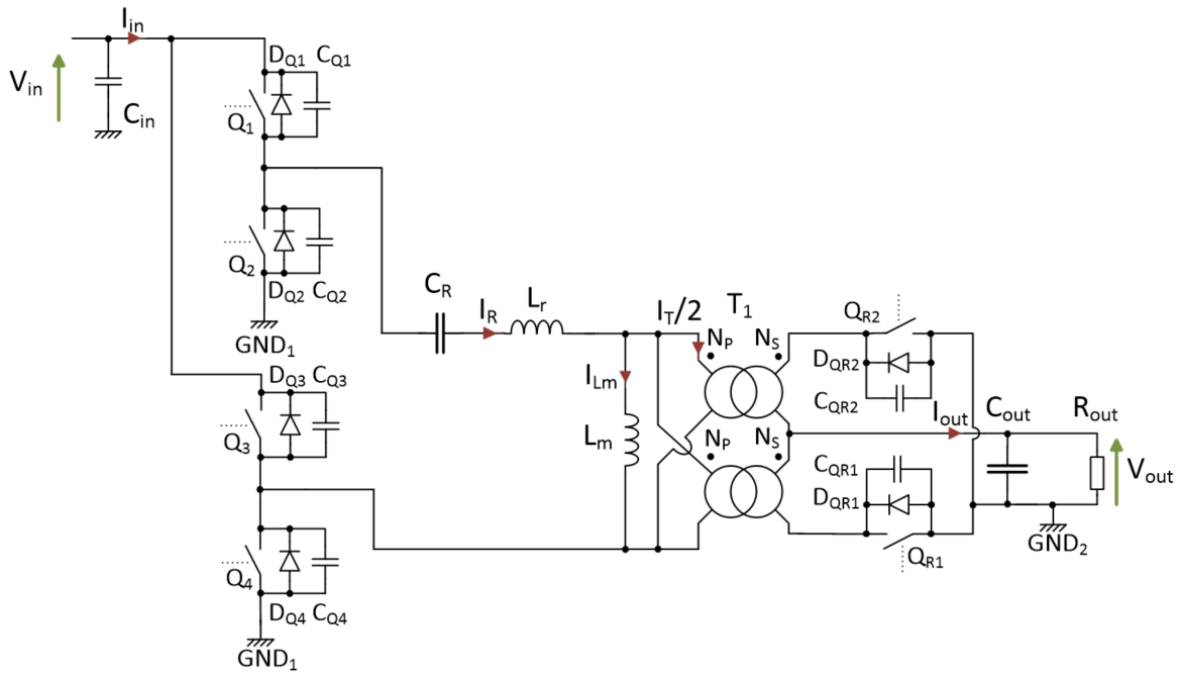


FIGURE 7.2 – Schéma de la cellule de puissance du convertisseur LLC full bridge

Deux difficultés apparaissent alors pour l'implémentation de cette topologie en accord avec notre cahier des charges :

- Si l'on désire implémenter les composants magnétiques en technologie planar afin de limiter le volume et faire un dimensionnement optimisé, il est nécessaire de disposer d'un grand nombre de tours sur l'enroulement primaire. Ceci présente une difficulté si l'on souhaite rester dans une méthode de fabrication de PCB standard.
- La méthode traditionnelle de pilotage de ce type de topologie consiste à modifier la fréquence de fonctionnement. Le couple résonnant agit alors à la manière d'un filtre dont l'impédance varie afin de contrôler la puissance transmise au transformateur. Se faisant, la phase du courant dans la cellule est modifiée. Ce phénomène pose un problème aggravé par les niveaux de courant mis en jeu. Les transistors au secondaire doivent alors être pilotés de façon synchrone au courant afin de garantir le redressement dans les meilleures conditions. Des retards au niveau des commandes de mise ON/OFF pourraient avoir des conséquences importantes au niveau des rendements mais aussi de la durée de vie des transistors que l'on souhaite implémenter en technologie GaN (plus fragile).

Hormis ces problèmes, il s'avère que la topologie LLC offre les meilleures performances lorsqu'on l'utilise proche de sa fréquence de résonance  $F_0$ . Pour cette fréquence, l'impédance du couple résonnant s'annule et le maximum de puissance est transmis au transformateur. Le courant est alors parfaitement en phase avec la tension et il est plus facile de commander le redressement synchrone. En s'appuyant sur ce constat et sur les travaux de [13], [12], [9], [14], il est possible de proposer une modification de la topologie LLC qui permette un pilotage à fréquence constante tout en proposant des niveaux de performance en accord avec le cahier des charges. Cette topologie est présentée sur la Fig.7.3 . On appelle cette topologie iLLC pour **Interleaved LLC**.

La cellule de puissance du convertisseur LLC full bridge est modifiée et intègre une inductance couplée que l'on note  $L_C$ . Afin d'annuler la valeur moyenne du courant transmis par chacun des demi-ponts, la capacité résonnante est divisée en deux. Ceci permet d'une part de limiter le courant vue par  $C_R$  mais aussi de rendre la cellule symétrique ce qui est bénéfique pour la CEM.

Contrairement au convertisseur LLC traditionnel, les deux demi-ponts ne sont plus pilotés en opposition de phase et en fréquence. On choisit ici d'implémenter une commande par changement de phase ou PS pour **Phase Shifting**.

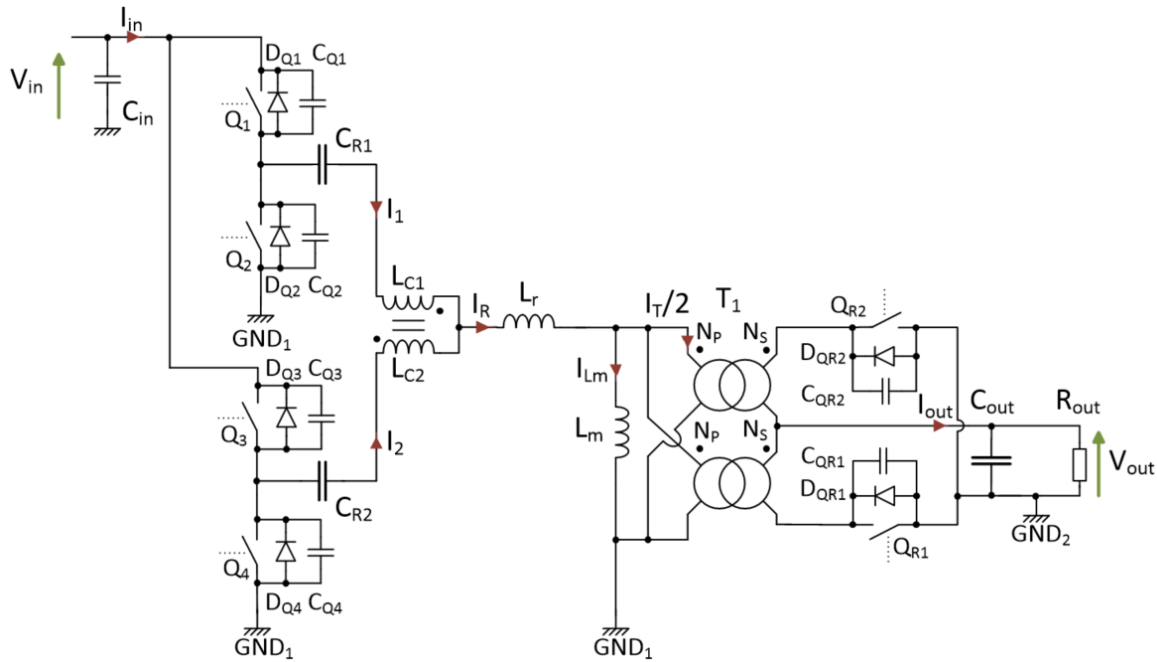


FIGURE 7.3 – Schéma de la cellule de puissance du convertisseur iLLC

Cette méthode de pilotage offre l'avantage de pouvoir travailler à fréquence fixe et d'offrir plus de réactivité sur le contrôle de la tension de sortie. Ces deux points sont cruciaux pour le cahier des charges envisagé. Le développement de cette topologie a fait l'objet d'un dépôt de brevet déposé en France sous la référence **N/Ref : 072512 FR**.

Dans la prochaine partie, une description du principe de fonctionnement et de la méthode de pilotage sera abordée. Nous décrirons ensuite les contraintes sur les différents éléments de la cellule avant de proposer une optimisation du dimensionnement de l'inductance couplée et un exemple d'implémentation du transformateur.

## 7.1 Principe de fonctionnement

Il y a deux avantages à utiliser un convertisseur résonant par rapport à une structure plus conventionnelle. D'une part, la circulation des courants est imposée par la résonance. Ce phénomène s'il est correctement exploité permet de charger/décharger les capacités de sortie des transistors et facilite leur commutation naturelle. D'autre part, le fait de travailler avec des courants ayant des harmoniques de rangs faibles ou même qu'un seul harmonique permet de réduire les pertes dans les composants magnétiques. L'emploi du convertisseur LLC s'avère compliqué à basse charge. En effet, la forme des courants circulant s'éloigne du sinus idéal obtenu à forte charge. En cause, le courant magnétisant qui n'est plus négligeable vis à vis du résonant. Or, le système cible est ici numérique. C'est à dire qu'il alterne les phases de fonctionnement pleine charge avec des phases de fonctionnement à faible charge. Pour résoudre cette problématique, il existe certaines méthodes comme le mode burst qui consiste à piloter le convertisseur en charge nominal pendant des temps courts. L'alternance de ces temps courts permet de réguler la tension de sortie [6], [7], [18]. Mais la mise en œuvre de cette méthode demande une mise en place

de filtres de sortie plus gros afin de filtrer les fréquences plus basses que la fréquence de découpage, complexifie le contrôle et peut rendre instable la régulation. Pour toutes ces raisons nous implémentons ici un système qui ne nécessite aucune modification du mode de contrôle entre le fonctionnement à faible charge et le fonctionnement pleine charge. L'inductance couplée permet ici de sommer les courants issus des deux demi-ponts. Pour comprendre plus facilement son fonctionnement, on se place dans le cas représenté sur la Fig.7.4.

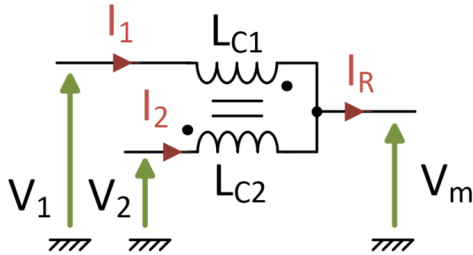


FIGURE 7.4 – Schéma de principe de l'inductance couplée  $L_C$

Nous notons respectivement  $V_1$  la tension du point milieu du demi-pont supérieur et  $V_2$  celle du demi-pont inférieur. Les courants issus de ces deux demi-ponts sont respectivement notés  $I_1$  et  $I_2$ . La tension en sortie d'inductances est notée  $V_m$  tandis que le courant au même point  $I_R$ . Enfin nous notons les tensions aux bornes des inductances  $V_{L_{C1}}$  et  $V_{L_{C2}}$ . Il nous est alors possible d'écrire :

$$\begin{cases} V_1 - V_{L_{C1}} - V_m = 0 \\ V_2 - V_{L_{C2}} - V_m = 0 \end{cases} \quad (7.1)$$

D'autres part, en posant  $M$  comme la mutuelle inductance entre les deux inductances couplées, il est possible d'écrire :

$$\begin{cases} V_{L_{C1}} = \dot{I}_1 L_{C1} - \dot{I}_2 M \\ V_{L_{C2}} = \dot{I}_2 L_{C2} - \dot{I}_1 M \end{cases} \quad (7.2)$$

En sommant les Eq.7.1 et Eq.7.2 et en considérant  $L_{C1} = L_{C2}$ , nous obtenons l'équation suivante :

$$V_1 - V_2 = (\dot{I}_1 - \dot{I}_2) * (L_C + M) \quad (7.3)$$

Le courant  $I_R$  transmis au transformateur peut être trouvé à partir de la somme de  $I_1$  et de  $I_2$ . En faisant l'hypothèse que le couplage est parfait, et que les courants évoluent en sens opposés quand les demi-ponts fonctionnent en opposition de phase, il est possible de donner l'évolution des courants dans  $L_C$  lorsque le convertisseur fonctionne à vide :

$$\dot{I}_1 = \frac{V_1 - V_2}{4 * L_C} \quad (7.4)$$

En choisissant la bonne valeur de l'inductance couplée en fonction de la tension d'entrée maximale et des temps morts autorisés, il est possible de fonctionner en ZVS même à très faible charge de sortie. Pour y parvenir, nous fixons vis à vis du cahier des charges, les courants peak nécessaires pour faire du ZVS :

$$I_{1_{peak}} = 2 * C_{OSS}(V_{IN}) * \frac{V_{IN_{MAX}}}{d_t} \quad (7.5)$$

Puis en utilisant les Eq.7.4 et 7.5, nous pouvons en déduire la valeur de l'inductance couplée  $L_C$  à choisir pour fonctionner en ZVS même à vide :

$$L_C = \frac{d_t}{16 * C_{OSS}(V_{IN})} * \left( \frac{T_S}{2} - 2 * d_t \right) \quad (7.6)$$

Remarquons que la tension d'entrée ne rentre pas dans le choix de la valeur de l'inductance couplée (si on néglige la variation de  $C_{OSS}$ ).  $C_{OSS}$  est fixé ici avec le choix des transistors primaires. En fixant la fréquence de fonctionnement ainsi que les temps morts, on fixe donc la valeur de  $L_C$  :

$$\begin{cases} F_S = 500kHz \\ d_t = 125ns \\ L_C = 10\mu H \end{cases} \quad (7.7)$$



La fréquence choisie est suffisamment grande pour diminuer au maximum la taille des composants magnétiques tout en restant compatible avec un système de contrôle de type micro contrôleur. Les temps morts sont fixés pour être suffisamment faibles vis à vis de la demi-période tout en diminuant au maximum la valeur de  $I_{peak}$ . La partie suivante présente le fonctionnement du convertisseur complet ainsi que la justification du choix des différents composants de la structure.

### 7.1.1 Étude des phases de fonctionnement

Comme pour le convertisseur précédent, nous nous appuyons ici sur les formes d'ondes issues de la simulation. Par le découpage en différentes phases, et l'étude des topologies associées, il sera possible de démontrer le fonctionnement global et de justifier le choix des composants. Les formes d'onde sont obtenues en choisissant un dimensionnement arbitraire, elles démontrent le fonctionnement souhaité et il sera plus facile grâce à elles de remonter au dimensionnement. Elles sont présentées sur la Fig.7.5.

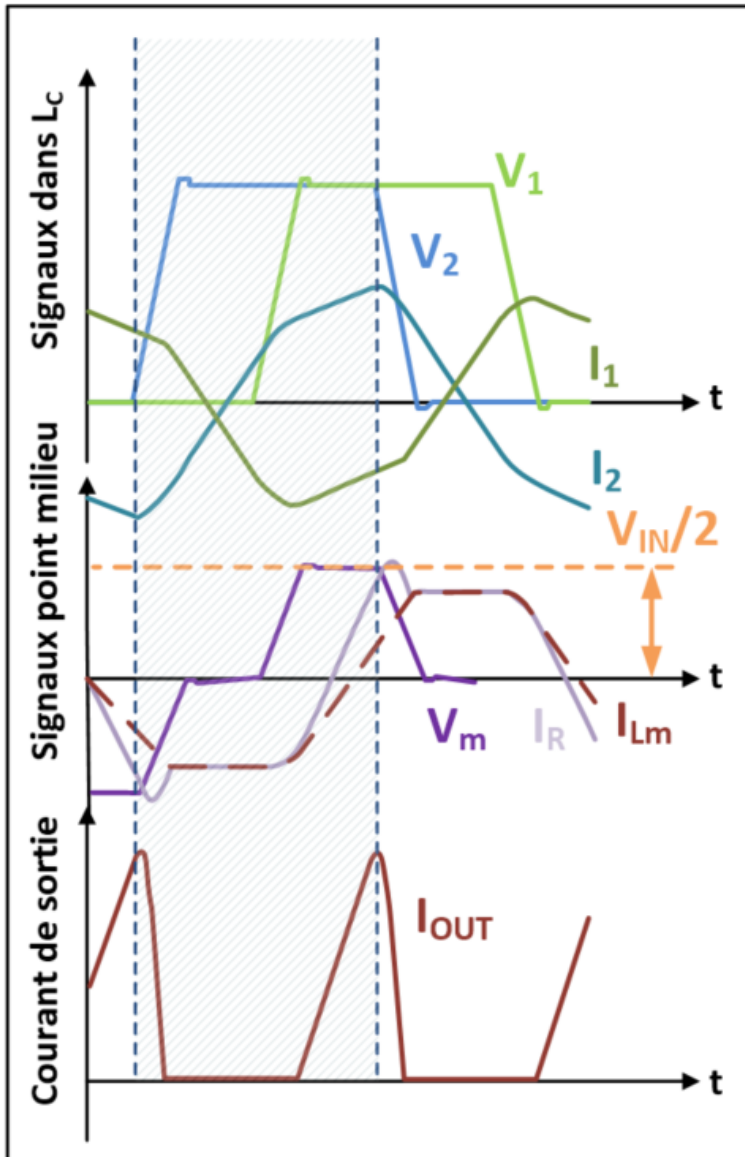


FIGURE 7.5 – Formes d'onde de la structure iLLC

Sur cette figure, les différents signaux d'intérêt de la structure sont représentés :

- En haut, les signaux dans l'inductance couplée. Les tensions des points milieu sont respectivement notées  $V_1$  et  $V_2$  et les courants respectifs  $I_1$  et  $I_2$ .
- Au milieu les signaux d'intérêt au point milieu et au transformateur. La tension au point milieu est la différences des deux tensions  $V_1$  et  $V_2$ . Le courant magnétisant  $I_{L_M}$  est représenté en bordeaux et le courant résonnant  $I_R$  en mauve.
- Enfin en bas, le courant de sortie est représenté. Pour le cas étudié qui est à relativement basse charge, la conduction secondaire est discontinue.

Dans le fonctionnement choisi pour l'exemple, le déphasage entre les commandes des deux demi-ponts primaires est fixé à  $90^\circ$ . Les courants issus des deux demi-ponts,  $I_1$  et  $I_2$  sont quasi-symétriques et en opposition de phase ( $I_1 = -I_2 + I_R$ ). La somme de ces deux courants donne  $I_R$ . La différence de  $I_R$  avec  $I_{LM}$ , une image du courant de sortie. Le choix du fonctionnement global dépend du ratio de transformation que l'on souhaite adopter. En effet, lorsque les deux demi-ponts fonctionnent en phase, le convertisseur est simplement assimilé à un LLC dans lequel les transistors primaires sont mis en parallèle. Le gain de la cellule (induit par la résonance) est considéré unitaire. Nous pouvons donc quantifier l'apport du déphasage primaire sur la tension de sortie. Par exemple, pour une tension de sortie de  $V_{OUT} = 1V$  et avec une tension d'entrée de  $V_{IN} = 100V$  il faudra un rapport de transformation de  $N = 1/50$  et un déphasage nul pour répondre au cahier des charges. Pour un rapport de transformation de  $N = 1/25$  seulement  $90^\circ$  de phase entre  $V_1$  et  $V_2$  permettra de remplir le cahier des charges. Pour notre application, et en prenant en considération la précision de la commande ainsi que la réalisation du transformateur, nous fixons :

$$N = \frac{1}{24} \quad (7.8)$$

Ce rapport de transformation nous permet de fortement limiter les courants au primaire. Comme le ZVS est déjà assuré par  $L_C$  comme nous allons le voir dans la partie suivante, il n'est pas nécessaire de disposer de courant au secondaire. L'impact du courant secondaire sur les pertes primaires est alors très limité.

Nous choisissons ici de fonctionner proche de la fréquence de résonance du couple  $L_R$  et  $C_{R_1} + C_{R_2}$ . La résonance contrôle ici la forme du courant secondaire tandis que la moyenne de la tension au point milieu contrôle la tension de sortie. L'évolution du courant  $I_R$  peut alors être décrite par l'équation suivante :

$$I_R(t) = \left( \frac{V_{IN}}{2} - \frac{V_{OUT}}{N} \right) * \frac{\phi T_S}{L_R} \quad (7.9)$$

$T_S$  représente ici la valeur de la période de fonctionnement. Dans cette équation,  $\phi$  représente le déphasage entre les deux bras primaires, on peut l'exprimer par l'équation suivante en négligeant les temps morts par rapport à la période de conduction :

$$\phi = 2 * \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (7.10)$$

Avec  $T_{ON}$  la période pendant laquelle  $V_1$  et  $V_2$  sont à  $V_{IN}$  en même temps. Pour déterminer la valeur de la tension de sortie il est possible de faire intervenir le gain de la cellule résonnante que l'on note  $G_V$  :

$$V_{OUT} = G_V * \phi * \frac{V_{IN} * N}{2} \quad (7.11)$$

Nous choisissons de faire ici l'hypothèse que le gain reste unitaire pour la fréquence et les composants qui ont été choisis. Cette hypothèse simplificatrice n'occasionne pas d'erreur sur le dimensionnement de la cellule. Le fonctionnement est par nature complètement symétrique, aussi pour simplifier le nombre de phases étudiées, nous choisissons de nous appuyer que sur une demi période de fonctionnement. Celle-ci, hachurée en vert peut être décomposée en 6 phases de fonctionnement distinctes. Il est possible à partir de chaque phase de donner les équations qui décrivent le comportement du système. Nous décomposons la demi période de sorte à pouvoir plus facilement l'étudier sur la Fig.7.6. Ces formes d'ondes ont été obtenues par simulation pour un dimensionnement arbitraire. Les temps morts sont exagérés sur l'exemple représenté pour pouvoir plus facilement discerner les phases. Il est possible de remarquer comme expliqué dans la théorie que les courants dans l'inductance couplée évoluent de façon opposée. La tension au point milieu notée  $V_M$  est bien la différence des tension  $V_1$  et  $V_2$ . Comme sur la structure étudiée précédemment, la différence du courant  $I_R$  avec le courant magnétisant  $I_{LM}$  permet de déterminer l'image du courant de sortie par l'intermédiaire de l'équation :

$$I_{OUT} = \frac{I_R - I_{LM}}{N} \quad (7.12)$$

Le fort ratio de transformation permet de fortement diminuer les pertes et les contraintes sur la partie cuivre des composants magnétiques comme nous allons le voir par la suite.

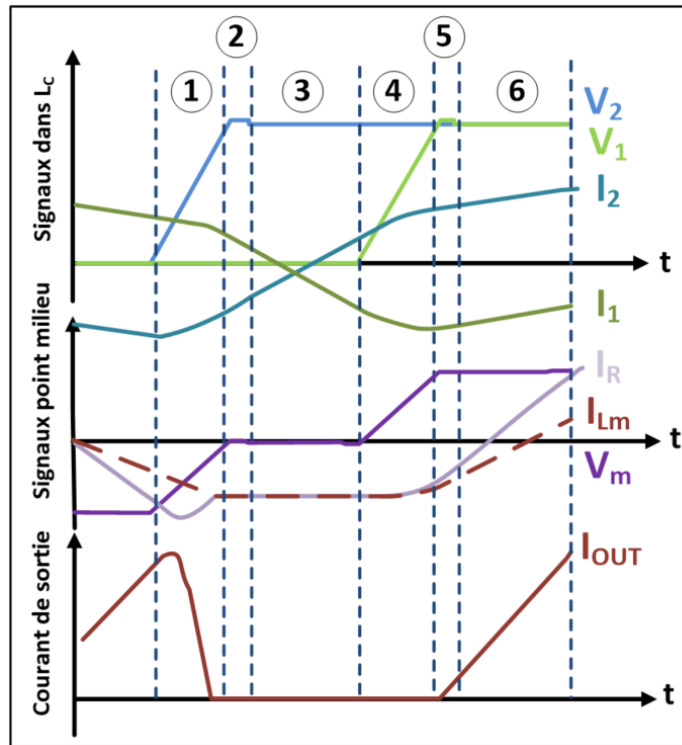


FIGURE 7.6 – Décomposition en 6 phases de fonctionnement

Pour chacune des phases étudiées, nous allons associer une topologie qui représente l'état dans lequel la structure se trouve à ce moment précis de la période. Beaucoup d'hypothèses seront faites pour décrire le comportement d'un convertisseur qui reste complexe. Le souhait de ne pas s'attarder sur tous les détails de fonctionnement est ici motivé par la précédente étude et la spécificité de ce genre de cahier des charges.

### Phase 1

Les différentes phases ont été découpées selon l'état des différents interrupteurs, ainsi, la phase 1 commence avec l'ouverture de  $Q_4$ .

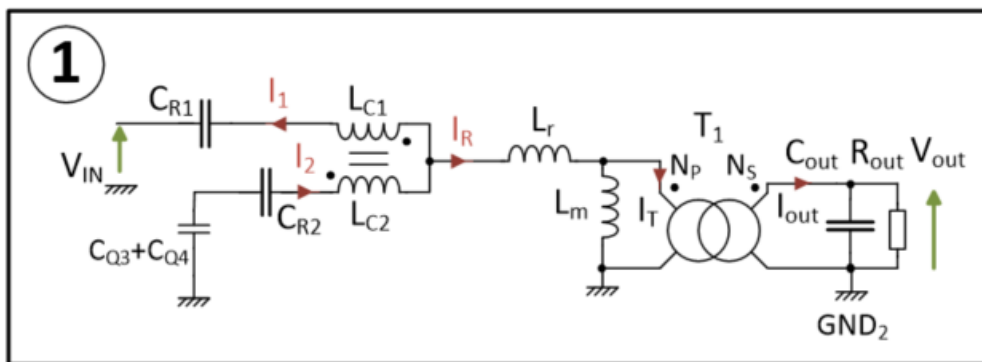


FIGURE 7.7 – Décomposition des topologies de la phase 1. Ouverture de  $Q_4$  et charge des capacités de sortie  $C_{Q3}$  et  $C_{Q4}$

Comme il est représenté sur la Fig.7.7, la première topologie correspond à la mise ON en ZVS

de  $Q_3$ . Lors de cette phase,  $C_{Q_3}$  étant chargée à  $V_{IN}$  et  $C_{Q_4}$  à 0V, le ZVS revient à charger les deux capacités à la tension d'entrée. Nous faisons pour cela l'approximation que les capacités ont un comportement linéaire à la charge et que ce comportement est identique à la décharge. Pour y parvenir, nous disposons alors d'un courant  $I_{2_{valley}}$  et d'un temps mort fixe  $d_t$ . Contrairement à la topologie précédente, les capacités de sortie des transistors ne résonnent pas et on peut faire ici l'hypothèse que les transferts de charges se font de façon linéaire. Trois raisons viennent consolider cette hypothèse. Premièrement les capacités de sorties des transistors sont faibles car nous travaillons ici à plus haute tension. Deuxièmement, l'énergie dans les inductances étant grande vis à vis de celle dans les capacités à décharger, il n'y a pas de résonance à la fréquence considérée. Enfin, l'inductance couplée a été dimensionnée pour garantir le ZVS à vide. Dans tous les autres cas, le courant aura une amplitude plus importante car il correspondra à la valeur du courant précédent sommé avec le courant de sortie ramené au primaire. Il est donc possible d'écrire dans notre cas le courant  $I_2$  à la fin de ce transfert d'énergie que l'on notera  $I_{2_f}$  en fonction du courant au début de la commutation  $I_{2_d} = I_{2_{valley}}$  :

$$I_{2_f} = \sqrt{I_{2_d}^2 - \frac{2C_Q}{L_C} * V_{IN}^2} \quad (7.13)$$

Le comportement de la tension  $V_2$  durant cette phase de fonctionnement peut alors être exprimé grâce à l'équation suivante (approximation linéaire) :

$$V_2(t) = \frac{I_2}{2 * C_Q} * t \quad (7.14)$$

Le secondaire étant couplé pendant cette phase, le courant magnétisant  $I_{L_M}$  évolue lui aussi. Son évolution est dictée par  $V_{OUT}$  et par sa valeur en début de la phase précédente que l'on note  $I_{L_{Mmax}}$ . Ces comportements sont décrits par :

$$\begin{cases} I_{L_{Mmax}} = \frac{V_{OUT}}{L_M} \frac{\Phi T_S}{2} \\ I_{L_M}(t) = I_{L_{Mmax}} - \frac{V_{OUT}}{L_M} * t \end{cases} \quad (7.15)$$

$\omega_S$  fait ici référence à la pulsation de fonctionnement. Pendant ce temps, le courant  $I_{OUT}$  décroît. L'inductance couplée joue ici un rôle de bloqueuse de courant. Les tensions primaires vues par l'inductance sont centrées sur 0V en raison des capacités résonnantes  $C_{R_1}$  et  $C_{R_2}$  qui sont montées en série. Imposer des tensions inverses au niveau des deux enroulements annule l'implication de  $V_{IN}$  dans le courant résultant en sortie d'inductance couplée. En l'absence de tension provenant du primaire, seulement le secondaire encore couplé fait décroître le courant  $I_R$ . L'équation qui décrit ce mode de fonctionnement est donnée par :

$$T_{dec} = \frac{I_{OUT_{peak}} - I_{L_{Mmax}}}{\frac{V_{OUT}}{N * L_R}} \quad (7.16)$$

$I_{OUT_{peak}}$  représente ici le courant maximum au secondaire du convertisseur. Une fois que le courant secondaire s'annule, le transistor de redressement  $Q_{R_2}$  s'ouvre. Le temps que met le courant à s'annuler en prenant comme origine des temps le début de la phase 1 est noté  $T_{dec}$ . La fin de la charge de  $C_{Q_3} + C_{Q_4}$ , lorsque  $V_2 = V_{IN} + V_D$  ( $V_D$  la tension forward de la diode de body de  $Q_3$ ), marque le début de la mise en conduction de  $D_{Q_4}$ . À la mise en conduction de  $D_{Q_4}$  débute la phase 2.

**Phase 2**

Cette phase de fonctionnement dure jusqu'à la fin du temps mort  $d_t$ . Sa topologie est décrite sur la Fig.7.8.

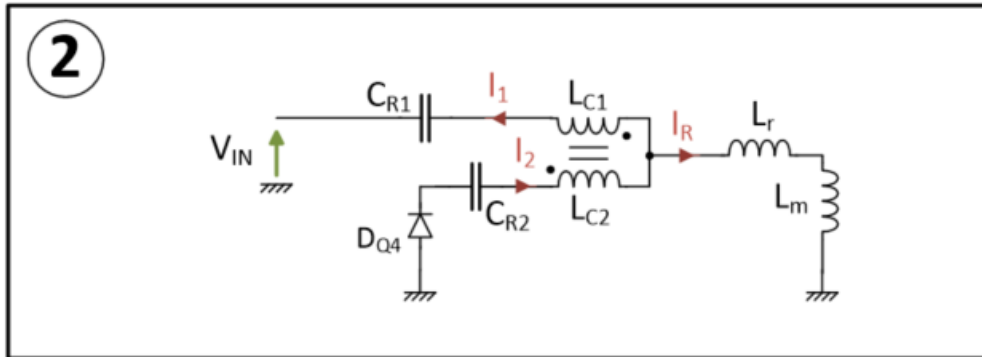


FIGURE 7.8 – Topologie de la phase de fonctionnement 2

En raison des fortes similarités avec la topologie de la phase 3, nous choisirons d'étudier les formes d'onde à travers la phase de fonctionnement 3. Nous faisons ici l'hypothèse que la tension forward de la diode n'influe pas sur le comportement du système global. Le début de la phase 3 est marqué par la mise en conduction à zéro tension de l'interrupteur  $Q_4$ .

**Phase 3**

Cette phase de fonctionnement est illustrée sur la Fig.7.9. Elle est identique à la précédente en tout point mis à part  $D_{Q4}$  qui a été remplacée par un fil (interrupteur  $Q_4$  fermé).

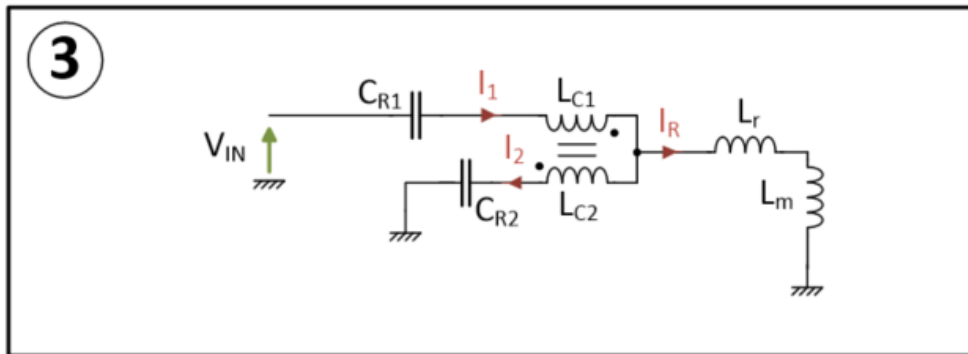


FIGURE 7.9 – Topologie de la phase de fonctionnement 3

Dans cette phase de fonctionnement, le secondaire est découplé et il n'y a pas de courant transmis au primaire en raison des valeurs de  $V_1$  et  $V_2$  qui sont opposées. Le courant  $I_R$  est alors égal au courant magnétisant  $I_{L_M}$  et reste constant car non soumis à une sollicitation quelconque. Les deux enroulements de  $L_C$  voient alors des tensions résultantes de la différence des deux tensions imposées au primaire  $V_1$  et  $V_2$ , la variation de  $I_2$  peut être mise sous la forme :

$$I_2 = \frac{V_{IN}}{4 * L_C} = -I_1 \tag{7.17}$$

Les courants  $I_1$  et  $I_2$  changent de signe durant cette période de fonctionnement. La moyenne des courants reste nulle en raison de la symétrie parfaite des deux demi-ponts. Le changement de

signe des courants couplés est profitable puisqu'il permet le ZVS de  $Q_1$  sur le demi-pont supérieur.

La fin de cette sous période de fonctionnement est marquée par la mise OFF de  $Q_2$ . Cette commutation est donc uniquement fixée par le déphasage  $\phi$  choisi.

#### Phase 4

Pendant cette phase de fonctionnement, l'interrupteur  $Q_2$  est ouvert. La capacité  $C_{Q1}$  se décharge de  $V_{IN}$  à 0V tandis que  $C_{Q2}$  évolue en sens inverse. La topologie est représentée sur la Fig.7.10.

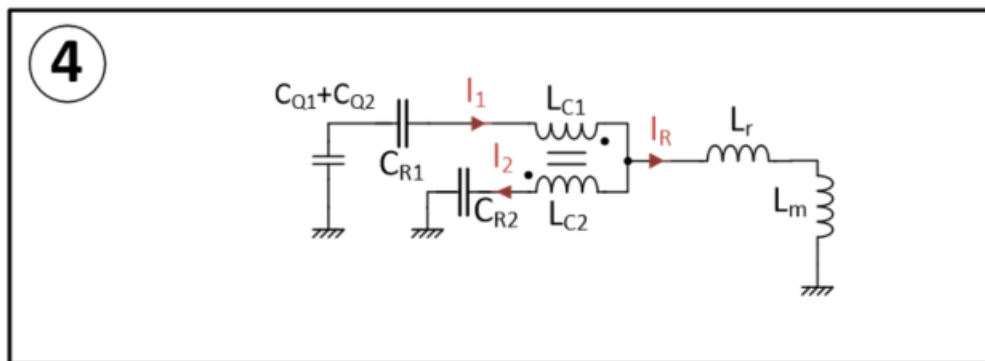


FIGURE 7.10 – Topologie de la phase de fonctionnement 4

Le transfert d'énergie occasionne une diminution de la valeur du courant  $I_1$  comme exprimé dans l'Eq.7.13. L'évolution de la tension  $V_1$  est similaire à celle décrite dans l'Eq.7.14. Une fois le transfert d'énergie entre les capacités effectué,  $V_1$  se retrouve à la tension  $V_{IN} + V_D$  ce qui met en conduction la diode de body du transistor  $Q_1$ . C'est le début de la phase 5.

#### Phase 5

La topologie de la phase 5 est illustrée sur la Fig.7.11. Pour les mêmes raisons que précédemment, nous ne nous attarderons pas sur cette phase puisque le fonctionnement est sensiblement identique à celui de la phase 6.

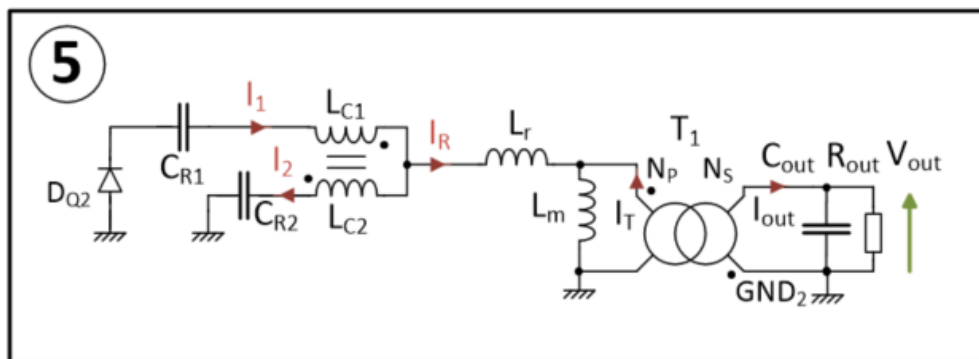


FIGURE 7.11 – Topologie de la phase de fonctionnement 5

**Phase 6**

Dans cette phase, la tension au point milieu est non nulle, un courant est imposé à travers l'inductance résonnante  $L_R$ . Le secondaire est couplé par l'intermédiaire de l'interrupteur de redressement synchrone  $Q_{R2}$ . Ce qui entraîne la variation du courant magnétisant  $I_{L_M}$  qui peut être exprimé par l'Eq.7.15.

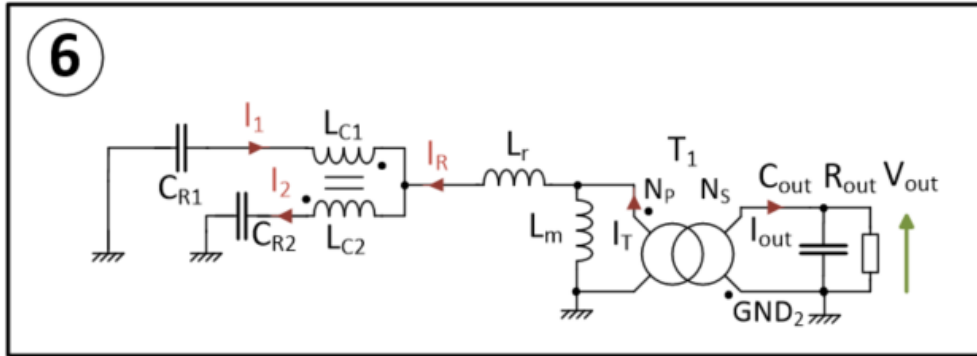


FIGURE 7.12 – Topologie de la phase de fonctionnement 6

L'inductance résonnante voit alors d'une part la tension secondaire ramenée à travers le ratio de transformation  $N$  et d'autre par la tension du point milieu  $V_M$  qui vaut à ce moment là  $V_{IN}$ . On l'exprime par :

$$I_R(t) = \frac{(V_{IN} - \frac{V_{OUT}}{N})}{L_R} * t \quad (7.18)$$

Les demi-ponts primaires étant en phase, l'inductance couplée est transparente vis à vis de son fonctionnement. On peut alors considérer, comme les deux phases primaires sont parfaitement symétriques que le courant de sortie ramené est équitablement partagé entre les deux bras. C'est l'augmentation que l'on peut observer sur ces courants durant cette phase de fonctionnement. Nous avons ici fait l'hypothèse que l'évolution des courants dans la structure était complètement linéaire pour des soucis de simplification. Pour y parvenir, nous dégradons intentionnellement le facteur de qualité du couple résonnant en prenant une capacité résonnante de forte valeur et en abaissant la valeur de l'inductance résonnante.

Ce fonctionnement présente l'avantage de permettre un contrôle de l'amplitude des courants transmis à travers  $L_R$  mais dégrade le rendement en augmentant la valeur des courants pics au secondaire. Il aurait été possible d'implémenter un comportement résonnant afin d'augmenter la période de conduction secondaire et diminuer son courant efficace. Le reste du fonctionnement de la structure n'est pas décrit ici puisqu'il suit exactement les mêmes principes que ceux déjà abordés. Les 6 phases décrites se répètent tandis que les courants changent de signe. Par l'étude rapide de la structure nous avons pu démontrer sa capacité à fonctionner en ZVS au primaire dans tous les cas de courant de sortie.

Le contrôle du redressement synchrone est ici particulièrement facile puisqu'il reste synchrone pour tous les déphasages envisagés. Pour le dimensionnement pris pour exemple, la conduction discontinue offre l'avantage de pouvoir facilement présenter des plages de ZCS pour les interrupteurs secondaires. La réalisation des magnétiques est ici plus délicate puisque les contraintes magnétiques sur l'inductance couplée sont fortes (forte amplitude de champs dans le noyau) ainsi que les contraintes sur la fabrication du transformateur en technologie planar (fort nombre de tours au primaire et forts courants secondaires). La prochaine partie que nous allons aborder est dédiée à ce sujet. Nous nous intéresserons aux solutions techniques à envisager pour répondre à ces deux problématiques et à leur mise en œuvre.

## 7.2 Contraintes sur les magnétiques

Le but de cette partie est de démontrer la faisabilité des composants magnétiques de la structure qui sont au cœur du fonctionnement de la topologie proposée. Il est pour cela nécessaire de s'assurer que les pertes engendrées par cette structure et la difficulté de mise en œuvre sont compatibles avec l'application. Ce travail a déjà fait l'objet d'un papier à la conférence ESPC (European Space Power Conference) [2].

Contrairement à la topologie Flyback présentée précédemment, nous choisissons de présenter seulement la mise en œuvre de  $L_C$  et  $T_1$  en technologie planar. La réalisation de  $L_R$  étant peu contraignante ici, elle ne sera pas abordée.

### 7.2.1 Dimensionnement de $L_C$

L'inductance couplée présentée ici à un fonctionnement original qui a rarement été mis en œuvre. Contrairement à un transformateur conventionnel, les champs issus des deux enroulements que l'on notera  $N_1$  et  $N_2$ , s'additionnent lorsque les deux demi-ponts sont en opposition de phase. Le fonctionnement à vide, ou à tension de sortie pilotée à zéro est donc plus contraignant au niveau de ce composant qui voit une source de champ deux fois plus importante que dans une inductance conventionnelle.

Cette première contrainte nous mène à correctement dimensionner le noyau de  $L_C$ . Limiter les pertes à vide est un des enjeux de ce dimensionnement. Le choix du rapport de transformation est ici avantageux puisque les courants au primaire restent relativement faibles sur toute la plage d'utilisation. Il en résulte que le cas d'utilisation le plus contraignant pour  $L_C$  est le cas à vide. Les forts champs dans le noyau et les faibles courants dans les enroulements sont des problèmes rarement traités dans un dimensionnement. Aussi, les noyaux conventionnels sont rarement optimisés pour ce type d'application. Un noyau qui présenterait suffisamment de section fer serait trop gros pour l'application et les enroulements seraient sur-dimensionnés vis à vis de la fenêtre de bobinage proposée.

Pour cette raison, et en nous appuyant sur les travaux de [16], [10], [19], [17], [5], [4], nous choisissons de réaliser nous même le noyau de  $L_C$ . Pour cela, un procédé de découpage des matériaux ferromagnétiques a été spécifiquement développé. La méthode consiste à utiliser un laser de puissance modéré pour ne pas détériorer les propriétés mécaniques et magnétiques du matériau localement. Un nombre de passes élevé ainsi qu'un contrôle de la distance à l'objet permet de focaliser de façon optimale le rayon et d'obtenir une précision de découpe de l'ordre de  $50\mu m$ . Contrairement aux méthodes traditionnelles qui demandent des moyens plus conséquents, il n'est possible de tailler que des pièces dans le plan pour des faibles épaisseurs de matériau. Aussi, les géométries qui seront ici proposées tiendront compte de la méthode de fabrication.

La mise en œuvre du noyau nous donne un degré de liberté supplémentaire dans la réalisation des magnétiques. Les dimensions des composants qu'il est possible de fabriquer représentent alors un ensemble continu de solutions contrairement à la mise en œuvre proposée pour le convertisseur précédent. Cette possibilité nous amène à la mise en œuvre d'un algorithme d'optimisation des dimensions géométriques de l'inductance couplée. Nous définissons pour cela une géométrie que nous paramétrons suivant deux grandeurs principales.  $L_{Co}$  pour Copper length ou largeur de la piste en cuivre sur le PCB. Cette grandeur est directement liée aux pertes cuivre dans le transformateur.  $L_{Fer}$  pour Ferrite Length. Cette longueur est représentative des pertes fer dans le noyau du composant. La géométrie ainsi que ces deux paramètres sont illustrés sur la Fig.7.13.

Sur cette figure, la  $L_{Co}$  est représentée pour un seul tour autour d'une des deux jambes. Il est à noter que les distances spécifiques à la fabrication sont aussi prises en compte dans le dimen-



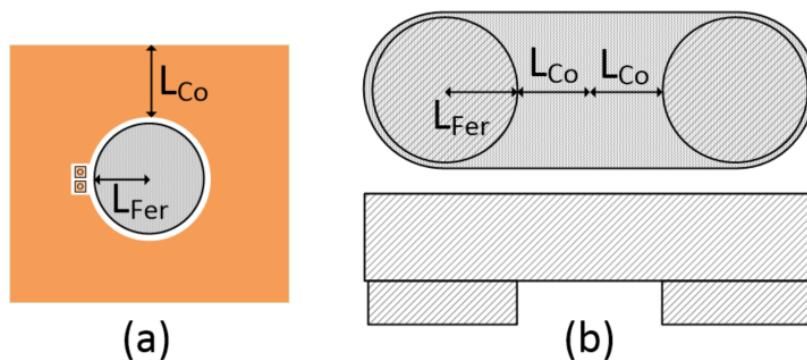


FIGURE 7.13 – Paramétrisation de la géométrie employée pour  $L_C$ . (a) Vue schématique d'un plan de cuivre pouvant accueillir  $N$  enroulements (b) Vue de dessus et de côté d'un demi noyau de ferrite

sionnement. Entre deux spires consécutives il faut soustraire à la largeur effective de la piste les longueurs propres aux marges de fabrication PCB. D'autre part, la géométrie retenue ici est particulièrement adaptée aux composants à réaliser. Même si l'augmentation de  $L_{Fer}$  entraîne une augmentation du parcours moyen du courant sur un plan de cuivre, il apparaît que ces deux grandeurs peuvent évoluer de façon indépendante pour réduire au mieux les pertes. L'assemblage de deux demi-noyaux nous permet de construire un noyau complet.

Le choix de la ferrite employée pour la réalisation de ce composant n'étant pas fixé, nous optons pour un dimensionnement sans aprioris. Dans ce dimensionnement nous fixons le nombre de matériaux disponibles à 4 qui sont le 3F36 et 3F46 de chez Ferroxcube, le ML91S de chez Hitachi et le N49 des chez EPCOS. Comme pour le dimensionnement précédent, nous déterminons les différents modèles de pertes à partir des documentations fournies par les constructeurs. Ces modèles n'offrent pas une précision extraordinaire mais les formes d'ondes sont ici quasi-sinusoïdales et ils devraient donc être plus précis que pour le dimensionnement précédent. Les coefficients des modèles obtenus sont donnés dans le tableau de la Fig. 7.1.

TABLEAU 7.1 – Paramètres du modèle de perte de Steinmetz pour les différents matériaux ferromagnétiques

<i>Paramètres</i>	K	$\alpha$	$\beta$
<b>3F36</b>	$1.12 \times 10^{-4}$	2.195	2.720
<b>3F46</b>	$5 \times 10^{-11}$	2.6	2.4
<b>N49</b>	$1.3 \times 10^{-6}$	2.645	1.982
<b>ML91S</b>	$6.49 \times 10^{-6}$	1.938	3.335

Comme pour le dimensionnement précédent, plusieurs étapes préliminaires permettent, en accord avec le choix des valeurs fait dans la partie dimensionnement, de ne simuler que les configurations qui conviendraient à l'application. Pour cela, nous commençons par déterminer la réductance du noyau en fonction des paramètres géométriques  $L_{Co}$  et  $L_{Fer}$ . Puis, par une fonction de minimisation le nombre de spires sur chaque jambes du noyau afin d'obtenir la valeur de  $L_C$  prédéterminée. Si une solution qui s'écarte de moins de 10% de la valeur nominale existe, nous pouvons passer à la partie simulation. Dans cette partie, nous utilisons toujours le logiciel FEMM afin de déterminer pour le matériau donné les différentes grandeurs dimensionnantes dans les pires cas de fonctionnement.

Pour la détermination des courants à injecter dans les enroulements sur la simulation, ceux-ci sont déterminés à partir de l'Eq.7.5. Les enroulements sur la simulation sont disposés tels que les champs issus des deux enroulements s'additionnent. Deux simulations sont menées pour chacune des configurations retenues. La première vise à calculer les pertes Fer maximales lorsque les bras sont en opposition de phase. La seconde les pertes cuivre maximales lorsque le courant de sortie est de 50A au secondaire et que les bras sont déphasés de 90°.

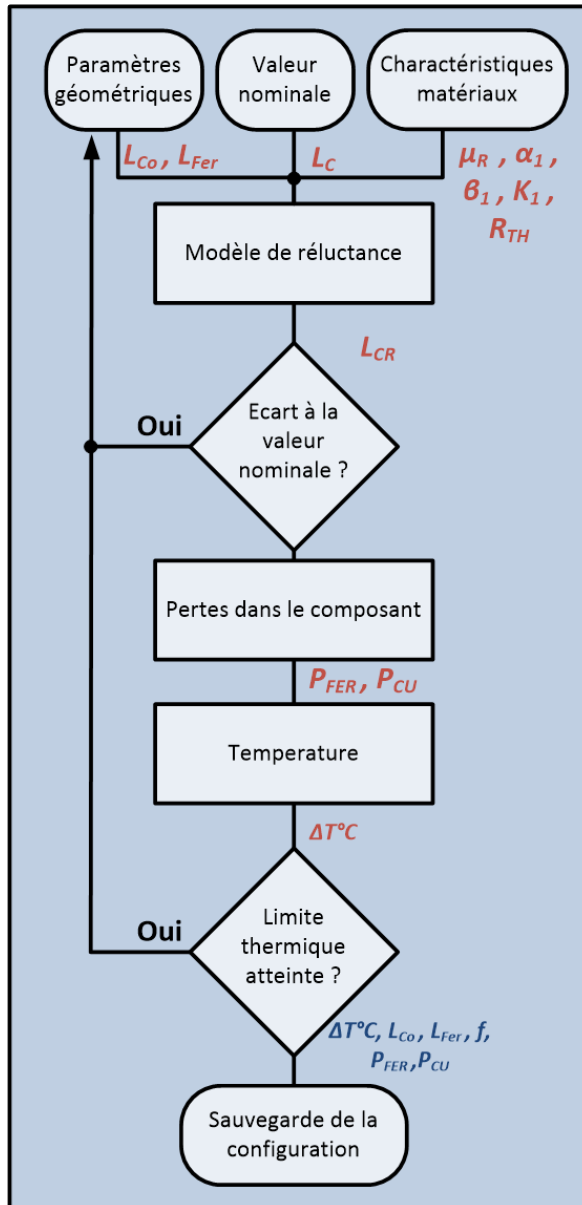


FIGURE 7.14 – Diagramme de l’algorithme d’optimisation pour le dimensionnement de  $L_C$

Plusieurs valeurs sont renseignées avant de lancer chaque simulation. Ainsi, l'évolution de la perméabilité du matériaux en fonction du niveau d'induction est donnée afin de prendre en considération les effets de saturation que le matériau pourrait rencontrer. Un second point demeure important dans le dimensionnement que l'on veut obtenir. Comme pour le précédent une limite thermique est imposée par les normes liées à l'application et on souhaite que l'élévation de la température maximale du composant au niveau des enroulements ne dépasse pas :

$$\Delta T_{max} = 20^{\circ}\text{C} \quad (7.19)$$

Pour y parvenir, nous faisons un certain nombre d'hypothèses comme ne considérer que la conduction thermique dans nos calculs, et supposer que dans l'application finale, le composant sera noyé dans de la résine de type époxy. Connaissant la conductivité thermique de chacun des matériaux que l'on note  $R_{TH}$  il est possible de remonter à l'élévation de température du composant. Le programme renvoie pour chaque valeur géométrique retenue une valeur de perte (max Fer + max Cu) et une valeur de volume. L'aire calculée est la surface occupée par le transformateur sur le PCB. Le programme ainsi obtenu est utilisé en tant que fonction coût d'un algorithme d'optimisation. Comme précédemment, nous utilisons une fonction d'optimisation génétique multi-objectifs. La population initiale est fixée à 20 individus par matériau et le nombre de génération à 10. Le coefficient de mutation à 10%.

Les résultats de l'optimisation sont représentés sur la Fig.7.15. Chacun des matériaux est représenté sur le graphique avec une couleur différente. Il est possible d'observer, malgré le faible nombre d'individus pour chacun des matériaux, les fronts de Pareto démontrant l'existence d'un point optimal de dimensionnement. A chaque point de fonctionnement il est possible de donner une élévation de température en fonction de la surface occupée par le composant sur le PCB. Il est donc possible d'encadrer (en vert) les individus qui respectent la limite d'élévation de température imposée et donc de choisir celui avec l'occupation de surface la plus faible parmi ceux ci. Le matériau retenu à l'issu de cette optimisation est le ML91S de chez Hitachi. Les paramètres de l'optimisation qui ont permis de parvenir aux points optimaux pour chacun des matériaux sont

donnés dans le Tab.7.2.

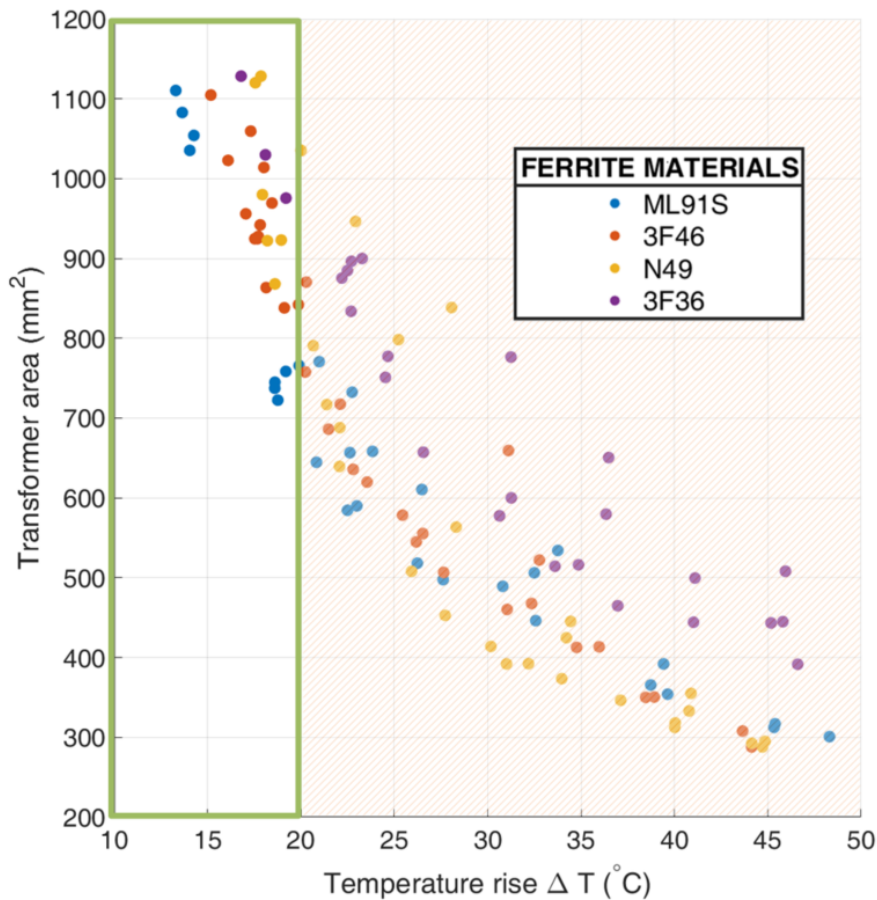


FIGURE 7.15 – Résultats de l’optimisation par algorithme génétique. Chaque point représente une configuration possible. La zone verte, la zone pour laquelle l’élévation de température respecte la norme

TABEAU 7.2 – Points de dimensionnement optimaux pour chacun des matériaux

<b>Paramètres</b> <b>Unités</b>	$L_{Co}$ <i>mm</i>	$L_{Fe}$ <i>mm</i>	$P_{Co}$ W	$P_{Fe}$ W	Aire <i>mm<sup>2</sup></i>
ML91S	4.77	4.21	0.53	0.27	645
3F46	4.56	5.16	0.61	0.4	757
N49	4.63	5.32	0.62	0.44	790
3F36	5.56	4.89	0.52	0.47	875

Le choix du ML91S est d’autant plus justifié que les pertes fer sont faibles et augmenteront d’autant plus les performances à faible charge. Les dimensions totales restent faibles vis à vis de l’aire que l’on s’autorise pour le convertisseur. Dans la prochaine partie, nous aborderons les contraintes de réalisation du transformateur.

Le cahier des charges impose une fort nombre de tours au primaire et un très fort courant efficace au secondaire. La géométrie qui a déjà été présentée ne permet pas de résoudre cette problématique. Pour y parvenir, nous allons utiliser une mise en œuvre innovante déjà traitée dans quelque travaux [16], [5].

### 7.2.2 Propositions pour $T_R$

Un changement dans la géométrie du noyau permet d'augmenter le ratio de transformation comme présenté sur la Fig.7.16.

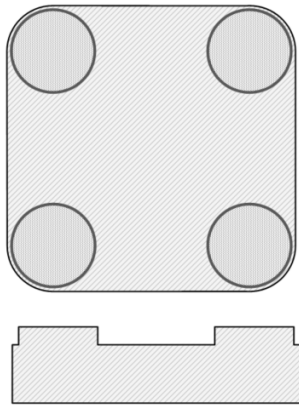


FIGURE 7.16 – Forme proposée pour un demi-noyau du transformateur

Multiplier le nombre de jambes disponibles sur le noyau du transformateur permet d'une part, d'augmenter le nombre de secondaires que l'on va pouvoir mettre en parallèle et donc de diminuer le courant par secondaire. D'autre part, cette modification accorde plus de liberté sur la façon de router les enroulements en technologie planar. En effet, sur la géométrie proposée, le ratio de transformation est déterminé par le nombre de tours sur l'ensemble des jambes. Comme nous le montre un exemple illustré sur la Fig.7.17, il est possible d'observer qu'avec un nombre de couches limité (ici 4), il est possible d'obtenir un ratio de transformation élevé (16).

En diminuant la taille des différents enroulements, et comme les courants au primaire restent faibles, il est possible de parvenir au ratio de transformation fixé. Cette implémentation offre l'avantage d'être compacte vis à vis des solutions existantes mais sa mise en œuvre est complexe. Le choix de l'inductance magnétisante et le calcul de la réluctance du noyau sont des paramètres qu'il est nécessaire de déterminer à l'aide d'un logiciel d'analyse éléments finis 3D. Le déséquilibre entre les phases est un problème qu'il faut considérer ici.

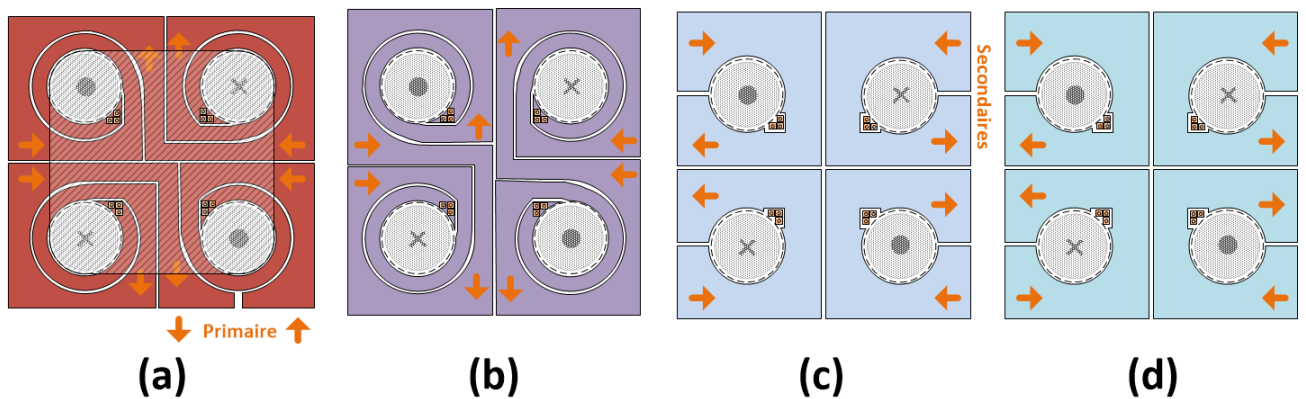


FIGURE 7.17 – Exemple d'implémentation des enroulements du transformateur planar matriciel

Nous avons fait apparaître sur cet exemple 4 secondaires, configurés en parallèle ((c) et (d)). Chaque demi-enroulement secondaire situé sur la couche supérieure possède son équivalent en parallèle sur la couche inférieure. Il n'y a donc que deux signaux de commande à générer pour piloter l'ensemble des redresseurs synchrones. La disposition des secondaires sur les faces extérieures du PCB permet de diminuer l'impédance et les inductances parasites des pistes mais aussi diminue les coûts de production en limitant le nombre de couches de forte épaisseur de cuivre. L'usinage du matériau est délicat. Nous procédons comme avec l'inductance couplée par gravure d'un brut au laser. Les plus fortes épaisseurs de matériaux et la procédure d'assemblage des différentes pièces font qu'il reste difficile d'industrialiser la fabrication de ce type de composant. Nous avons proposé une géométrie pour la mise en œuvre des composants du convertisseur iLLC. Nous pouvons maintenant conclure sur les enjeux et contraintes liés au développement de cette nouvelle topologie de conversion.

### 7.3 Conclusion

Dans cette partie nous avons rapidement présenté la mise en œuvre d'une topologie de convertisseur innovante qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet. Cette topologie est particulièrement adaptée aux forts courants et basse tension de sortie. À travers un dimensionnement générique, nous avons démontré les avantages de cette topologie qui sont principalement, le fonctionnement à fréquence fixe, la commutation naturelle primaire et secondaire indépendante du courant de sortie et la simplicité de la commande.

Le fonctionnement à fréquence fixe est ici un avantage car il permet de connaître précisément les alternances du courant sur la période et facilite grandement le pilotage du redressement synchrone. Il permet par ailleurs un dimensionnement plus précis des magnétiques et simplifie la commande des demi-ponts primaires.

La commutation naturelle au primaire est assurée par un dimensionnement correct de  $L_C$  dans les cas de faibles charges et un choix convenable du rapport de transformation dans les cas à plus fortes charges. Les expressions littérales du comportement des courants dans la structure sont simples à déterminer car il s'agit le plus souvent d'évolutions linéaires. Les courants primaires sont maintenus très bas sur toute la plage de fonctionnement, ce qui permet de fortement limiter les pertes au primaire. Le pilotage de la tension de sortie se fait par le déphasage des commandes pleines ondes des deux demi-ponts primaires. Le choix du ratio de transformation se fait en fonction de la précision disponible sur le déphasage et de la précision de la tension de sortie envisagée.

La complexité de la mise en œuvre de ce convertisseur se situe surtout au niveau des composants magnétiques. L'inductance couplée nécessite un dimensionnement particulier pour ne pas pénaliser les performances du convertisseur à faible charge. Le transformateur quant à lui demande un ratio de transformation important qu'il est difficile de mettre en pratique en technologie planar. Pour ces raisons nous avons rapidement proposé des solutions à ces deux contraintes à travers l'implémentation de noyaux de ferrite customisés.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'inductance couplée  $L_C$ . Les contraintes sur les pertes fer à faibles charges et celles sur les pertes cuivre à fortes charges ont été résolues par une optimisation du dimensionnement sous contraintes. Ce dimensionnement a permis de choisir la configuration qui d'une part respectait les normes liées à l'application et d'autre part limitait le volume du composant.

Enfin nous avons rapidement présenté une implémentation du transformateur à travers une configuration planar matricielle. Cette configuration permet d'une part d'augmenter le nombre d'enroulements primaires en utilisant les 4 jambes de bobinage disponibles mais augmente aussi le nombre de secondaires qu'il est possible de mettre en parallèle. Par une diminution des courants dans chaque secondaire, on augmente les performances de la conversion.

Dans les prochaines étapes du développement de ce convertisseur, nous envisageons de pousser l'étude du transformateur à travers des outils plus performants comme COMSOL. La caractérisation de ces composants demandera un banc dédié pour la vérification de la concordance de la théorie et de la pratique. Enfin, nous espérons pouvoir démontrer l'intérêt de la structure dans des cas très forts courants comme celui qui a été illustré ici à travers plusieurs réalisations pratiques.

### 7.4 Références

- [1] Ahmed, M. H., Lee, F. C., and Li, Q. (2019). Design Optimization of Unregulated LLC Converter with Integrated Magnetics for Two-Stage 48V VRM. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 521–528.
- [2] Colonna, C., Dubus, P., and Labrousse, D. (2019). Transformer optimization for 3d plus universal rcn front end converter. pages 1–8.

- [3] Das, R. and Le, H.-p. (2019). Hybrid Converter for POL Applications in Data Centers and Telecommunication Systems. *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1997–2001.
- [4] Fei, C., Gadelrab, R., Li, Q., and Lee, F. C. (2019). High-Frequency Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with GaN Devices and Integrated Planar Magnetics. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, PP(c) :1.
- [5] Fei, C., Lee, F. C., and Li, Q. (2017). High-efficiency High-power-density LLC Converter with an Integrated Planar Matrix Transformer for High Output Current Applications. 0046(c).
- [6] Fei, C., Li, Q., and Lee, F. C. (2018). Digital Implementation of Light-Load Efficiency Improvement for High-Frequency LLC Converters with Simplified Optimal Trajectory Control. 6777(1).
- [7] Feng, W., Lee, F. C., and Mattavelli, P. (2013). Simplified Optimal Trajectory Control (SOTC) for LLC Resonant Converters. 28(5) :2415–2426.
- [8] Jia, P. and Chen, Q. (2019). A Two-Stage Isolated Converter without Intermediate Capacitor for Wide Voltage Range Applications. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1315–1320.
- [9] Kumar, A., Lu, J., and Afridi, K. K. (2015). Enhanced-accuracy augmented state-space approach to steady-state modeling of resonant converters. In *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–6. IEEE.
- [10] Li, M., Ouyang, Z., and Andersen, M. A. E. (2018). High Frequency LLC Resonant Converter with Magnetic Shunt Integrated Planar Transformer. 8993(c).
- [11] Lin, H., Jin, X., Yao, W., Lyu, Z., Deng, Y., and Sun, X. (2016). A vary mode control-based high-efficiency full-bridge LLC resonant converter operating in super wide input voltage range. In *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference, SPEC 2016*.
- [12] Lu, J., Kumar, A., and Afridi, K. K. (2016a). Step-down impedance control network resonant DC-DC converter utilizing an enhanced phase-shift control for wide-input-range operation. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–6. IEEE.
- [13] Lu, J., Kumar, A., and Afridi, K. K. (2017). Closed-loop control of impedance control network resonant DC-DC converter. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 244–250. IEEE.
- [14] Lu, J., Kumar, A., Afridi, K. K., Lu, J., Kumar, A., and Afridi, K. K. (2016b). A Step-Superposition Based Analysis Approach to Modeling Resonant Converters.
- [15] Minxiang, G., Xin, Z., and Arijit, R. (2020). Non-isolated 48V-to-1V Heterogeneous Integrated Voltage Converters for High Performance Computing in Data Centers. pages 411–414.
- [16] Peluso, L. and Kolar, J. W. (2018). New PCB Winding " Snake-Core " Matrix Transformer for Ultra-Compact Wide DC Input Voltage Range Hybrid B + DCM Resonant Server Power Supply.
- [17] Schafer, J., Bortis, D., and Kolar, J. W. (2020). Optimal Design of Highly Efficient and Highly Compact PCB Winding Inductors.
- [18] Tian, S., Lee, F. C., and Li, Q. (2020). Equivalent Circuit Modeling of LLC Resonant Converter. 1(c).
- [19] Zhu, G., McDonald, B. A., and Wang, K. (2011). Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters. 26(5) :1355–1363.



## Chapitre 8

# Conclusions et perspectives

Initiée avec la guerre froide, l'aventure spatiale suscite aujourd'hui encore un fort intérêt scientifique et économique et continue à nourrir l'imaginaire collectif. Le contrôle de l'espace, nouveau territoire convoité par les deux fronts a progressivement laissé sa place à une économie mondialisée et de nombreux systèmes d'informations sophistiqués. Les progrès technologiques faits en électronique durant cette période ont été les principaux acteurs de cette conquête. Parmi les équipements embarqués, la recrudescence des systèmes numériques a posé une problématique complexe en conversion de puissance. C'est dans cette optique que ces travaux de recherche, je l'espère, contribuent un peu à l'aventure spatiale.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, les différentes contraintes relatives à l'environnement sont abordées. Les solutions fréquemment utilisées sont citées et permettent de donner un cahier des charges plus précis de l'application que l'on souhaite viser. Il a ainsi été montré que l'environnement radiatif hors atmosphère contribue pour beaucoup aux choix des composants que l'on peut mettre en œuvre dans l'électronique embarquée. La chaleur est aussi un point déterminant. La quantité de chaleur qu'il est possible de dissiper dans un environnement où seuls la conduction et le rayonnement peuvent être utilisés constitue une contrainte supplémentaire. Pour ces deux raisons, améliorer le rendement et rendre l'application robuste aux radiations, il a été choisi d'utiliser des composants GaN pour la mise en œuvre de cette structure. Dans le domaine de la conversion d'énergie, le rendement constitue un critère de sélection face à plusieurs solutions envisagées. Dans notre étude, nous avons choisi de croiser ce critère avec d'autres, électriques cette fois afin de cibler plus spécifiquement les performances que l'on pouvait attendre. Par le cahier des charges, la plage de tension se trouvait déjà particulièrement étendue. Pour se rapprocher de l'état de l'art actuel, nous avons aussi choisi de viser un rendement particulièrement haut tout en limitant au maximum le volume de l'ensemble. En utilisant un facteur de mérite prenant en compte les différents critères imposés il a enfin été possible de placer le convertisseur envisagé face à l'état de l'art actuel.

Dans le second chapitre, différentes structures de conversion d'énergie ont été abordées. Pour garantir des performances élevées tout en limitant le stress sur les composants, il a été choisi de privilégier les commutations douces dans la structure. Ce principe de commutation a été présenté par la mise en œuvre d'une Flyback élémentaire. Pour assurer la commutation naturelle des interrupteurs primaires, cette dernière a dû être modifiée pour finir par adopter la topologie Active Clamp Quasi-Resonant. Celle-ci permet à travers un faible nombre de composants et donc un faible volume, de répondre au cahier des charges prévu dans le chapitre précédent.

Dans la seconde partie de ce chapitre, deux topologies résonantes, le LC série et le LLC série-parallèle ont été présentées. Malgré des performances élevées et la possibilité de travailler en ZVS au primaire, celles-ci n'ont pas été retenues car il aurait été difficile de les piloter sur la plage de fonctionnement voulu. Des notes comparatives ont été attribuées aux différentes structures et il a été retenu pour la suite de l'étude d'employer la topologie Flyback ACQR.



Dans le chapitre 3 de ce manuscrit, une étude théorique approfondie des différentes phases de fonctionnement de la structure Flyback ACQR a permis de mettre en valeur les quantités d'énergie mises en jeu. Ces quantités d'énergie sont directement liées à la capacité de la structure à fonctionner en commutation naturelle. En discernant les différents mécanismes de commutation utilisés selon les paramètres d'utilisation (tension d'entrée et courant de sortie), il a été possible de définir un premier dimensionnement de la structure de façon théorique. Ce dimensionnement a fait l'objet de modélisations théoriques qui s'appuyaient sur des comportements obtenus par simulation. Il a ainsi été possible de modéliser littéralement les grandeurs évoluant dans la structure en fonction du dimensionnement. Des comportements parasites ont eux aussi été démontrés et modélisés. Des solutions pratiques pour réduire leurs impacts ont été proposées.

Dans le quatrième chapitre de ce manuscrit, le dimensionnement précédemment présenté a été réalisé. Pour cela, il a fallu proposer des solutions techniques permettant de répondre, en adéquation avec les contraintes de l'application, aux contraintes imposées. Plusieurs organes relatifs au contrôle ont été abordés. Le contrôle numérique étant situé au secondaire, il a fallu développer un driver primaire pour les transistors GaN qui soit compatible avec le spatial. Compte tenu des rapports cycliques qui variaient beaucoup et de la rapidité de commutation des GaN, plusieurs problèmes de mise en œuvre ont dû être réglés. Afin de piloter convenablement le convertisseur une information sur le courant de sortie est nécessaire. Pour l'obtenir, il a été mis en place une mesure de courant primaire isolée par transformateur. À partir des différentes grandeurs d'intérêt, un contrôle du convertisseur architecturé autour d'un micro-contrôleur a été présenté.

Les magnétiques occupant une partie importante de la structure, une étude par élément fini a permis de proposer un dimensionnement qui optimisait leurs performances. Ce dimensionnement n'a pas été mis en œuvre dans le prototype présenté. Celui-ci a été réalisé et testé pour confronter les résultats expérimentaux obtenus avec la théorie. Les différents mécanismes de commutation ont été démontrés ainsi que les différentes phases qui avaient été décrites. Un banc de caractérisation automatisé a été mis en œuvre afin de faciliter la phase de caractérisation de la structure. Différentes grandeurs d'intérêt ont ainsi pu être étudiées en faisant évoluer les paramètres d'entrée. Ces mesures ont permis de valider les modèles obtenus et de définir des modèles de pertes. En associant les résultats expérimentaux à la théorie il a ainsi été possible de différencier les pertes dans les différents organes de fonctionnement en fonction des paramètres d'entrée.

La mise en relief des pertes dans la structure a ouvert la voie à l'optimisation du dimensionnement dans le chapitre 5. Ce chapitre a pour but de proposer un dimensionnement alternatif architecturé autour de composants magnétiques planar afin de réduire au maximum les pertes générées dans ces composants tout en garantissant de la commutation naturelle au primaire. Pour cela, un algorithme d'optimisation génétique a été associé à un logiciel d'éléments finis 2D. En utilisant une bibliothèque de noyaux magnétiques, il a été possible de proposer des dimensionnements qui permettraient d'optimiser les pertes vis à vis du volume. Le compromis choisi présente dans un volume plus faible de meilleures performances que le prototype précédemment mis en œuvre. La nouvelle cartographie de rendement a été présentée et comparée à la précédente. Un prototype est en cours de conception et prendra en compte les optimisations proposées dans ce chapitre. Afin de vérifier les performances obtenues la même méthodologie sera mise en place et les résultats obtenus seront comparés aux précédents. Pour les prochaines étapes de conception, il sera nécessaire de réduire au maximum le volume de convertisseur final et de l'encapsuler dans son packaging définitif. Une étude thermique poussée sera alors menée pour s'assurer de l'accord des performances obtenues avec les normes en vigueur.

Dans le dernier chapitre de ce manuscrit, une topologie innovante inspirée du convertisseur résonnant a été présentée. Celle-ci utilise une commande par déphasage sur un pont complet au

primaire. Une inductance couplée est utilisée entre le pont et la traditionnelle inductance résonante. Celle-ci permet de faire la différence entre les signaux entrant et impose une tension résultant sur la cellule résonante. Il est ainsi possible à fréquence fixée de piloter une structure résonante tout en travaillant toujours en commutation naturelle. La mise en œuvre de cette structure n'a pas encore été menée. Un dimensionnement a pour le moment été proposé et fait apparaître des composants magnétiques planar de type matriciels. Ceux-ci étant plus contraignants à réaliser, nous avons choisi de nous pencher d'abord sur le premier convertisseur étudié.

Les deux topologies détaillées ici n'adressent pas les mêmes problématiques. Dans un premier cas, on souhaite travailler avec une forte variation de la tension d'entrée et les niveaux de courants de sortie restent assez faibles. Dans la seconde, on a volontairement réduit la variation de la tension d'entrée afin de pouvoir adresser des courants de sortie bien plus importants. En ce sens, le premier convertisseur n'est pas adapté. La structure effectuée des transferts d'énergie indirects ce qui occasionne des niveaux de courants bien trop importants au secondaire pour respecter le critère sur les rendements que l'on a fixés. Dans l'autre sens, la topologie iLLC permettrait de fonctionner sur la plage de tension d'entrée totale. Les contraintes sur le primaire seraient plus importantes et il serait difficile d'adresser le courant de sortie de 50A envisagé dans le dernier chapitre. La complexité de mise en œuvre tranche alors sur la question. La topologie la plus simple est adoptée dans chacun des cahiers des charges.

Pour la suite de cette étude, la problématique pour les deux topologies repose sur la mise en œuvre des composants planars. Pour y répondre, nous allons dans un premier temps utiliser l'algorithme, mis en œuvre dans le chapitre optimisation, afin de proposer un pré-dimensionnement. Les modèles de pertes employés étant peu précis, nous allons les améliorer par l'intermédiaire d'un banc de caractérisation de matériaux magnétiques que nous développons en ce sens. Ce banc permettra de définir les paramètres de modèles de pertes plus fins comme  $i^2GSE$  mais aussi des modèles de comportement qui prennent en compte la saturation comme le modèle de Jiles-Atherton. Grâce à ces modèles, nous espérons d'une part préciser les pertes obtenues dans les différents composants mais aussi estimer plus précisément les formes d'ondes dans la cellule. Pour le calcul des pertes dans les enroulements, la simulation éléments finis 2D présente des limites importantes surtout lorsque l'on souhaite prendre en considération l'apport des vias et des effets de bord. Pour ces raisons, une vérification des meilleurs candidats de la pré-étude sera menée sur un logiciel éléments finis 3D (COMSOL). Une optimisation plus fine des paramètres nous permettra de conclure sur la validité de la pré-étude mais aussi sur les performances à envisager.

La réalisation des composants planar peut présenter plusieurs contraintes pour l'application visée. Tout d'abord, la technologie 3DPLUS vise à noyer dans de la résine l'ensemble des composants. Il sera donc nécessaire de s'assurer que les coefficients de dilatation thermique de la résine polymérisée sont compatibles avec ceux de la ferrite retenue. Dans le cas contraire, les noyaux pourraient fissurer et créer des entrefers non désirés. Estimer la valeur de ces entrefers et donc la plage de variation des valeurs des composants magnétiques sera primordial pour assurer le bon fonctionnement du système. La thermique étant l'un des fils conducteurs du dimensionnement de la structure, il sera nécessaire de s'assurer de l'élévation maximale de température dans tous les cas de fonctionnement. Pour cela, un banc de caractérisation automatisé permettra d'effectuer des mesures de températures sur les différents composants critiques (magnétiques et transistors) en tous points et pour toutes les températures ambiantes envisagées ( $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+105^{\circ}\text{C}$ ).

Enfin, le choix des différents composants du convertisseur a été motivé par le cahier des charges mais aussi la tolérance à l'environnement spatial. Dans ce sens, le contrôle est un point crucial dans la réalisation. Utiliser un micro-contrôleur permet grandement faciliter la mise en œuvre mais la tolérance aux ions lourds reste un point bloquant à l'heure actuelle. Une partie du travail restant dans la réalisation vise à résoudre ce problème ou à adopter un autre système de contrôle (ASIC, FPGA).









**Titre :** Convertisseur isolé à large plage de tension d'entrée, utilisant des transistors GaN en commutation douce, pour applications spatiales

**Mots clés :** Convertisseur DC/DC, Transistor GaN, Commutation douce, Aérospatiale

**Résumé :** Cette thèse traite du développement d'un convertisseur isolé grande plage de tension d'entrée pour une application spatiale. Les tensions d'entrée varient d'un facteur proche de 6 (20 à 110V) afin de pouvoir adapter ce convertisseur à toutes les architectures de distribution satellitaires existantes. Afin de générer un bus secondaire isolé permettant la distribution locale d'énergie à des systèmes numériques, la tension de sortie est fixée à 3.3V et la puissance maximale à 50W. Les contraintes soulevées par ce système sont donc multiples. D'une part, les fortes variations de tension d'entrée, courant de sortie et le fort ratio d'abaissement sont des difficultés électriques qui sont mises en exergue par l'environnement fortement contraint (radiations et particules chargées, températures, fiabilité/durée de vie). D'autre part, le volume et le poids agissent non seulement sur la thermique (et donc le rendement) mais aussi sur le choix de la topologie de conversion et les fréquences.

En réponse à cette problématique, deux topologies ont été étudiées. La première se base sur une déclinaison de la FLYBACK ACQR dans laquelle les modes de fonctionnement ont été détaillés. Un dimensionnement basé sur des transistors GaN a été proposé et mis en œuvre ainsi que tous les organes nécessaires à la réalisation finale. Une caractérisation expérimentale détaillée alliée à des lois théoriques ont permis de remonter à la distribution des pertes dans la cellule et donc de proposer des axes d'optimisation du convertisseur. Dans ce sens, une optimisation du choix des composants basés sur des modèles précis ont permis de proposer un dimensionnement théorique réduisant les pertes de plus de 30%. La seconde topologie s'appuie quant à elle sur une topologie LLC-PS novatrice qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet. Les différents modes de fonctionnement et un dimensionnement sont proposés de façon théorique.

**Title :** Wide input voltage range converter, using GaN transistor in soft switching mode, for Space applications

**Keywords :** DC/DC converter, GaN, Soft-switching, Aerospace

**Abstract :** This thesis deals with the development of an isolated wide range input voltage converter for a space application. The input voltages vary by a factor close to 6 (20 to 110V) in order to adapt this converter to all existing satellite distribution architectures. In consideration of generating an isolated secondary bus for local power distribution to digital systems, the output voltage is fixed at 3.3V and the maximum power at 50W. The constraints raised by this system are thus multiple. On the one hand, the strong variations of input voltage, output current and the strong ratio of down conversion are electrical difficulties which are highlighted by the strongly constrained environment (radiations and charged particles, temperatures, reliability/lifetime). On the other hand, volume and weight not only affect the thermal (and thus the efficiency) but also the choice of conversion topology and frequencies.

In response to this problem, two topologies have been studied. The first one is based on a variation of the FLYBACK ACQR in which the operating modes have been detailed. A dimensioning based on GaN transistors has been proposed and implemented as well as all the necessary components for the final realization. A detailed experimental characterization allied to theoretical laws allowed to identify the distribution of the losses in the cell and thus to propose optimization axes of the converter. In this sense, an optimization of the choice of the components based on precise models allowed to propose a theoretical dimensioning reducing the losses of more than 30%. The second topology is based on an innovative LLC-PS topology which has been patented. The different operating modes and a theoretical dimensioning is proposed.