THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR
DE L'UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER

En Électronique

École doctorale Information, Structures, Systèmes

Unité de recherche UMR 5214, Institut d'Électronique et des Systèmes

Étude d'un convertisseur DC/DC isolé de forte puissance, destiné à l'alimentation de bord de navires civils et militaires

Présentée par Olivier MARTOS

Sous la direction de François FOREST,
Thierry MEYNARD
et Jean-Jacques HUSELSTEIN

Devant le jury composé de

Charles JOUBERT, Professeur des Universités, Université de Lyon	Président du jury
Éric LABOURÉ, Professeur des Universités, Université de Paris-Saclay	Rapporteur
Yves LEMBEYE, Professeur des Universités, Université de Grenoble-Alpes	Rapporteur
François FOREST, Professeur Émérite, Université de Montpellier	Directeur de thèse
Thierry MEYNARD, Directeur de Recherche, Université de Toulouse Paul Sabatier	Co-directeur de thèse
Jean-Jacques HUSELSTEIN, Maître de Conférences, Université de Montpellier	Co-encadrant
Patrice LEVRON, Docteur Ingénieur, ECA-Robotics, Couëron	Co-encadrant

UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER

RESUME

La société ECA Robotics, dans le périmètre de son établissement de Couëron, est un acteur majeur dans le domaine de la conversion d'énergie électrique embarquée maritime (civil et militaire). Elle souhaite développer une nouvelle famille de convertisseurs de puissance innovants, utilisant des principes originaux, mettant en œuvre des composants à semi-conducteurs de dernière génération et ayant un rendement très élevé.

La thèse a donc pour objectif principal de démontrer la faisabilité d'un convertisseur DC/DC isolé modulaire de 30kW, dont plusieurs exemplaires pourront être associés pour constituer des unités d'une puissance allant jusqu'à 210kW. Les principaux aspects qui seront abordés dans ce travail sont la recherche d'une architecture de conversion à même de répondre à un cahier des charges très ambitieux, le choix et la modélisation (en vue de l'estimation des pertes) des composants à semi-conducteurs nouvelle génération (SiC/GaN), la mise en œuvre d'un démonstrateur technologiquement avancé. Des procédures d'optimisation seront appliquées à différents sous-ensembles du convertisseur.

ABSTRACT

ECA-Robotics, in his facility's area located in Couëron, is a major player in sector of power electronic systems dedicated to naval applications (civilian and military). The company wish to develop a new family of innovating converters, using original technologies, new generation semiconductor devices and operating with a high efficiency.

The main aim of the thesis is to demonstrate the feasibility of a 30kW isolated DC/DC converter able to be associated to build high power conversion units (up to 210kW). The main points to be considerate in the future work are the research of a conversion topology able to respond to the ambitious specifications, the choice and the modelling of semiconductor power devices (SiC/GaN) and the development of a demonstrator technologically sophisticated. Optimization processes will be applied to different part of the conversion system.

REMERCIEMENTS

Dans la mesure où de nombreuses personnes ont participé, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail, il me sera difficile de toutes les citer.

Pour commencer, je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à mon directeur de thèse, **M. François FOREST**, pour sa confiance, sa disponibilité et son soutien. Je ne compte plus les nombreuses discussions dont la qualité scientifique et pédagogique a été un réel enrichissement pour moi.

Je remercie également **M. Jean-Jacques HUSELSTEIN**, partie intégrante de l'encadrement de cette thèse. Son aide, tant sur la mise en œuvre expérimentale que sur nos différentes réflexions, a été très précieuse.

Je termine mes remerciements consacrés à l'encadrement de cette thèse en remerciant mon co-directeur **M. Thierry MEYNARD**. La distance physique n'a pas atténué la qualité scientifique de nos échanges. J'associe également mes remerciements à **M. Didier FLUMIAN**, dont le savoir-faire a été crucial, notamment pour la réalisation du coupleur magnétique.

Ensuite, je tiens à remercier **M. Patrice LEVRON**, Ingénieur Système chez ECA-Robotics, dont j'ai apprécié les nombreux échanges, avant et pendant la thèse.

Je remercie également **M. Philippe NOVELLI,** Directeur Général délégué au Commerce d'ECA-Robotics, ayant rendu possible le lancement de cette thèse.

Bien évidemment, mes remerciements sont également adressés à l'ensemble des membres du groupe nouvellement nommé **GEMS** de l'IES. Ce fut un réel plaisir de faire partie de cette équipe.

Pour finir, je tiens à remercier ma famille et mes amis proches, dont le soutien m'a été d'une importance capitale.

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I : INTRODUCTION GENERALE 1

I.1. CONTEXTE DE LA THESE 2
I.2. SPECIFICATIONS DU CONVERTISSEUR 4
I.3. RESUME DES CHAPITRES 5

CHAPITRE II : CHOIX ET CARACTERISATION DES COMPOSANTS A SEMI-CONDUCTEURS 7

II.1. PREAMBULE 8
II.2. ÉTAT DE LA TECHNOLOGIE 8
II.2.1. Les matériaux semi-conducteurs 8
II.2.2. Performances statiques des MOSFETs actuels 10
II.2.3. Performances dynamiques des MOSFETs actuels 13
II.3. DIFFERENTS TYPES DE COMMUTATIONS 16
II.3.1. Préambule 16
II.3.2. Cellule onduleur 17
II.3.2.1. Cellule onduleur ZVS 17
II.3.2.2. Cellule onduleur standard à commutation dure 19
II.3.3. Cellule type redresseur, source tension 20
II.3.4. Cellule type redresseur, source courant 21
II.3.5. Conclusion 22
II.4. MODELES DE COMPOSANTS POUR SIMULATION 25
II.4.1. Les limites des datasheets 25
II.4.2. Simulation et modélisation sous Spice 26
II.4.2.1. La simulation 26
II.4.2.2. La modélisation 27
II.4.3. Outil d'automatisation de simulation 30
II.4.3.1. Principe de fonctionnement 30
II.4.3.2. Mise en œuvre 31
II.4.3.3. Interface et résultat 35
II.5. CARACTERISATION ET CHOIX FINAL 38
II.5.1. Méthode de caractérisation thermique 38
II.5.2. Déroulement des essais et exploitation des résultats 43
II.6. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 50

CHAPITRE III : CHOIX DE L'ARCHITECTURE 55

III.1. PREAMBULE 56
III.2. ANALYSE DES ARCHITECTURES POSSIBLES 58
III.2.1. Les structures isolées 58
III.2.1.1. Préambule 58
III.2.1.2. Dual Active Bridge 62
III.2.1.3. ZVS Phase-Shift 70
III.2.1.4. Convertisseur à résonance série 77
III.2.1.5. Premier bilan qualitatif 85
III.2.2. Étage pré-régulateur 88
III.2.2.1. Préambule 88
III.2.2.2. Hacheur BOOST 2 niveaux 89
III.2.2.3. Hacheur BOOST multiniveaux 93

III.2.3. Comparaison chiffrée des différentes solutions *94*
III.2.4. Conclusion sur les structures possibles *99*
III.2.4.1. Sortie 200V 99
III.2.4.2. Sortie 400V 100
III.3. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 102

CHAPITRE IV : CONSTRUCTION ET ESSAIS DU CONVERTISSEUR 105

IV.1. PREAMBULE 106
IV.2. MODULE DE PUISSANCE 109
IV.2.1. Préambule *109*
IV.2.2. Capteurs *110*
IV.2.3. PCB de puissance *110*
IV.2.3.1. Pont MOSFETs 110
IV.2.3.2. Mesures de courant 112
IV.2.4. PCB driver *114*
IV.2.4.1. Étage driver 114
IV.2.4.2. Capteurs de tension 115
IV.2.4.3. Réalisation du PCB driver 116
IV.3. CARTE CONTROLE/COMMANDE 117
IV.3.1. Structure matérielle *117*
IV.4. COMPOSANTS MAGNETIQUES 119
IV.4.1. Transformateur du DAB *119*
IV.4.1.1. Choix technologiques 119
IV.4.1.2. Fonctionnement général de l'outil de design 122
IV.4.1.3. Dimensionnement retenu 125
IV.4.1.4. Construction et essais 127
IV.4.2. Inductance de la ligne alternative du DAB *133*
IV.4.3. BOOST multicellulaire *141*
IV.4.3.1. Inductances séparées 142
IV.4.3.2. Coupleur magnétique 147
IV.5. ESSAIS DU CONVERTISSEUR EN BOUCLE OUVERTE 150
IV.5.1. Mise en place des essais *150*
IV.5.2. Essais du convertisseur, version 400V *152*
IV.6. INTEGRATION 154
IV.6.1. Validation de l'intégration, version 400V *155*
IV.6.2. Essais du convertisseur, version 200V *156*
IV.6.2.1. Équilibrage des courants secondaires 156
IV.6.2.2. Validation des performances du convertisseur à 200V 159
IV.7. REGULATION DU CONVERTISSEUR 160
IV.7.1. Description Générale *160*
IV.7.2. Modélisation et boucles du BOOST *161*
IV.7.3. Modélisation et boucles du DAB *163*
IV.7.4. Vérification des performances à partir de simulations *164*
IV.8. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 167

CHAPITRE V : CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 170

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 : Convertisseur DC/AC, structure actuelle ECA 2
Figure I-2 : Convertisseur DC/DC isolé, structure souhaitée 3
Figure II-1 : Prototypes convertisseurs SiC vs. GaN, Puissance vs. Fréquence 9
Figure II-2 : Prototypes convertisseurs SiC vs. GaN, Tension maximale vs. Fréquence 9
Figure II-3 : MOSFETs disponibles sur le marché, critère du R_{DSon} en fonction du calibre en tension (boîtier TO-247) 11
Figure II-4 : Mise en série de MOSFETs disponibles sur le marché, critère du R_{DSon} en fonction du calibre en tension (boîtier TO-247) 12
Figure II-5 : Variation de la résistance à l'état passant en fonction de la température 13
Figure II-6 : FOM relatif à Q_G pour plusieurs références de composants 14
Figure II-7 : FOM relatif à C_{iss} pour plusieurs références de composants 15
Figure II-8 : Cellule de commutation 16
Figure II-9 : Schéma de simulation d'une cellule onduleur 17
Figure II-10 : Chronogrammes d'une cellule onduleur en mode ZVS 18
Figure II-11 : Chronogrammes d'une cellule onduleur en mode commutation dure 19
Figure II-12 : Schéma de simulation d'une cellule redresseur, source tension 20
Figure II-13 : Schéma de simulation d'une cellule redresseur, source courant 21
Figure II-14 : Chronogrammes d'une cellule redresseur, source tension 23
Figure II-15 : Chronogrammes d'une cellule redresseur, source courant 24
Figure II-16 : Exemples de données issues de datasheets du composant C3M0016120K (gauche) et du composant SCT3022KL (droite) 25
Figure II-17 : C3M0016120K : Modèle électrothermique sous forme de schéma électrique 27
Figure II-18 : C3M0016120K : Caractéristique d'entrée, comparaison Datasheet vs Modèle Spice 28
Figure II-19 : C3M0016120K : Caractéristique de sortie, comparaison Datasheet vs Modèle Spice 29
Figure II-20 : C3M0016120K : Capacités parasites, comparaison Datasheet vs Modèle Spice 29
Figure II-21 : Fonctionnement général de l'outil 30
Figure II-22 : Utilisation finale de l'outil 31
Figure II-23 : Principe de la méthode d'extraction des pertes via les formes d'ondes issues des simulations sous LTSpice, Composant : C3M0016120K 32
Figure II-24 : Simulation 1 : Exemple de formes d'ondes au blocage (droite) et à l'amorçage (gauche), Composant : C3M0016120K 33
Figure II-25 : Simulation 2 : Exemple de formes d'ondes au blocage (droite) et à l'amorçage (gauche), Composant : C3M0016120K 34
Figure II-26 : Comparaison datasheet et simulations Spice, C2M0040120D 36
Figure II-27 : Comparaison datasheet et simulations Spice, C3M0016120K 36
Figure II-28 : Interface graphique de l'outil développé 37
Figure II-29 : Principe de la méthode d'opposition 38
Figure II-30 : Méthode thermique, (a) : système de refroidissement, (b) : Schéma équivalent électrothermique, (c) : Schéma équivalent électrothermique simplifié 39
Figure II-31 : Méthode thermique, banc de mesure des pertes 40

Figure II-32 : Méthode thermique, schéma électrique de calibrage 41
Figure II-33 : Calibrage de la méthode thermique, relevé de température 42
Figure II-34 : Organigramme déroulement des essais 43
Figure II-35 : Pertes totales d'un pont complet (4 x C3M0016120K) (Mesures) 44
Figure II-36 : Etablissement du modèle comportemental 45
Figure II-37 : Evolution de l'énergie de commutation totale en fonction de T_j 46
Figure II-38 : Pertes totales pont complet (4 x C3M0016120K), MOD : modèle, EXP : expérimental 47
Figure II-39 : Evolution de l'énergie de commutation en fonction de $R_{G\ EXT}$ 48
Figure III-1 : Convertisseur à deux étages – (a) : Étage pré-régulateur, (b) Étage isolé 56
Figure III-2 : Architecture de puissance proposée, dédoublement de l'étagé isolé 57
Figure III-3 : Structures Isolées – (a) : Dual-Active-Bridge, (b) : ZVS Phase-Shift Full Bridge, (c) : Convertisseur à résonance série 59
Figure III-4 : Convertisseur idéal 60
Figure III-5 : DAB : Schéma Électrique 62
Figure III-6 : DAB : Formes d'ondes 63
Figure III-7 : DAB : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur, valeur d'inductance faible ($\varphi_{R\ MAX}$ = 10%) - Chronogrammes (50A/div) 67
Figure III-8 : DAB : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur, valeur d'inductance augmentée ($\varphi_{R\ MAX}$ = 23%) - Chronogrammes (50A/div) 68
Figure III-9 : DAB : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE} 69
Figure III-10 : DAB : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iS} 69
Figure III-11 : DAB : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iE} 69
Figure III-12 : DAB : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iS} 69
Figure III-13 : ZVS-PSFB : Schéma Électrique 70
Figure III-14 : ZVS-PSFB : Formes d'ondes 72
Figure III-15 : ZVS-PSFB : Oscillations de commutation (simulation sous PSIM) 73
Figure III-16 : ZVS-PSFB : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur 75
Figure III-17 : ZVS-PSFB : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE} 75
Figure III-18 : ZVS-PSFB : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iE} 76
Figure III-19 : ZVS-PSFB : Tension max normalisée pour l'interrupteur D_{iS} 76
Figure III-20 : SRC : Schéma Électrique 77
Figure III-21 : SRC : Formes d'ondes pour $F_{DEC} > F_R$ 78
Figure III-22 : SRC : Caractéristique de sortie normalisée 80
Figure III-23 : SRC : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur 83
Figure III-24 : SRC : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE} 83
Figure III-25 : SRC : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iE} 84
Figure III-26 : SRC : Tension max normalisée pour l'interrupteur D_{iS} 84
Figure III-27 : Bilan : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur 85
Figure III-28 : Bilan : Courant efficace normalisé au secondaire du transformateur 85
Figure III-29 : Bilan : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE} 86
Figure III-30 : Bilan : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iS} 86
Figure III-31 : Bilan : Tension maximale normalisé pour l'interrupteur T_{iS} 87
Figure III-32 : Configuration possible pour l'étage pré-régulateur, (a) : Convertisseur multicellulaire parallèle, (b) : Convertisseur multicellulaire série « flying capacitors » 88
Figure III-33 : BOOST 2 niveaux, 1 cellule 89
Figure III-34 : Formes d'ondes BOOST 2 niveaux, 1 cellule 90

Figure III-35 : BOOST 2 niveaux, N_p cellules 91
Figure III-36 : Formes d'ondes BOOST 2 niveaux, 4 cellules entrelacées 92
Figure III-37 : Comparaison chiffrée des pertes « côté semi-conducteur » des différentes structures pour V_S = 200V 97
Figure III-38 : Comparaison chiffrée des pertes « côté semi-conducteur » des différentes structures pour V_S = 400V 98
Figure III-39 : Choix final, convertisseur 30kW, 200V en sortie 100
Figure III-40 : Choix final, convertisseur 30kW, 400V en sortie 101
Figure IV-1 : Représentation globale du convertisseur 106
Figure IV-2 : Convertisseur DC/DC isolé de 30kW, 200V en sortie 107
Figure IV-3 : Convertisseur DC/DC isolé de 30kW, 400V en sortie 108
Figure IV-4 : Module de puissance 109
Figure IV-5 : Prototype complet, composition des modules de puissance 111
Figure IV-6 : PCB de puissance 1 pont (gauche) et 2 ponts en parallèle (droite) 112
Figure IV-7 : Mesure du courant de déséquilibre entre les deux secondaires d'un même transformateur 113
Figure IV-8 : Schéma électrique du driver pour un MOSFET 114
Figure IV-9 : Schéma électrique du capteur de tension 115
Figure IV-10 : Photo du PCB Driver (1pont) 116
Figure IV-11 : Assemblage du module de puissance (1 pont) 116
Figure IV-12 : Carte De0-Nano 117
Figure IV-13 : Fonctions principales de la carte contrôle/commande 118
Figure IV-14 : Technologies de transformateur : « classique » (gauche) / « planar » (droite) 119
Figure IV-15 : Circuit magnétique élémentaire EE64 (dimensions en mm) 120
Figure IV-16 : Pertes fer volumiques de différents matériaux magnétiques @sinus, B_{MAX} = 0.2T, F = 100kHz 121
Figure IV-17 : Différentes options pour l'étage isolé d'une puissance de 15kW 125
Figure IV-18 : Estimation des pertes côté transformateur pour la solution complète 30kW 126
Figure IV-19 : Répartition des bobinages ; P : Primaire, S : Secondaire 127
Figure IV-20 : Assemblage des spires 127
Figure IV-21 : Assemblage complet du transformateur 128
Figure IV-22 : Ondulations sur le courant dans la ligne alternative du DAB 128
Figure IV-23 : Réduction des capacités parasites par ajout de cales en papier 129
Figure IV-24 : Réduction des ondulations sur le courant dans la ligne alternative du DAB 129
Figure IV-25 : Dispositif de mesure de température au niveau du transformateur (caméra thermique) 130
Figure IV-26 : Relevés de température des bobinages du transformateur en convection naturelle 130
Figure IV-27 : Relevés de température des circuits magnétiques du transformateur en convection naturelle 130
Figure IV-28 : Augmentation de la hauteur de fenêtre de bobinage (gauche) et ajout de cale en polymère sur les spires (droite). Assemblage complet (bas). 131
Figure IV-29 : Système de refroidissement complet dédié au transformateur 132
Figure IV-30 : Relevés de température des bobinages du transformateur en convection forcée 132
Figure IV-31 : Allure de la variation d'induction dans l'inductance du DAB 134

Figure IV-32 : Schéma de principe du dimensionnement de l'inductance du DAB (gauche) et le schéma équivalent électrique selon la loin d'Hopkinson (droite) 135
Figure IV-33 : Exemple d'inductance avec entrefer : bobinage proche de l'entrefer (gauche), bobinage éloigné de l'entrefer (droite). Données issues de simulation sous femm 136
Figure IV-34 : Exemple d'inductance avec entrefer : entrefer unique (gauche), entrefer divisé (droite). Données issues de simulation sous femm. 137
Figure IV-35 : Répartition du bobinage de l'inductance AC côté primaire du transformateur (gauche), photo de l'inductance réalisée (droite) 138
Figure IV-36 : Dispositif de mesure de température au niveau de l'inductance AC (caméra thermique) 138
Figure IV-37 : Relevés de température du bobinage de l'inductance AC en convection naturelle 139
Figure IV-38 : Relevés de température des circuits magnétiques de l'inductance AC en convection naturelle 139
Figure IV-39 : Relevés de température de l'inductance AC en convection forcée 140
Figure IV-40 : BOOST multicellulaire, composant magnétique 141
Figure IV-41 : BOOST 2 niveaux, 8 cellules, schéma électrique (haut), formes d'ondes pour une inductance (bas) 142
Figure IV-42 : Réalisation d'une l'inductance de l'étage BOOST 145
Figure IV-43 : Caractérisation des inductances DC 146
Figure IV-44 : Pertes dans les inductances DC 146
Figure IV-45 : Fonctionnement de la routine d'optimisation de coupleur 148
Figure IV-46 : Photo du coupleur réalisé 149
Figure IV-47 : Schéma de principe pour les essais du prototype 150
Figure IV-48 : Photo essais de la maquette « sur table » version 400V en sortie 151
Figure IV-49 : Schéma électrique des essais du prototype de 15kW, version 400V en sortie 152
Figure IV-50 : Chronogrammes des tensions et courants du transformateur, version 400V 152
Figure IV-51 : Répartition des pertes à puissance nominale, version 400V 153
Figure IV-52 : Intégration du DAB ; vue en perspective (gauche) & vue arrière (droite) 154
Figure IV-53 : Intégration de l'étage BOOST ; vue avant (gauche) et vue arrière (droite) 155
Figure IV-54 : Température des circuits magnétiques (gauche) et des bobinages (droite) du transformateur après intégration 155
Figure IV-55 : Température de l'inductance AC après intégration 156
Figure IV-56 : Représentation simplifiée du DAB, version 200V 156
Figure IV-57 : Déséquilibre entre les courants secondaires 157
Figure IV-58 : Déséquilibre entre les courants secondaires, déphasage différent entre les deux secondaires 157
Figure IV-59 : Déplacement de l'inductance aux secondaires 158
Figure IV-60 : Déséquilibre réduit entre les courants secondaires, inductance placée au secondaire 159
Figure IV-61 : Régulation de la tension de sortie du convertisseur 160
Figure IV-62 : Schéma bloc, régulation du BOOST (représentation petits signaux) 162
Figure IV-63 : Schéma bloc, régulation du DAB (représentation petits signaux) 163
Figure IV-64 : Schéma électrique (PSIM), régulation de la tension de sortie du convertisseur 164
Figure IV-65 : Résultats de simulations. BOOST non régulé, DAB régulé en tension et équilibrage des courants 165

Figure IV-66 : Résultats de simulations. BOOST régulé, DAB régulé en tension et équilibrage des courants 165

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 : Spécifications du module DC/DC 4
Tableau II-1 : Paramètres influant sur les énergies de commutation 25
Tableau II-2 : Simulation 1, exploitation des résultats 33
Tableau II-3 : Simulation 2, exploitation des résultats 34
Tableau II-4 : Combinaison des Simulations 1 & 2 35
Tableau II-5 : Caractéristiques thermiques de la feuille isolante 39
Tableau II-6 : Caractéristiques thermiques du radiateur, d'après le fabricant 39
Tableau II-7 : Conditions de test pour le calibrage de la méthode thermique 41
Tableau II-8 : Calibrage de la méthode thermique, résultats 42
Tableau II-9 : Coefficients de température de la résistance à l'état passant (C3M0016120K) 45
Tableau II-10 : Point de référence 46
Tableau II-11 : Coefficients de l'énergie de commutation (C3M0016120K) 47
Tableau II-12 : Estimation de la part d'énergie à l'Amorçage et au Blocage 48
Tableau III-1 : Grandeurs de comparaison des structures isolées 60
Tableau III-2 : DAB : Contraintes de dimensionnement 64
Tableau III-3 : DAB : Dimensionnement retenu 66
Tableau III-4 : ZVS-PSFB : Contraintes de dimensionnement 71
Tableau III-5 : ZVS-PSFB : Valeurs d'inductance de lissage 74
Tableau III-6 : ZVS-PSFB : Contraintes en tension 74
Tableau III-7 : SRC : Contraintes de dimensionnement (étude au premier harmonique) 79
Tableau III-8 : SRC : Données de dimensionnement 81
Tableau III-9 : SRC : Impact de la variation de tension d'entrée sur les formes d'ondes (analytique) 82
Tableau III-10 : BOOST 2 niveaux, 1 cellule, contraintes de dimensionnement 90
Tableau III-11 : BOOST 2 niveaux, N_p cellules, contraintes de dimensionnement 91
Tableau III-12 : Options retenues pour un demi-convertisseur de 15kW 95
Tableau III-13 : Courants efficaces des composants à semi-conducteurs pour la tension d'entrée minimale V_E = 200V 95
Tableau IV-1 : Grandeurs mesurées et types de capteur 108
Tableau IV-2 : Contraintes électriques pour les différentes options de transformateur 125
Tableau IV-3 : Paramètres communs à l'analyse comparative des transformateurs du DAB 126
Tableau IV-4 : Caractéristiques théoriques du transformateur dimensionné pour 15kW 126
Tableau IV-5 : Contraintes électrique de l'inductance du DAB 133
Tableau IV-6 : Caractéristiques du tore B64290L0699X087 134
Tableau IV-7 : Contraintes électriques des inductances du BOOST multicellulaire 142
Tableau IV-8 : Comparatif des gammes proposées par Magnetics 144
Tableau IV-9 : Caractéristiques pour une inductance 144
Tableau IV-10 : Performances côté magnétique pour une inductance 145
Tableau IV-11 : Performances côté bobinage pour une inductance 145
Tableau IV-12 : Performances estimées pour 8 inductances 145
Tableau IV-13 : Tableau récapitulatif des performances du coupleur 148
Tableau IV-14 : Performances du convertisseur, version 400V, à puissance nominale 152

Tableau IV-15 : Part des pertes dans les composants à semi-conducteurs, version 400V..... 153
Tableau IV-16 : Pertes dans les composants magnétiques..... 153
Tableau IV-17 : Performances du convertisseur, version 200V, à puissance nominale..... 159
Tableau IV-18 : Paramètres de régulation pour le BOOST 162
Tableau IV-19 : Paramètres de régulation pour le DAB..... 163

LISTE DES ABREVIATIONS

Abréviation	Description
BF	Basse Fréquence
CEM	Compatibilité Électro-Magnétique
DAB	Dual Active Bridge
GaN	Nitrure de Gallium
HF	Haute Fréquence
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PSFB	Phase Shift Full Bridge
Si	Silicium
SiC	Carbure de Silicium
SRC	Serie Resonant Converter
THF	Très Haute Fréquence
ZVS	Zero Voltage Switching

LISTE DES SYMBOLES

Toutes les variables instantanées sont fonction du temps. Dans ce manuscrit, l'expression instantanée d'une quelconque variable $\mathbf{x}(\mathbf{t})$ sera simplifiée et remplacée par $\mathbf{x}$.

CHAPITRE I

Symbole	Description	Unité
F_{DEC}	Fréquence de découpage	Hz
I_E	Courant moyen d'entrée	A
I_S	Courant moyen de sortie	A
P_S	Puissance moyenne de sortie	W
U_{ACS}	Tension composée du réseau alternatif en sortie de l'onduleur	V
V_E	Tension moyenne d'entrée	V
V_S	Tension moyenne de sortie	V
η	Rendement	

CHAPITRE II

Symbole	Description	Unité
C_{iss}	Capacité d'entrée pour un MOSFET	F
C_{oss}	Capacité de sortie pour un MOSFET	F
C_{p1}, C_{p2}	Capacité parasite du composant K_1, K_2	F
C_{rss}, C_{GD}	Capacité de Miller ou grille-drain	F
E_{COM}	Énergie de commutation	J
$E_{COM\ A}$, $E_{COM\ B}$	Énergie de commutation à l'amorçage et au blocage	J
$E_{COM\ pont\ mod}$	Modèle comportemental d'énergie de commutation pour un pont complet	J
e_{pad}	Épaisseur de la feuille isolante	m
F_{DEC}	Fréquence de découpage	Hz
$F_{DEC\text{-}vect}$	Fréquence de découpage sous forme de vecteur	Hz
FOM	Facteur de mérite	Ω.C
i_{cell}	Courant instantané de la cellule de commutation	A
I_D	Courant moyen absorbé par les diodes du pont complet	A
I_{DS}	Courant commuté du drain vers la source	A
$I_{DS\ eff}$	Courant efficace du drain vers la source	A
$i_{DS\ TOP}$, $i_{DS\ BOT}$	Courant instantané du drain vers la source de M_{TOP} et M_{BOT}	A
$I_{DS\text{-}vect}$	Courant commuté du drain vers la source sous forme de vecteur	A
i_{K1}, i_{K2}	Courant instantané dans l'interrupteur K_1 et K_2	A
i_L	Courant instantané dans l'inductance	A
$i_{L\ CONS}$	Consigne de courant dans l'inductance	A
K_1, K_2	Interrupteur top et bottom de la cellule de commutation	
K_C	Coefficient de pertes par commutation lié à C_{oss}	$J.F^{-1}.V^{-2}$
K_I	Coefficient de pertes par commutation lié à I_{COM}	$J.H^{-1}.A^{-2}$
K_Q	Coefficient de pertes par commutation lié à Q_G	$J.C^{-1}.V^{-1}.A^{-1}$
k_{R1}	Coefficient de température (quadratique) de R_{DSon}	$\Omega.°C^{-2}$
k_{R2}	Coefficient de température (linéaire) de R_{DSon}	$\Omega.°C^{-1}$
k_{R3}	R_{DSon} @ T_j = 0°C	Ω

l_{COM}	Inductance de commutation	H
l_{rad}	Profondeur du radiateur	m
M_{TOP}, M_{BOT}	MOSFET top et bottom de la cellule de commutation	
N_S	Nombre d'association en série	
n_v, n_i, n_f	Numéro de colonne des vecteurs $V_{DS\text{-}vect}$, $I_{DS\text{-}vect}$ et $F_{DEC\text{-}vect}$	
N_v, N_i, N_f	Taille des vecteurs $V_{DS\text{-}vect}$, $I_{DS\text{-}vect}$ et $F_{DEC\text{-}vect}$	
$P_{COM\ A}$, $P_{COM\ B}$	Pertes par commutation à l'amorçage et au blocage	W
$P_{COM\ MOS}$	Pertes par commutation pour un MOSFET	W
$P_{COND\ MOS}$	Pertes par conduction pour un MOSFET	W
$P_{COND\ pont\ mod}$	Modèle comportemental de pertes par conduction pour un pont complet	W
P_D	Pertes dissipées par les diodes du pont complet	W
p_{TOP}, p_{BOT}	Puissance instantanée drain-source de M_{TOP} et M_{BOT}	W
$P_{TOT\ MOS}$	Pertes totales pour un MOSFET	W
$P_{TOT\ pont}$	Pertes totales du pont complet (4 x MOSFET)	W
$P_{TOT\ pont\ mod}$	Modèle comportemental de pertes totales pour un pont complet	W
Q_G	Charge de grille	C
R_{DSon}	Résistance à l'état passant entre drain et source du MOSFET	Ω
R_G	Résistance de grille	Ω
$R_{G\ A}$, $R_{G\ B}$	Résistance de grille à l'amorçage et au blocage	Ω
$R_{TH\ cd}$	Résistance thermique boitier-dissipateur	$°C.W^{-1}$
$R_{TH\ da}$	Résistance thermique dissipateur-ambiant	$°C.W^{-1}$
$R_{TH\ jc}$	Résistance thermique jonction-boitier	$°C.W^{-1}$
S_{drain}	Surface du drain en contact avec la feuille isolante	m^2
T_a	Température ambiante	°C
T_c	Température du boîtier	°C
T_d	Température du dissipateur	°C
$T_{d\infty}$	Température finale du dissipateur	°C
T_{DEC}	Période de découpage	s
T_j	Température de jonction	°C
V_{ALIM}	Tension d'alimentation	V
v_{cell}	Tension instantanée de la cellule de commutation	V
V_D	Chute de tension moyenne de deux diodes en série du pont complet	V
V_{DS}	Tension commutée drain-source	V
$v_{DS\ TOP}$, $v_{DS\ BOT}$	Tension instantanée drain-source de M_{TOP} et M_{BOT}	V
V_{DSon}	Tension moyenne drain-source à l'état passant	V
$V_{DS\text{-}vect}$	Tension commutée drain-source sous forme de vecteur	V
V_{GS}	Tension appliquée grille-source	V
v_{K1}, v_{K2}	Tension instantanée aux bornes de l'interrupteur K_1 et K_2	V
$\Delta T_{da\infty}$	Différence de température finale dissipateur-ambiant	°C
$\Delta T_{da\ fit}$	Fonction approximée instantanée de ΔT_{da}	°C
$\delta\alpha$	Déséquilibre dans la commande pour la méthode d'opposition	
$\varepsilon_{D\text{-}S}$	Erreur entre datasheet et simulation	
λ_{pad}	Conductivité thermique de la feuille isolante	$W.m^{-1}.°C^{-1}$
τ_{da}	Constante de temps du dissipateur ventilé	s

CHAPITRE III

Symbole	Description	Unité
Bras-1	Bras composé de T_{1E} et T_{2E}	
Bras-2	Bras composé de T_{3E} et T_{4E}	
C_E, C_S	Condensateur de découplage d'entrée et de sortie	F
C_R	Condensateur de résonance du SRC	F
D_{iS}	Diode côté sortie	
F_R	Fréquence de résonance du SRC	Hz
I_B	Courant de blocage du signal i	A
$i_{ac\,E}$	Courant instantané d'entrée alternatif idéal	A
$i_{ac\,S}$	Courant instantané de sortie alternatif idéal	A
i_{CE}, i_{CS}	Courant instantané dans C_E et C_S	A
i_{DiS}	Courant instantané dans D_{iS}	A
i_{LAC}	Courant instantané dans l'inductance du DAB	A
i_{LDCi}	Courant dans l'inductance DC du $i^{ème}$ bras du BOOST	A
i_{Li}	Courant instantané dans l'inductance L_i	A
i_{LS}	Courant instantané dans L_S	A
i_R	Courant instantané du circuit résonant du SRC	A
i_S	Courant instantané de sortie avant filtrage capacitif	A
I_{SCC}	Courant de court-circuit de sortie	A
i_{TiE}	Courant instantané dans T_{iE}	A
i_{TiS}	Courant instantané dans T_{iS}	A
K_{surt}	Coefficient de surtension	
l_f	Inductance de fuite du transformateur	H
L_R	Inductance de résonance du SRC	H
L_S	Inductance de lissage du ZVS-PSFB	H
m	Rapport de transformation du transformateur	
N_1, N_2	Nombre de spire primaire et secondaire	
N_p	Nombre d'association en parallèle	
Q	Coefficient de qualité du circuit résonant du SRC	
T_{DEC}	Période de découpage	s
T_{iE}	Transistor côté entrée	
T_{iS}	Transistor côté sortie	
t_φ	Temps associé au déphasage φ	s
v_1, v_2	Tension instantanée primaire et secondaire	V
v_{2R}	Tension instantanée secondaire redressée	V
$v_{ac\,E}$	Tension instantanée d'entrée alternative idéale	V
$v_{ac\,S}$	Tension instantanée de sortie alternative idéale	V
v_{DiS}	Tension instantanée dans D_{iS}	V
$V_{E\,ref}$	Tension d'entrée de référence pour le rapport de transformation du DAB	
V_i	Tension maximale du bus intermédiaire	V
v_L	Tension instantanée aux bornes de l'inductance du DAB	L
v_{LDCi}	Tension aux bornes de l'inductance DC du $i^{ème}$ bras du BOOST	V
v_{LS}	Tension instantanée aux bornes de L_S	V
V_M	Tension maximale appliquée à l'inductance du DAB	V
V_m	Tension minimale appliquée à l'inductance du DAB	V
v_{TiE}	Tension instantanée aux bornes de T_{iE}	V
v_{TiS}	Tension instantanée aux bornes de T_{iS}	V
x_{eff}	Valeur efficace du signal x	
x_{MAX}	Valeur maximale du signal x	
α	Rapport cyclique de la commande de T_{iE}	
Δi_L	Ondulation de courant dans l'inductance L	A
Δi_{LDCi}	Ondulation de courant dans l'inductance DC du $i^{ème}$ bras du BOOST	A
Δi_{Li}	Ondulation de courant dans l'inductance L_i	A
φ	Déphasage entre pont (DAB) ou entre bras (ZVS-PSFB)	° ou rad

φ_1	Déphasage du courant primaire par rapport à la tension primaire	° ou rad
φ_R	Déphasage ramené à la période angulaire (relatif)	

CHAPITRE IV

Symbole	Description	Unité
A_c	Section du circuit magnétique	m^2
AP	Produit des aires	m^4
A_{TH}	Surface d'échange thermique	m^2
A_w	Aire de la fenêtre de bobinage	m^2
B_i	Sensibilité du capteur de courant	V/A
B_{MAX}	Amplitude d'induction magnétique	T
B_{SAT}	Induction de saturation	T
B_v	Sensibilité du capteur de tension	V/V
C_{is}	Capacité parasite interspire	F
C_{PI}	Fonction de transfert générale du correcteur PI	
e_{air}	Epaisseur d'air	m
e_{FR4}	Epaisseur de FR4	m
e_p	Epaisseur de papier	m
g_1, g_2	Fonctions d'accroissement de la résistance avec la fréquence	
H, h	Coefficient d'échange thermique	$W.°C^{-1}.m^{-2}$
H_{filt}	Fonction de transfert générale du filtre associé au capteur	
i_{2a}, i_{2b}	Courants des deux secondaires du transformateur	A
i_{d1}, i_{d2}	Courant de déséquilibre entre les secondaires du transformateur	A
I_{pertes}	Courant image des pertes du convertisseur	A
I_{S1}, I_{S2}	Courant de sortie de chaque DAB de 15kW	A
J_1, J_2	Densité de courant efficace du primaire et du secondaire	$A.m^{-2}$
K_{bi}	Gain proportionnel du correcteur de la boucle de courant du BOOST	
K_{Bv}	Gain proportionnel du correcteur de la boucle de tension du BOOST	
K_{c1}, K_{c2}	Paramètres liés aux performances du matériau magnétique	
K_{Dv}	Gain proportionnel du correcteur de la boucle de tension du DAB	
$K_{i\,B}$	Gain proportionnel du correcteur PI de la boucle de courant du BOOST	
$K_{i\,D}$	Gain proportionnel du correcteur PI de la boucle de courant du DAB	
K_{P1}, K_{P2}	Coefficients liés à la topologie du convertisseur	
$K_{v\,B}$	Gain proportionnel du correcteur PI de la boucle de tension du BOOST	
$K_{v\,D}$	Gain proportionnel du correcteur PI de la boucle de tension du DAB	
$K_{w/c}$	Rapport entre les pertes dans les bobinages et dans le circuit magnétique	
K_{w1}, K_{w2}	Coefficients de foisonnement	
l_w	Longueur totale du bobinage	m
m	Masse	kg
N_c	Nombre de noyau magnétique	
N_{LAC}	Nombre de spire de l'inductance du DAB	

N_{LDC}	Nombre de spire de l'inductance du BOOST	
P_c	Pertes dans le circuit magnétique	W
$P_{c\,vol}$	Pertes volumiques du matériaux magnétique	$W.m^{-3}$
P_{pertes}	Pertes totales du convertisseur	W
P_u	Puissance utile	W
P_w	Pertes dans les bobinages	W
$R_{AC\,lin}$	Résistance linéique alternative	$\Omega.m^{-1}$
$R_{DC\,lin}$	Résistance linéique continue	$\Omega.m^{-1}$
r_{shunt}	Résistance de prise de mesure du courant de sortie	Ω
S_{air}	Surface d'air	m^2
S_p	Surface de papier	m^2
S_{sp}	Surface d'une spire	m^2
T_{ci}	$i^{ème}$ mesure de température du noyau magnétique	°C
T_{wi}	$i^{ème}$ mesure de température du bobinage	°C
V	Volume	m^3
$V_{i\text{-}CONS}$	Tension de consigne du bus intermédiaire	V
v_{id1}, v_{id2}	Tension image du courant de déséquilibre i_{d1}, i_{d2}	V
$V_{i\text{-}MES}$	Mesure de la tension du bus intermédiaire	V
Vol_{w1}, Vol_{w2}	Volume du bobinage primaire et secondaire	m^3
$V_{S\text{-}CONS}$	Tension de consigne de sortie	V
$V_{S\text{-}MES}$	Mesure de la tension de sortie	V
α_1, α_2	Paramètres liés aux performances du matériau magnétique	
β_F	Paramètres liés aux performances du matériau magnétique	
ΔB	Variation d'induction	T
δ_φ	Finesse de réglage du déphasage	° ou rad
ε_0	Permittivité diélectrique du vide	$F.m^{-1}$
$\varepsilon_{r\,air}$	Permittivité diélectrique relative de l'air	
$\varepsilon_{r\,FR4}$	Permittivité diélectrique relative du FR4	
$\varepsilon_{r\,p}$	Permittivité diélectrique relative du papier	
η	Rendement	
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	$H.m^{-1}$
μ_r	Perméabilité magnétique relative	
ρ	Résistivité électrique	Ω.m
$\tau_{filt\,i}$	Constante de temps du filtre associé au capteur de courant	s
$\tau_{filt\,v}$	Constante de temps du filtre associé au capteur de tension	s
$\tau_{i\,B}$	Constante d'intégration du correcteur PI de la boucle de courant du BOOST	s
$\tau_{i\,D}$	Constante d'intégration du correcteur PI de la boucle de courant du DAB	s
$\tau_{v\,B}$	Constante d'intégration du correcteur PI de la boucle de tension du BOOST	s
$\tau_{v\,D}$	Constante d'intégration du correcteur PI de la boucle de tension du DAB	s
φ_a, φ_b	Déphasage appliqué au pont secondaire a et b	° ou rad

CHAPITRE I : INTRODUCTION GENERALE

I.1. Contexte de la thèse

Le développement d'alimentations à découpage de puissance élevée (plusieurs dizaines à centaines de kW) fait partie des principales activités du pôle électronique de puissance de l'entreprise ECA-Robotics (partie intégrante de ECA-Group). Ce pôle, basé à Couëron en Loire-Atlantique, développe tous types d'alimentations à découpage (DC/DC, DC/AC, AC/DC, AC/AC) en version isolée ou non, pour des applications marines militaires embarquées. Ces alimentations doivent présenter de hautes performances en termes de compacité et rendement notamment tout en étant soumises à des contraintes extérieures sévères (mécanique, température, CEM etc.). Les exigences sur les performances permettent d'assurer l'efficacité de la chaîne complète dans lequel se situe le convertisseur.

Assurer des performances imposées, tout en considérant un environnement imposant des contraintes plus ou moins sévères, est l'objectif de la conception de tout convertisseur. Ceci nécessite un choix approprié de l'architecture du convertisseur, mais peut éventuellement imposer l'utilisation de matériaux semi-conducteurs innovants tels que le *Carbure de Silicium* (SiC) ou le *Nitrure de Galium* (GaN).

À l'heure actuelle, la majorité des alimentations à découpage conçues et développées au sein de l'entreprise ECA-Robotics, sont basées sur la structure suivante, pour les convertisseurs DC/AC :

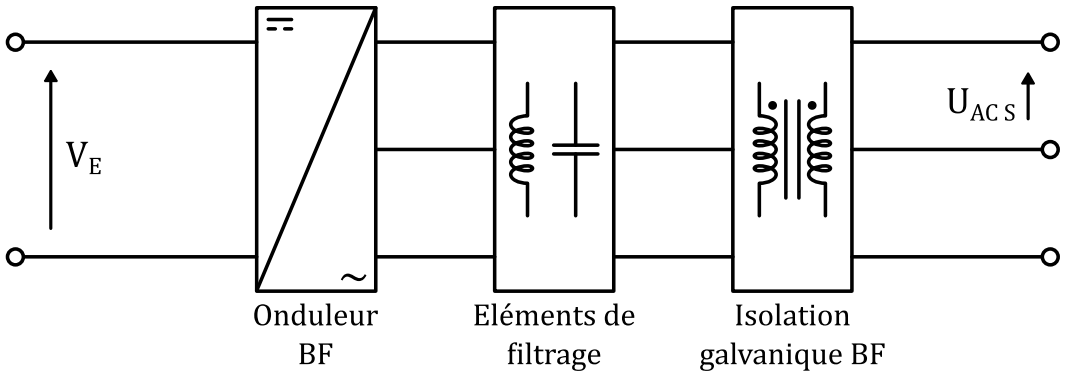


Figure I-1 : Convertisseur DC/AC, structure actuelle ECA

Cette structure est constituée d'un convertisseur DC/AC (onduleur) produisant des tensions sinusoïdales triphasées (comme représenté) ou monophasées. Ces tensions sont à une fréquence de 60 ou 400Hz (*Basse Fréquence* « BF »). Les composants de filtrage MLI et CEM (inductances et capacités) sont dimensionnés pour filtrer la fréquence de découpage, et fournir au primaire du transformateur, une tension sinusoïdale présentant les caractéristiques de distorsion harmoniques, notamment, demandée. L'avantage de cette structure est la robustesse et la simplicité de mise en œuvre, contrebalancée par la masse et le volume des composants magnétiques (transformateur notamment).

Afin de répondre à des contraintes mécaniques, notamment sur le volume, la tendance est à l'augmentation de la fréquence de découpage. En effet, cette augmentation a pour avantage de diminuer grandement le volume des composants magnétiques, qui représentent une part importante de l'espace qu'occupent ces convertisseurs.

Cependant, cette augmentation de la fréquence de découpage a pour inconvénient une augmentation non négligeable des pertes massiques au sein des composants magnétiques et des pertes par commutation dans les composants à semi-conducteurs.

L'idée est donc, au travers de cette thèse, de développer un prototype de convertisseur dont l'isolement galvanique est assuré par un transformateur situé, non plus côté basse fréquence mais, côté *Haute Fréquence* « HF », intégré dans un convertisseur DC/DC (Figure I-2). Ce terme HF dénomme les fréquences allant de 1kHz à 100kHz. Au-delà, nous parlerons plutôt de *Très Haute Fréquence* « THF ».

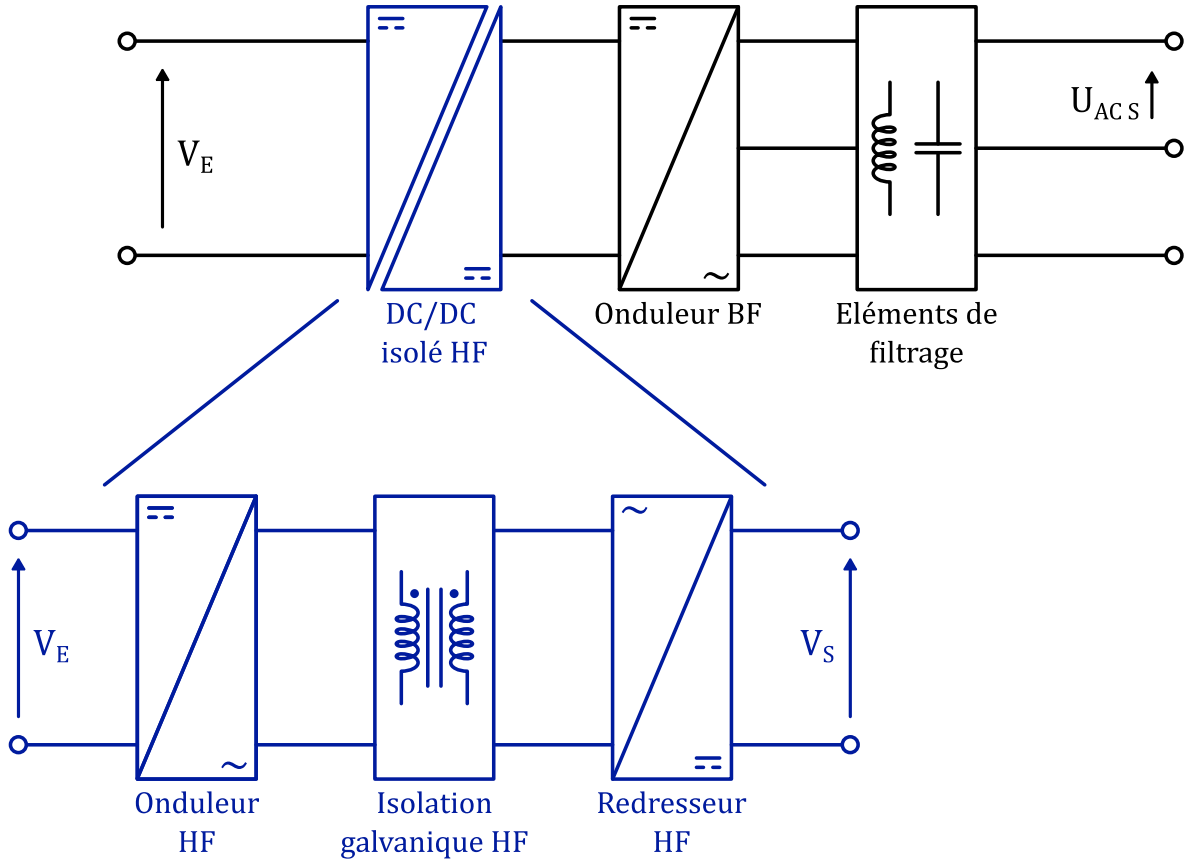


Figure I-2 : Convertisseur DC/DC isolé, structure souhaitée

Afin de pouvoir imposer des fréquences de découpage élevées tout en préservant des pertes raisonnables, le convertisseur devra donc nécessairement fonctionner en commutation douce. Ce type de commutation a pour avantage de diminuer significativement les pertes par commutation, tel que cela a été démontré dans de nombreux travaux.

A noter également que le travail de cette thèse est avant tout la démonstration de la faisabilité d'une telle architecture, répondant à un cahier des charges spécifique. L'objectif final correspond à la volonté de faire un saut technologique et de répondre aux nouvelles exigences des clients de l'entreprise ECA-Robotics. Certaines orientations seront donc basées sur un retour d'expérience.

I.2. Spécifications du convertisseur

L'objectif de cette thèse est de démontrer la faisabilité d'un convertisseur DC/DC (module) répondant aux spécifications suivantes :

Caractéristique	Valeur
Puissance de sortie :	$P_S = 30\text{kW}$
Tension d'entrée variable :	$V_E = 200$ à 600V
Courant d'entrée :	$I_E \approx 150$ à 50A
Tension de sortie fixe :	$V_S = 200$ **ou** 400V
Fréquence de découpage :	$F_{DEC} \geq 50\text{kHz}$
Rendement :	$\eta \geq 96\%$
Réversibilité :	Souhaitée

Tableau I-1 : Spécifications du module DC/DC

Le convertisseur devra également assurer l'isolation galvanique entre la source d'une part et le reste de la chaine de conversion d'autre part. Le dimensionnement d'un transformateur fonctionnant à haute fréquence fera l'objet d'une attention toute particulière, vu les rendements attendus.

L'utilisation de composants à semi-conducteurs grand gap (SiC, GaN) est une option fortement envisagée.

Un des principaux aspects limitants concernant la conception de ce convertisseur, tout en garantissant un rendement très élevé, est la forte variation de la tension d'entrée (d'un facteur 3). Cette variation se traduit par un surdimensionnement de l'ensemble des composants, ce qui, pour une telle gamme de puissance, est très impactant.

Concernant cette variation d'entrée, quelques précisions sont à apporter. Les plages de fonctionnement 200 à 300V et 520 à 600V sont de l'ordre de l'évènementiel, d'une dynamique rapide inférieure à 3s, et autorisent un fonctionnement dégradé ($\eta < 96\%$). Un rendement $\eta \geq 96\%$ doit cependant être assuré dans la plage de fonctionnement 300 à 500V. La tension nominale prise en compte est de 400V.

I.3. Résumé des chapitres

L'organisation de ce manuscrit n'est pas tout à fait représentative de la chronologie des évènements qui ont mené à la réalisation de ce prototype. Toute démarche de conception, de choix d'architectures, d'estimation des pertes, correspond à des réflexions et des analyses « entrecroisées », des travaux plus tardifs pouvant amener le concepteur à reconsidérer certains points antérieurs.

Le **Chapitre I** a pour but d'introduire et de contextualiser le travail effectué dans cette thèse. Il permet d'établir les bases de ce travail et d'orienter, dès le départ, sur les orientations à privilégier et écarter.

Le **Chapitre II** est une tentative d'estimation des pertes au sein des composants à semi-conducteurs. Ce travail repose, pour une part, sur la création d'un outil dont l'objectif est de constituer une base de données conséquente s'appuyant sur les modèles Spice de composants présélectionnés. En complément, une méthode permettant de mesurer les pertes au sein d'un pont de puissance a été mise en place et permet d'entamer un processus de séparation des pertes au sein du convertisseur.

Le **Chapitre III** est un récapitulatif justifiant le choix de la structure du convertisseur retenue. Ce choix, comme détaillé par la suite, relève d'un ensemble de décisions basées sur le retour d'expérience mais aussi les éléments présentés dans les **Chapitres II** et **IV**.

Le **Chapitre IV** est consacré quant à lui à la réalisation du prototype. Une attention particulière est portée à la conception et à la réalisation du transformateur. Les résultats issus des expérimentations y seront également détaillés et un bilan des performances du convertisseur (rendement) sera établi. En fin de ce chapitre, la régulation sera abordée sous un angle principalement théorique (modèles et simulations), le temps nous ayant manqué pour une mise en œuvre complète.

CHAPITRE II : CHOIX ET CARACTERISATION DES COMPOSANTS A SEMI-CONDUCTEURS

II.1. Préambule

Si l'on s'intéresse à la répartition des pertes au sein d'un convertisseur statique d'énergie, une part non-négligeable se situe au sein des composants à semi-conducteurs. Dans une étape de préconception, minimiser les pertes associées passe nécessairement par une analyse de l'état de la technologie, d'une part, et une évaluation des performances, d'autre part. Parallèlement, une confrontation entre les données évaluées/simulées et les données mesurées, au moins partielle, est indispensable. Le développement de ces trois principaux aspects sera donc naturellement à la base de l'organisation de ce chapitre.

Après réflexion, il nous a semblé plus adapté d'aborder cet aspect au début de ce mémoire. Les résultats qui y sont présentés servent de support principal à l'analyse des structures de conversion possibles, présentée dans le **Chapitre III**.

Deux familles de composants peuvent se distinguer et sont inévitablement présentes dans les convertisseurs : les diodes et les transistors. Tous deux possèdent des caractéristiques statiques (conduction) et dynamiques (commutation) qui leurs sont propres et dont les performances sont directement liées à la technologie du composant mais également à l'environnement dans lequel ils se situent. Nous ne détaillerons pas le fonctionnement physique de ces composants, qui a été présenté dans de très nombreuses thèses (par exemple [1]–[3]), mais nous nous intéresseront à l'aspect « comportemental » en portant notre attention sur leurs conditions de fonctionnement, notamment en commutation.

Dans l'optique d'une estimation des pertes, pour des conditions de conduction et de commutation particulières, nous introduiront ensuite des modèles de simulation. Ces derniers ont pour objectif d'approcher analytiquement les comportements fortement non-linéaires de ces composants à partir de schémas équivalents électriques, plus ou moins complexes.

Enfin, une méthode de caractérisation des pertes a été mise en place afin, d'une part, de confronter les données issues des datasheets et des simulations à des résultats expérimentaux, et d'autre part, de valider le choix des composants retenus pour ce convertisseur. Ces informations seront également intéressantes pour évaluer la répartition des pertes au sein du convertisseur.

II.2. État de la technologie

II.2.1. Les matériaux semi-conducteurs

Si le Silicium (Si) reste encore aujourd'hui le matériau majoritairement utilisé dans les applications standards, les composants utilisant les matériaux dits à « grand-gap » ont été développés massivement ces dernières années. Ils sont encore relativement récents mais ils tendent à être de plus en plus utilisés dans les applications où la fréquence et les performances attendues sont élevées. Potentiellement, ils sont également adaptés à des conditions de fonctionnement sévères en température mais les boîtiers ne sont pas conçus actuellement dans cette optique.

Les deux matériaux « grand-gap » qui retiennent actuellement l'attention des concepteurs en électronique de puissance sont le Carbure de Silicium (SiC) et le Nitrure de Gallium (GaN). De façon très résumée, l'utilisation du SiC est privilégiée dans les applications à forte puissance ($> kW$), haute fréquence ($< 100kHz$) et à tension élevée ($> 600V$) [4]–[13]. A l'inverse le GaN est plutôt réservé à des applications à puissance modérée ($< kW$), à fréquence très élevée ($> 100kHz$) et à plus faible tension ($< 400V$) [14]–[20]. Une liste non-exhaustive de convertisseurs DC-DC avec prototype réalisé, utilisant des composants avec des matériaux SiC et GaN, est représentée sur les Figure II-1 et Figure II-2, afin d'illustrer ces propos. Cet état de fait est tout de même à nuancer concernant le GaN, dans la mesure où la technologie évolue continuellement et où les besoins poussent les fabricants à développer des composants GaN pour des tensions plus élevées.

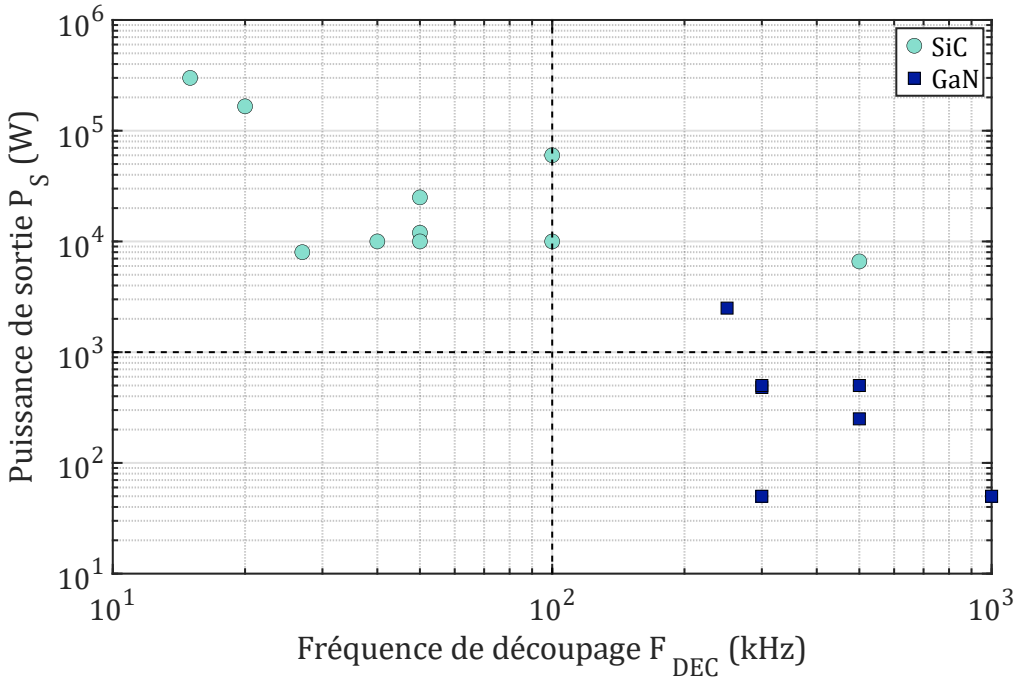


Figure II-1 : Prototypes convertisseurs SiC vs. GaN, Puissance vs. Fréquence

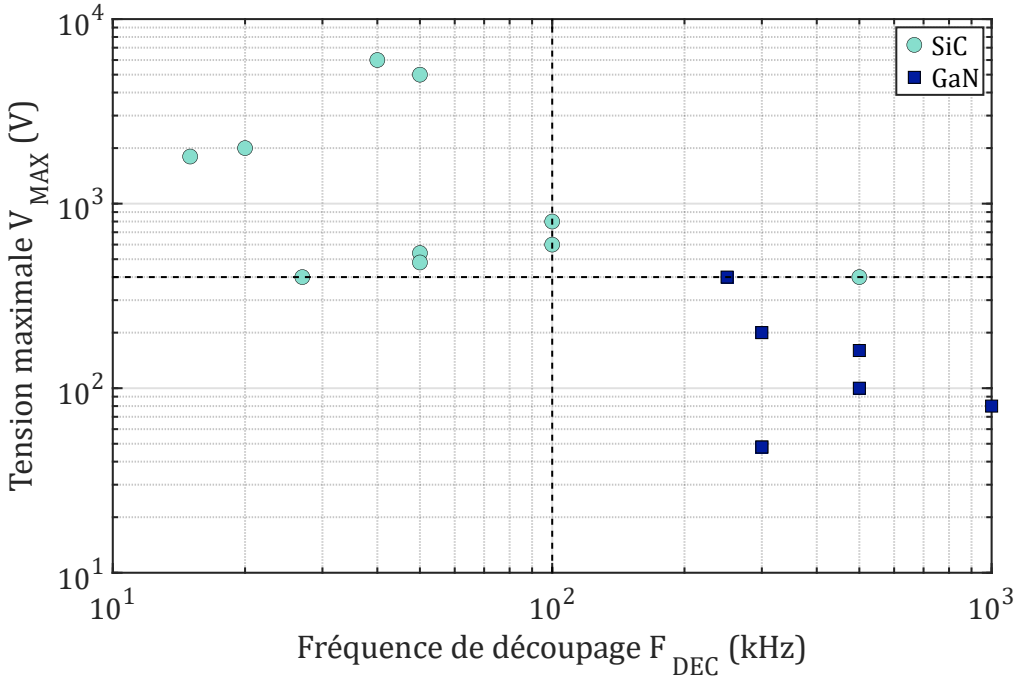


Figure II-2 : Prototypes convertisseurs SiC vs. GaN, Tension maximale vs. Fréquence

Concernant les composants commandés, seul les transistors à effet de champs à grille isolée (MOSFETs) seront considérés car ce sont ceux qui sont le plus largement développés par les fabricants [3], [21]–[24]. Bien qu'une approche similaire puisse être faite avec les diodes, nous focaliserons notre étude et l'utilisation de modèles sur les composants commandés. Précisons que, compte tenu des performances exceptionnelles en commutation mais aussi en conduction des composants grands gap, les IGBTs ne constituent clairement pas une option.

II.2.2. Performances statiques des MOSFETs actuels

Rappelons que, compte tenu de la plage importante de la tension d'entrée ($V_E \in [200 \dots 600V]$, $I_E \in [50 \dots 150A]$), l'utilisation de composants à forts calibres en tension et en courant est inévitable (en tout cas, si l'on considère un convertisseur classique à un étage). De ce fait, les MOSFETs SiC semblent être les composants les plus adaptés. Considérant l'objectif de rendement visé, nous nous orienterons vers l'utilisation de MOSFETs « mono puce » conditionnés dans des boîtiers de type TO-247, qui offrent une plus grande flexibilité de design que les modules de puissance. En complément, un autre élément fort de la stratégie est de limiter les contraintes en courant sur ces composants : En d'autres termes, il s'agit de chercher le maximum de performance en conduction, au prix d'une grande surface de semi-conducteur installée. Ce choix conduit également à une diminution des pertes par commutation, les énergies correspondantes évoluant selon une fonction non linéaire de pente croissante des courants commutés. Cette orientation entraînera évidemment des conséquences sur le coût du convertisseur mais ceci est admissible dans le contexte d'application considéré.

Quel que soit le MOSFET utilisé, l'expression des pertes par conduction $P_{COND\ MOS}$ s'expriment de la façon suivante :

$$P_{COND\ MOS} = R_{DSon}(T_j, V_{GS}) \times {I_{DS\ eff}}^2 \qquad \textbf{(II-1)}$$

La résistance à l'état passant R_{DSon} dépend de la température de jonction T_j et de la tension grille-source V_{GS}. Nous reviendrons dans la section II.2.3 sur cette dépendance des pertes à la température.

Pour commencer cette analyse, nous proposons d'observer l'une des caractéristiques les plus représentatives des performances d'un MOSFET, à savoir, sa résistance à l'état passant R_{DSon}. Nous avons donc répertorié, pour un ensemble de références de MOSFETs actuellement sur le marché, la résistance R_{DSon} typique pour une température de jonction T_j de $25°C$ et pour la tension de commande V_{GS} maximale préconisée par le constructeur, et l'avons représenté en fonction du calibre en tension (Figure II-3). A chaque point sur cette figure est associé une référence de composant. Enfin, est également renseigné sur cette figure le type de matériau semi-conducteur utilisé et quelques références de composants.

Nous avons essayé lors de la constitution de cette base de données, de collecter un maximum de données sur les composants les plus récents et pouvant être potentiellement intéressants pour notre application. Plusieurs points importants peuvent être posés en observant la Figure II-3 :

- Peu d'entreprises (Transphorm et Nexperia) ont commercialisé des puces GaN dans des boîtiers TO-247 – 650V [25], [26]. Ceci s'explique notamment par l'extrême rapidité de ces composants par rapport à ses « concurrents » Si et SiC, les rendant plus difficiles à contrôler du fait de problèmes de « cohabitation CEM ». Les boîtiers considérés dans notre analyse sont plutôt un désavantage dans le cas du GaN [27].

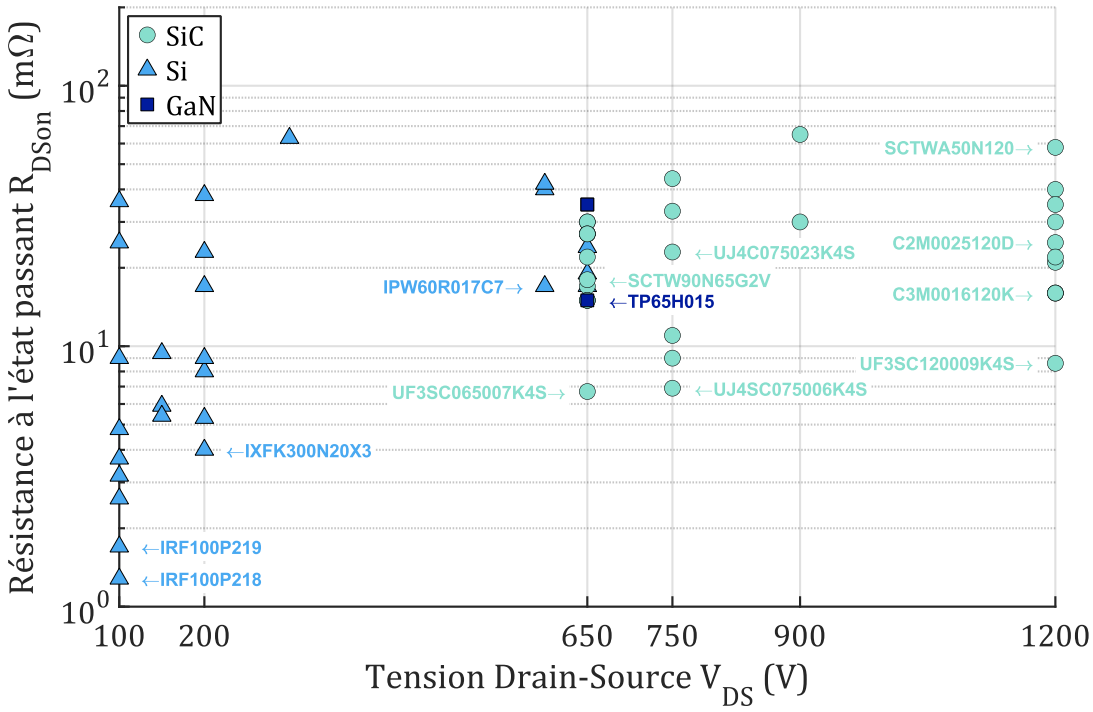


Figure II-3 : MOSFETs disponibles sur le marché, critère du R_{DSon} en fonction du calibre en tension (boîtier TO-247)

- Ensuite, une frontière nette délimite la gamme de calibre en tension pour les composants Si ($\leq 650V$) et SiC ($\geq 650V$). On peut également noter la quasi-absence de développement de composants pour des calibres en tension compris entre 300 et $500V$.

- Le développement du SiC, notamment ces dernières années, permet aujourd'hui de disposer de composants dont les R_{DSon} sont exceptionnellement faibles, même pour des calibres en tension élevés.

Si on se replace dans notre contexte, les tensions visées aujourd'hui dans notre application sont de $600V$ pour la tension d'entrée maximale et de 200 à $400V$ pour la tension de sortie. Plusieurs options s'offrent donc à nous :

A) L'utilisation de composants uniques à forte tenue en tension (par exemple au-delà de $900V$ pour garantir une marge de sécurité).

B) L'association en série de N_S composants à faible tenue en tension (par exemple en deçà de $200V$).

Plaçons-nous dans l'optique où nous souhaiterions obtenir un « macro-composant » pouvant supporter une tension de référence de $1000V$. Cette tension de référence est volontairement élevée, car les performances (commutation et conduction) affichées aujourd'hui par les composants SiC sont dans ce registre. Nous pouvons d'ores-et-déjà évoquer les composants de la gamme C2M/C3M de chez CREE-Wolfspeed et les UF3SC/UJ4SC de chez UnitedSiC (option A). En comparaison, si l'on considère l'éventualité d'une mise en série, il faut donc réaliser des associations capables de tenir ces $1000V$ (option B). La Figure II-4 reprend les données de la Figure II-3 et donne la résistance à l'état passant R_{DSon} équivalente pour les quelques configurations envisageables d'associations de N_S composants.

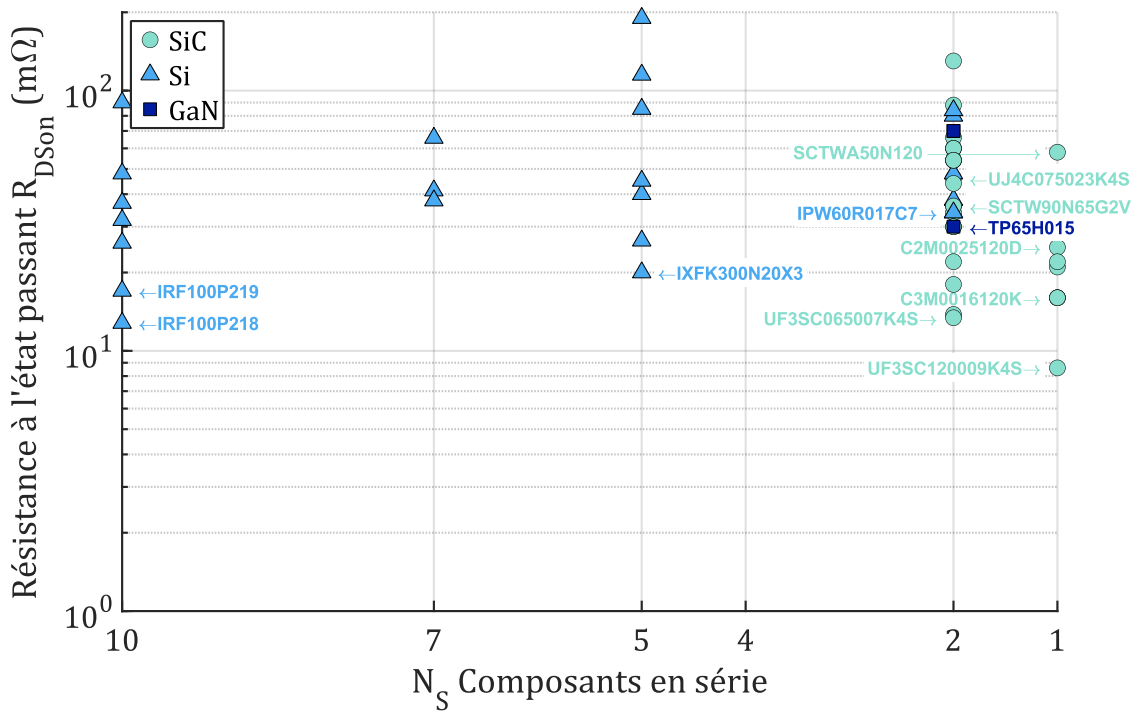


Figure II-4 : Mise en série de MOSFETs disponibles sur le marché, critère du R_{DSon} en fonction du calibre en tension (boîtier TO-247)

Ce qu'illustre cette Figure II-4 sera décisif pour le reste de la conception du convertisseur. Si on se base uniquement sur le critère du R_{DSon}, l'association de N_S composants en série est théoriquement viable, mais le gain obtenu est faible voire nul. Néanmoins, d'autres considérations sont à prendre en compte :

- La mise en série de N_S composants ou la juxtaposition de cellules en série pose de nombreux problèmes connexes tels que la complexité de la commande, l'intégration, le refroidissement, l'augmentation des inductances parasites etc. Nous étudierons la possibilité d'appliquer cette stratégie dans le chapitre suivant.

- R_{DSon} varie avec la température de jonction (Figure II-5). Les données illustrées dans cette figure sont issues des datasheets de plusieurs composants. Dans les gammes de température de jonction usuelles ($T_j > 60°C$), l'accroissement de la résistance R_{DSon} des composants Si est plus important que pour les composants SiC ($+50\%$ environ d'après la Figure II-5), ce qui, une fois de plus, réduit l'intérêt d'utiliser des composants Si pour notre application.

Il faut préciser que cette conclusion est liée à l'évolution des composants SiC aujourd'hui disponibles sur le marché et aux caractéristiques spécifiques de notre convertisseur. Dans d'autres contextes, en particulier en forte puissance/tension, l'intérêt de l'association de composants/cellules en série, démontré il y a de nombreuses années aux travers de nombreux travaux de thèses et de réalisations industrielles, demeure, et les convertisseurs de types « multiniveaux » [19], [28]–[30] ont certainement encore de beaux jours devant eux. Dans le cas de systèmes où le coût est une contrainte primordiale et exclut l'usage du SiC, la mise en série peut également rester une option intéressante pour obtenir un bon compromis performance/coût.

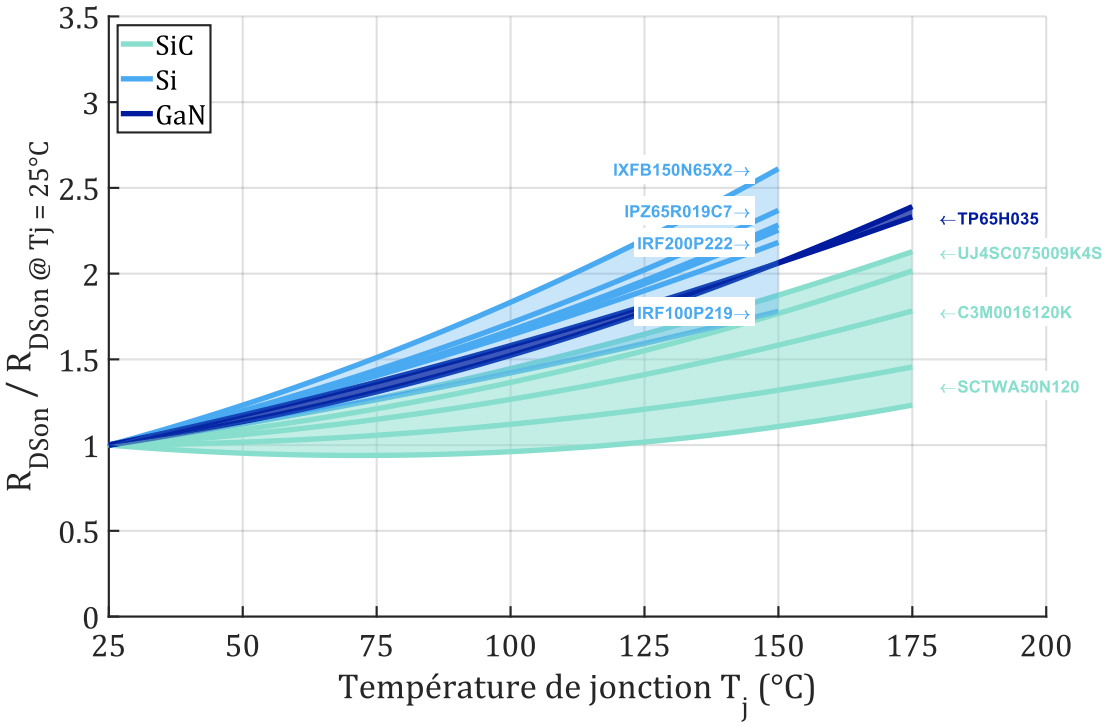


Figure II-5 : Variation de la résistance à l'état passant en fonction de la température

Enfin, rappelons ici que cette comparaison de composants, sur le seul critère du R_{DSon} n'est évidemment pas suffisante pour une estimation précise des pertes ou pour conclure sur le choix d'un composant en particulier, les performances dynamiques n'étant pas considérées. Cela dit, il y a fort à parier que l'usage d'un composant SiC en lieu et place de N_S composants Si sera également intéressant sur le plan dynamique.

II.2.3. Performances dynamiques des MOSFETs actuels

Si l'estimation des performances statiques, dans une approche simplifiée, est relativement réaliste, il n'est en est pas de même des performances dynamiques. La difficulté est de prendre en compte des comportements fortement non-linéaires, évoluant en fonction des conditions de fonctionnement et directement liés à l'environnement dans lequel s'inscrit le ou les composants.

Classiquement, l'analyse des pertes en dynamique s'appuie sur le concept d'énergies commutées apparaissant à chaque changement d'état du composant, moyennée sur une période de découpage. De ce fait, les pertes par commutations $P_{COM\ MOS}$ s'expriment :

$$P_{COM\ MOS} = E_{COM} \times F_{DEC} \qquad \textbf{(II-2)}$$

Le terme lié à l'énergie de commutation est évidemment difficile à évaluer analytiquement sans faire d'approximations importantes. Nous pouvons cependant, qualitativement, au travers de l'équation suivante, faire apparaitre, de façon simplifiée, des éléments impactant significativement les performances dynamiques d'un composant :

$$E_{COM} = K_Q . Q_G . V_{DS} . I_{DS} + K_I . I_{COM} . {I_{DS}}^2 + K_C . C_{oss} . {V_{DS}}^2 \qquad \textbf{(II-3)}$$

L'expression (II-3) est qualitative et a pour vocation de souligner les paramètres qui vont intervenir dans les mécanismes de génération des pertes. La détermination des coefficients K_Q, K_I et K_C supposerait une connaissance parfaite de la technologie et de la surface du composant et même dans ce cas, une formulation analytique paraît impossible tant l'interaction avec l'environnement est déterminante.

La charge de grille Q_G est liée aux performances tant au blocage qu'à l'amorçage. On pourrait dire qu'il s'agit d'une quantité représentative de la rapidité du composant. Plus cette dernière est faible, plus le composant est rapide. Ce paramètre est directement lié à la capacité parasite d'entrée C_{iss} du composant et croît avec la surface de la puce à technologie donnée. On retrouve dans la littérature une notion très souvent utilisée lorsque l'on souhaite comparer les performances d'un composant qui est le facteur de mérite FOM (ou *Figure/Factor of Merit* en anglais) [31]–[35]. Il existe plusieurs facteurs mais tous ont en commun la combinaison de R_{DSon} (performances statiques) et d'un paramètre représentatif des performances dynamiques, par exemple Q_G ou encore C_{iss}. Bien qu'aucun de ces facteurs ne puisse permettre d'obtenir une information précise sur la quantité de pertes pour une application donnée, elles permettent cependant de dégager une tendance ; un composant ayant un bon facteur (donc de faible valeur d'après les équations suivantes) sera globalement plus performant.

$$FOM_Q = R_{DSon} \times Q_G \qquad \textbf{(II-4)}$$

$$FOM_C = R_{DSon} \times C_{iss} \qquad \textbf{(II-5)}$$

Les Figure II-6 et Figure II-7 représentent respectivement le facteur de mérite selon les relations (II-4) et (II-5) pour les mêmes composants de la Figure II-3 :

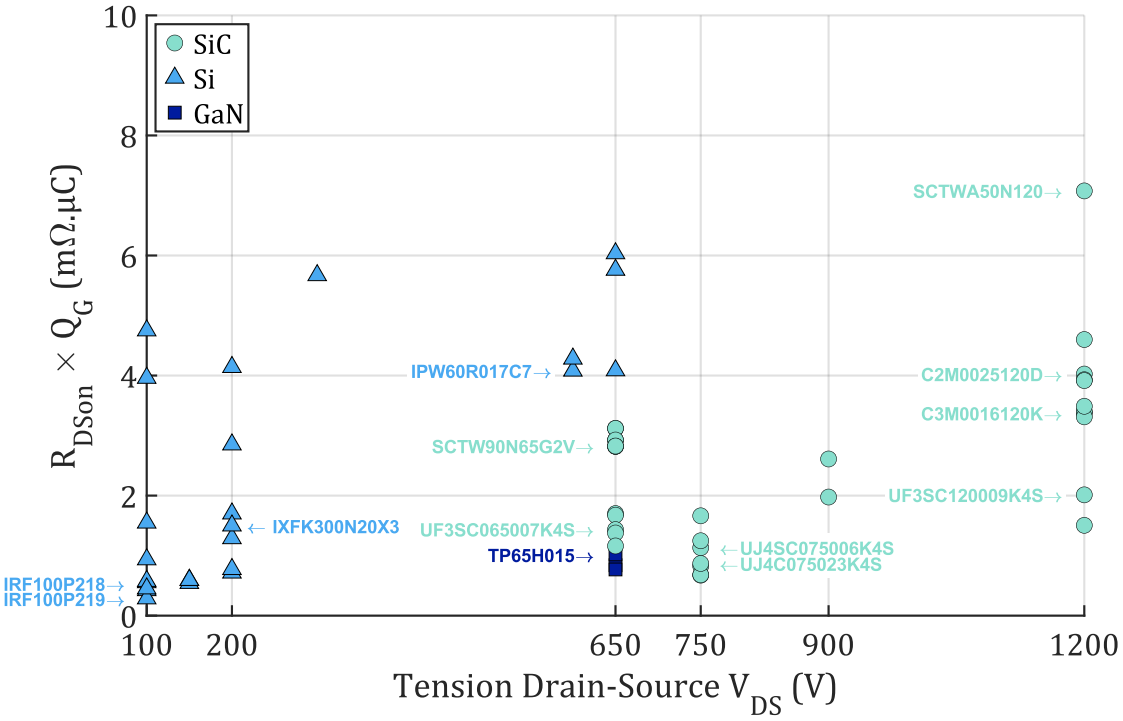


Figure II-6 : FOM relatif à Q_G pour plusieurs références de composants

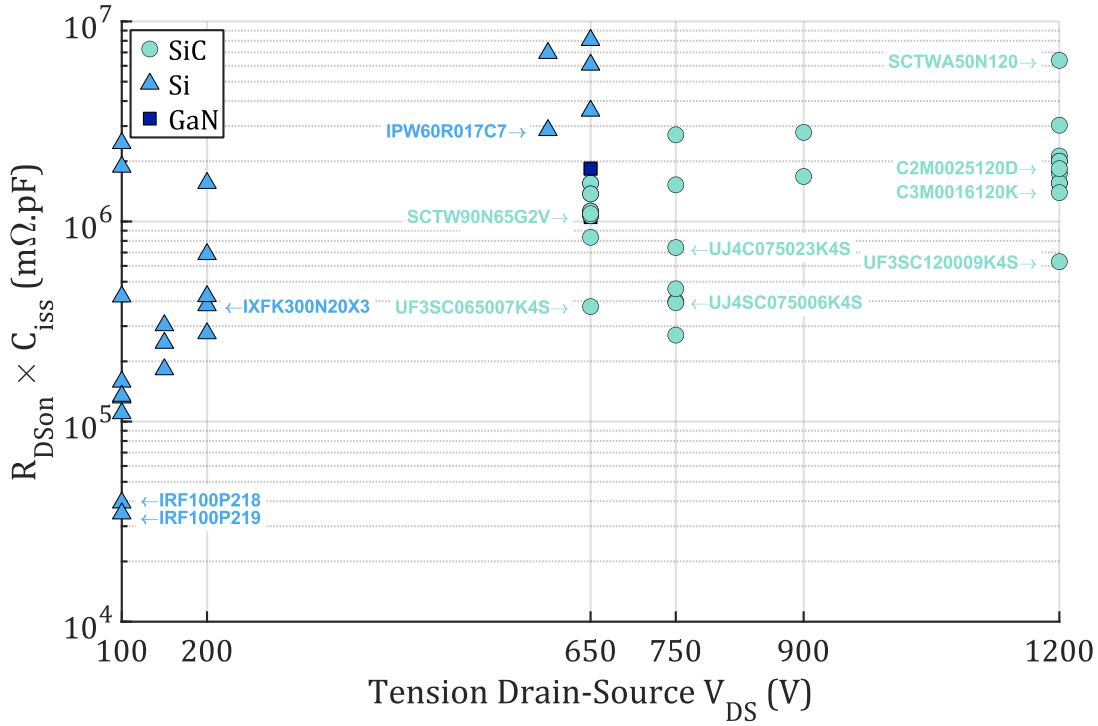


Figure II-7 : FOM relatif à C_{iss} pour plusieurs références de composants

Dans la recherche de composants performants, l'utilisation de ces facteurs de mérite peut être une démarche facilitant le choix d'un composant. Il n'est cependant d'aucune aide dans la détermination des pertes par commutation d'un composant, placé dans une cellule de commutation et interagissant avec son environnement (impédances de connexion par exemple).

Nous l'avons dit, cette approche ne montre qu'un aspect du problème et ne tient pas compte de l'environnement dans lequel évolue le composant. Cet aspect est traité dans la section suivante.

II.3. Différents types de commutations

II.3.1. Préambule

Dans l'optique d'une évaluation, au moins qualitative, des performances dynamiques des composants à semi-conducteurs, un élément important à prendre en compte est l'environnement dans lequel est inscrit un composant. En effet, un composant n'étant jamais « seul », une évaluation cohérente des pertes dynamiques nécessite d'analyser la cellule de commutation dans son ensemble.

Dans les structures auxquelles nous nous intéresserons, il existe deux types principaux de cellules de commutation, les cellules « onduleur » ou « hacheur », constituées de deux interrupteurs commandés et les cellules que nous baptiserons « redresseur », incluant toujours deux interrupteurs mais commutant de façon spontanée (diodes ou interrupteurs commandés synchrones).

L'introduction de mécanismes de commutation douce pour les premières permet de créer des variantes à faibles pertes par commutation. Pour les secondes, il existe également des variantes selon la nature de la source qui permet la commutation spontanée. Toutes ces variantes existent dans les structures que nous allons considérer dans le chapitre suivant, il nous a donc paru intéressant de faire un bilan sur leur comportement.

En première approche, le schéma simplifié de la Figure II-8 est une base générale pour décrire le fonctionnement des différentes cellules. C'est la nature des interrupteurs et le caractère des sources (continu ou alternatif) qui changent selon les variantes :

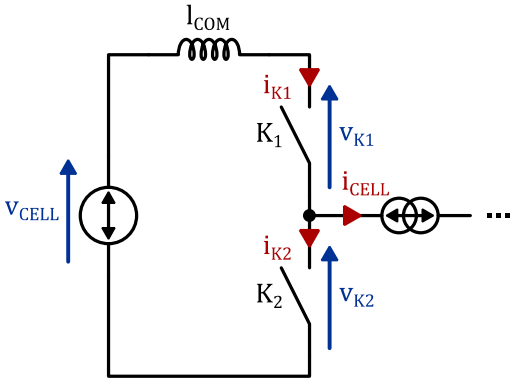


Figure II-8 : Cellule de commutation

Les différentes inductances pouvant être présentes dans la maille de commutation (inductance parasites, inductances de fuites etc.) sont représentée localement par l'inductance l_{COM}. Les équations constitutives d'une telle structure sont les suivantes :

$$v_{cell} = v_{k1} + v_{k2} + \frac{l_{COM} \cdot di_{k1}}{dt} \qquad \textbf{(II-6)}$$

$$i_{cell} = i_{k1} - i_{k2} \qquad \textbf{(II-7)}$$

Ces équations électriques permettent d'identifier les principales contraintes de commutation et montrent bien l'influence majeure de l'environnement. En particulier, la présence d'une source de courant équivalente dans la charge fait que les évolutions des courants i_{k1} et i_{k2} dans les deux interrupteurs sont couplées, ce qui peut impliquer la présence simultanée de courant et de tension à leurs bornes.

Si l'on veut aller plus loin, un tel schéma est insuffisant pour conduire une analyse vraiment pertinente. La présence de capacités parasites modifie sensiblement les phénomènes ainsi que les mécanismes de pertes, et ceci est d'autant plus vrai que la fréquence de découpage est élevée. Dans ce qui suit, nous avons préféré réaliser des simulations Spice pour mettre en évidence les différences de comportement. Cela nous permettra de présenter une analyse qualitative beaucoup plus réaliste sur les mécanismes d'échange d'énergie dans la cellule et l'impact, toujours qualitatif, sur les pertes et les contraintes électriques instantanées.

Ces simulations utilisent des modèles de MOSFETs et de diodes SiC, qui seront les composants retenus dans la suite de ce travail. Soulignons ici un avantage de la simulation pour séparer les phénomènes qui est de pouvoir calculer des énergies en différentes parties du modèle, en particulier au niveau des capacités parasites.

II.3.2. Cellule onduleur

Dans la cellule onduleur, la tension v_{cell} et le courant i_{cell} sont continus à l'échelle de la commutation. On peut créer les conditions de la commutation ZVS si le courant i_{cell} change de signe entre deux commutations, ce qui place les interrupteurs dans une situation parfaitement symétrique. Dans ce mode, il n'y a pas de pertes à l'amorçage et les variations d'énergie dans les capacités parasites correspondent à des mécanismes non dissipatifs, ce qui est particulièrement intéressant en haute fréquence. Pour la cellule onduleur, c'est le mode « minimal » en termes de pertes et il nous a paru logique de réaliser cette analyse en commençant par cette configuration puis de passer ensuite à la cellule standard dans laquelle l'ajout de la commutation d'amorçage entraine des modifications de nature dissipatives par rapport à ce mode « minimal ».

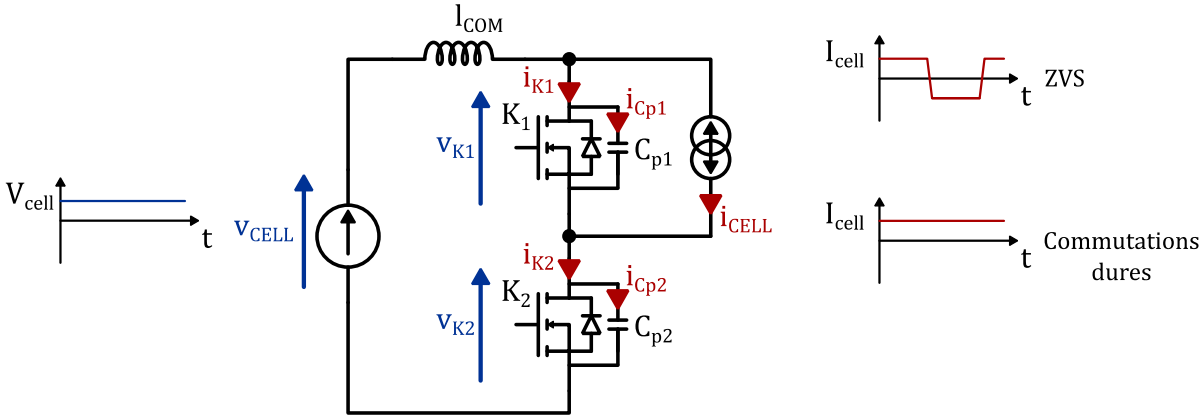


Figure II-9 : Schéma de simulation d'une cellule onduleur

II.3.2.1. Cellule onduleur ZVS

Le schéma de simulation utilisé est donné Figure II-9. La source i_{cell} est un créneau de courant à la fréquence de découpage, le courant est positif quand on bloque K_1, négatif quand on bloque K_2. Dans cette configuration, il existe des phases de conduction inverse dans les interrupteurs, soit par les diodes « *body* », soit par les canaux. Il faut que la commande des MOSFETs les mettent en conduction pendant ces phases. Dans la réalité, elles peuvent être très courtes, ce qui impose d'utiliser des temps morts très faibles. Les chronogrammes des deux commutations, correspondant aux blocages respectifs de K_1 et K_2, sont représentés Figure II-10. Les puissances instantanées dans les deux composants et dans les capacités drain-source C_{p1} et C_{p2} ont été ajoutées à ces chronogrammes. Nous négligerons

l'influence de l'inductance de maille, de valeur très faible dans cette simulation pour coller avec une hypothèse de câblage compact.

On retrouve deux commutations strictement symétriques, au cours desquelles l'énergie stockée dans la capacité parasite du composant bloqué est recyclée via la charge sans être dissipée dans les composants. Ceci se traduit, dans les chronogrammes ci-dessous, par la présence d'une puissance instantanée négative aux bornes d'un composant lorsque l'on bloque son vis-à-vis, ce qui correspond à la décharge de sa capacité parasite via la charge. En complément, on peut dire que, compte-tenu de son inversion périodique, le courant de charge a toujours le bon signe pour permettre cette phase de décharge. Les seules pertes présentes sont dues au blocage intrinsèque et correspondent à l'intégrale de la zone hachurée sur la figure (pertes dans K_2). En effet, à la puissance instantanée totale dans K_2, lors de son blocage, il faut retrancher la puissance instantanée capacitive du fait du recyclage lors du blocage de K_1.

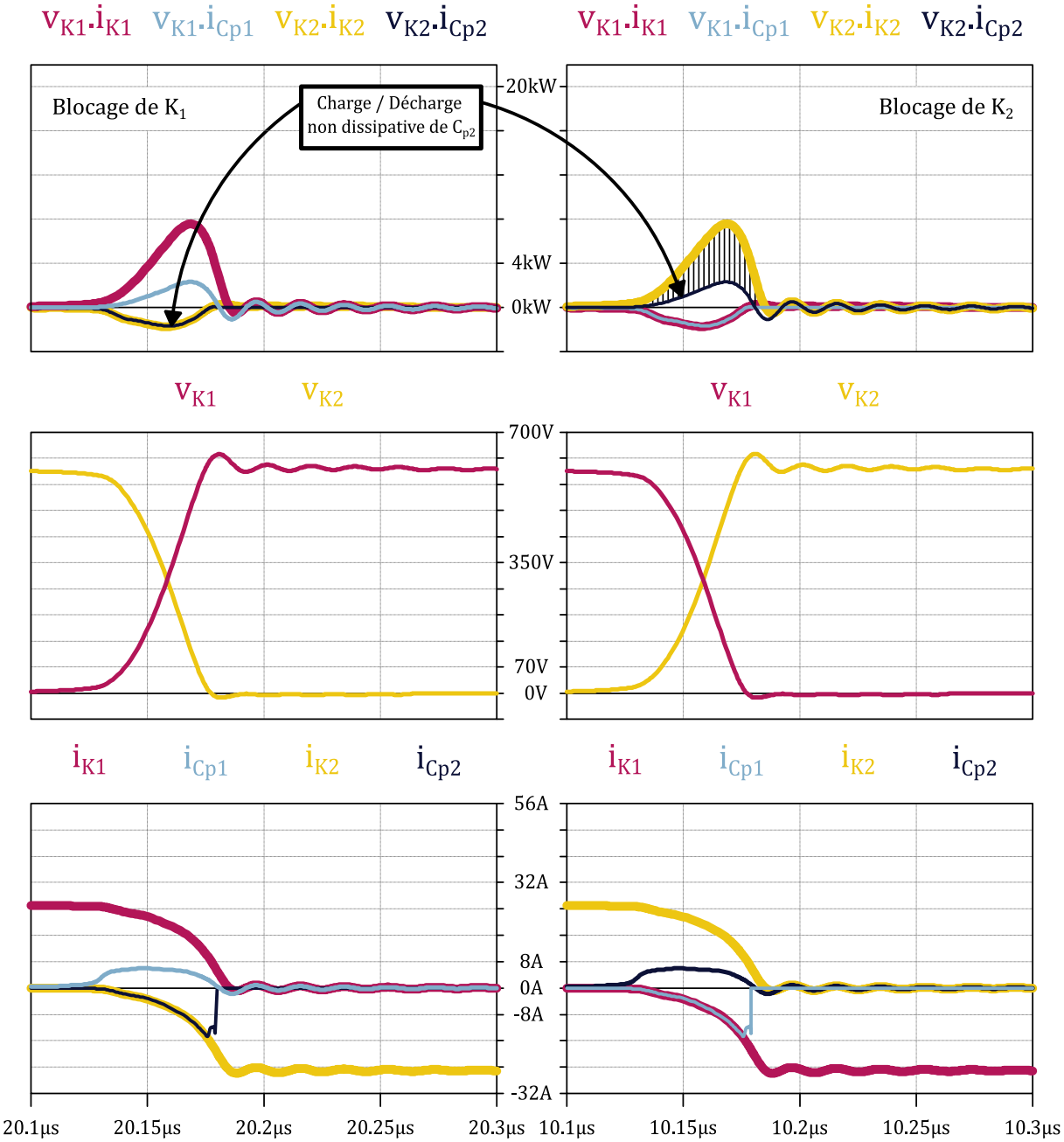


Figure II-10 : Chronogrammes d'une cellule onduleur en mode ZVS

II.3.2.2. Cellule onduleur standard à commutation dure

Pour étudier, le comportement de la cellule standard, le schéma est identique mais le courant ne change pas de signe entre deux commutations (Figure II-9). Si l'on choisit un courant négatif avec la convention de signe retenue, c'est l'interrupteur K_2 qui impose les deux commutations.

La commutation de blocage reste identique (Figure II-11, droite), à une nuance très importante près, l'énergie stockée dans C_{p2} n'est pas recyclée lors de l'amorçage (Figure II-11, gauche), mais au contraire, dissipée dans le même K_2. Contrairement au cas précédent, la puissance instantanée aux bornes de K_2 est toujours positive, ce qui traduit indirectement l'existence de cette décharge dissipative. On peut confirmer ce mécanisme en disant que le signe du courant de charge ne permet pas le recyclage de cette énergie. L'énergie totale mise en jeu à l'amorçage est comparativement nettement plus élevée. Elle inclut l'énergie d'amorçage intrinsèque, l'énergie de décharge de C_{p2} et la co-énergie de charge de C_{p1} [36].

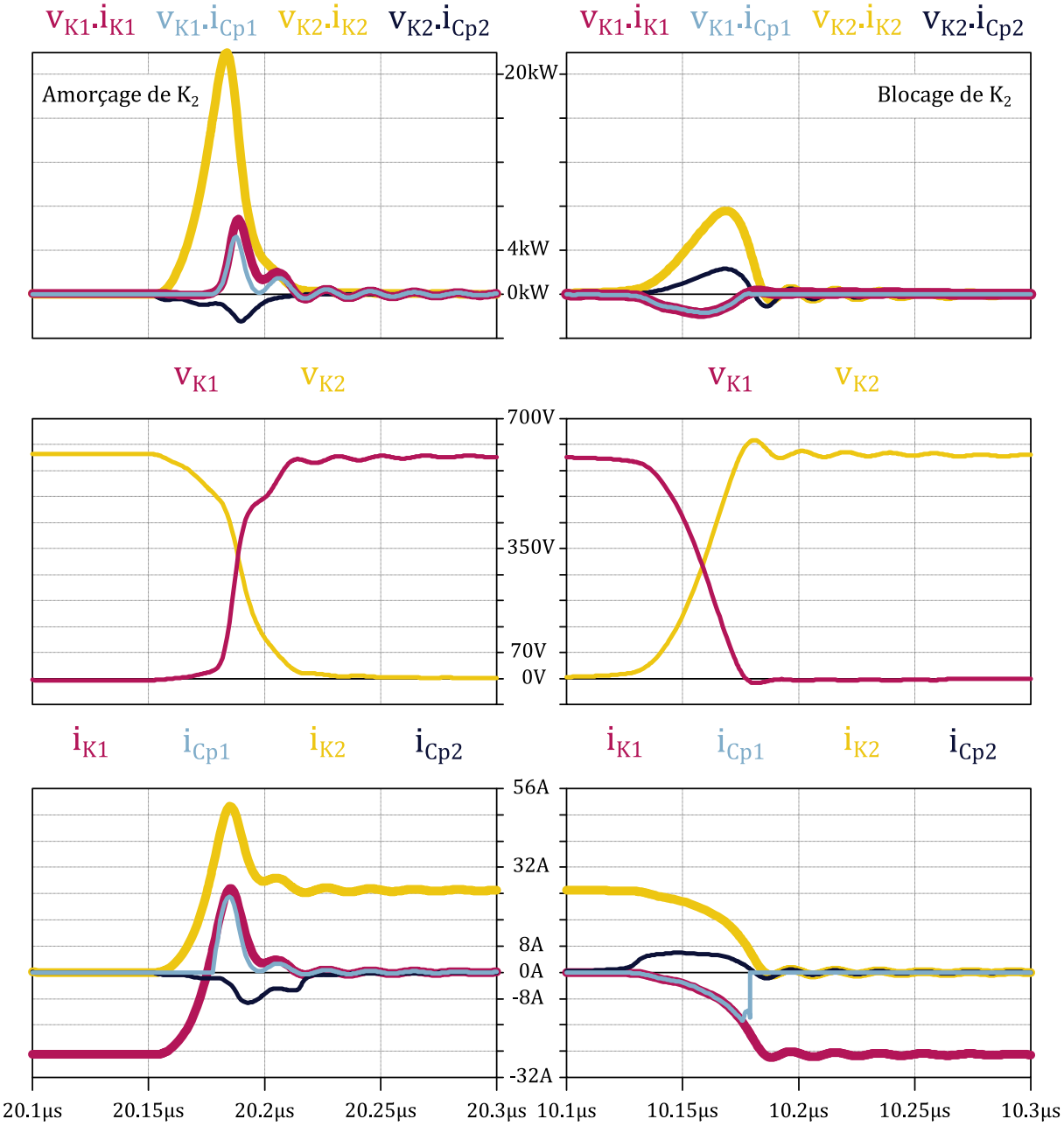


Figure II-11 : Chronogrammes d'une cellule onduleur en mode commutation dure

La puissance instantanée est donc positive lors des deux commutations et on serait tenté de l'intégrer séparément sur les deux phases pour calculer les pertes supposées à l'amorçage d'une part, et au blocage, d'autre part. Ceci est incorrect puisque les pertes véritables au blocage sont celles données par la première simulation, l'énergie de charge de la capacité parasite ne constituant pas un mécanisme dissipatif à proprement parler. L'approche correcte est de calculer les pertes totales et de retrancher les pertes au blocage identifiées dans le mode ZVS pour en déduire les pertes dues à l'amorçage. Réaliser des mesures utilisant cette procédure rigoureuse est relativement complexe puisque deux configurations de test sont nécessaires mais est tout à fait envisageable [37].

Dans la simulation présentée, les pertes induites à l'amorçage dans l'interrupteur K_1 sont négligeables. Un bilan quantitatif fait sur ces simulations fait apparaître un rapport 2.66 entre les énergies dissipées à l'amorçage (465µJ) et au blocage (175µJ), ce qui confirme, si besoin était, tout l'intérêt du mode ZVS.

II.3.3. Cellule type redresseur, source tension

Il s'agit de la cellule la plus fréquemment utilisée dans le secondaire des alimentations à découpage à transfert direct. Constituée à la base de deux diodes, elle est maintenant très souvent mise en œuvre avec des MOSFETS en fonctionnement synchrone. La commutation est provoquée par les changements de signe de la tension appliquée au redresseur, la plupart du temps de forme rectangulaire. Le schéma que nous utiliserons pour simuler le comportement de cette cellule est donné Figure II-12. La tension de cellule est donc un créneau et le courant de cellule est continu. Les modèles utilisés correspondent à des composants SiC, il n'y a donc pas de mécanisme de recouvrement à proprement parler.

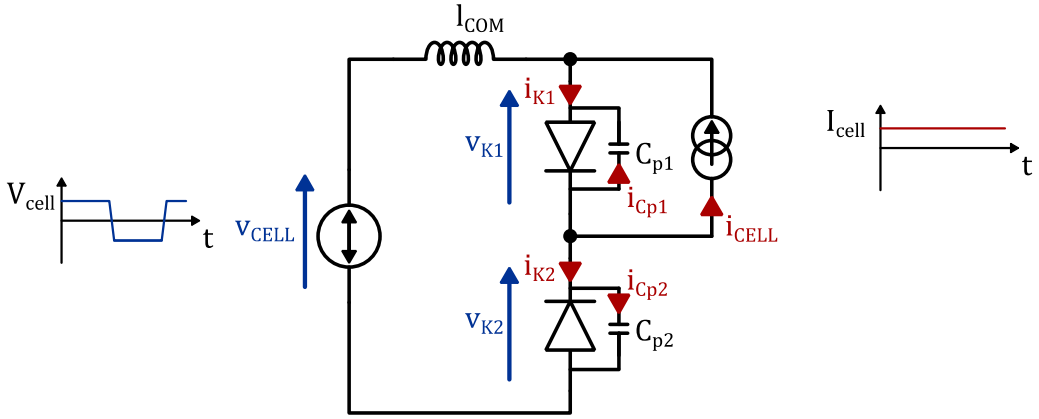


Figure II-12 : Schéma de simulation d'une cellule redresseur, source tension

C'est donc la variation de tension qui provoque la commutation dite spontanée des diodes (courbes de la Figure II-14). Cette variation induisant immédiatement une diminution du courant dans la diode conductrice avec un di/dt imposé par l'inductance de maille, il s'en suit un accroissement complémentaire dans la diode précédemment bloquée. Dans un premier temps, ce courant correspond à la décharge de la capacité parasite de cette diode, avant que cette dernière ne se mette véritablement en conduction. Ce que montre cette simulation, mais que l'on retrouve dans la réalité avec ce type de redresseur, est l'important régime transitoire oscillant lié à l'interaction entre l'inductance de maille et les capacités parasites des composants après le blocage de la diode initialement conductrice. Afin de faciliter l'observation, nous avons tenté de le limiter en utilisant une inductance de maille assez faible et en introduisant un réseau d'amortissement, mais c'est la « vraie nature » de cette cellule qui s'exprime.

De fait, la durée de commutation s'en trouve réduite et le courant apparemment présent dans la diode devant se mettre en conduction correspond en fait à la charge de sa capacité parasite. On ne voit donc pas la phase qui apparaît classiquement lorsque l'inductance de maille est plus élevée, à savoir la conduction simultanée des deux diodes jusqu'à la fin de l'inversion de courant.

Il est difficile d'aller plus loin dans l'analyse de ces chronogrammes qui, malgré l'aspect « chahuté », correspondent à des mécanismes relativement simples dans la mesure ou le comportement est essentiellement capacitif. Lorsque l'on observe les puissances instantanées, on constate que les puissances capacitives sont quasiment confondues avec les puissances totales dans les composants, traduisant le fait qu'il y a peu d'énergie dissipée dans ces composants. L'un des intérêts de la simulation est de pouvoir calculer aisément les puissances moyennes pour estimer les pertes mais, dans le cas présent, l'écart entre les pertes supposées (quelques W) et les puissances instantanées maximales (20kW) fait que cette estimation n'est guère digne de confiance (problème de précision de l'intégration).

La principale conclusion de ces résultats est que les pertes par commutation sont apparemment très faibles malgré la présence de « violents transitoires ». Ce qui est difficile à évaluer est le coût énergétique de l'écrêtage et de l'amortissement de ces transitoires qui sont nécessaires dans un redresseur réel.

II.3.4. Cellule type redresseur, source courant

Ce type de redresseur est alimenté par une source de courant, l'exemple typique étant celui des alimentations à résonance série. La tension de cellule redevient continue mais le courant de cellule est alternatif et change de sens entre deux commutations, c'est donc une situation similaire à celle de la cellule onduleur ZVS, mais avec des diodes ou des composants synchrones.

Le schéma de simulation est celui de la Figure II-13 avec un générateur de courant trapézoïdal dont le di/dt est proche de $20A/\mu s$, ce qui correspond sensiblement aux conditions qui seront rencontrées dans les convertisseurs à commutation douce que nous avons décrits.

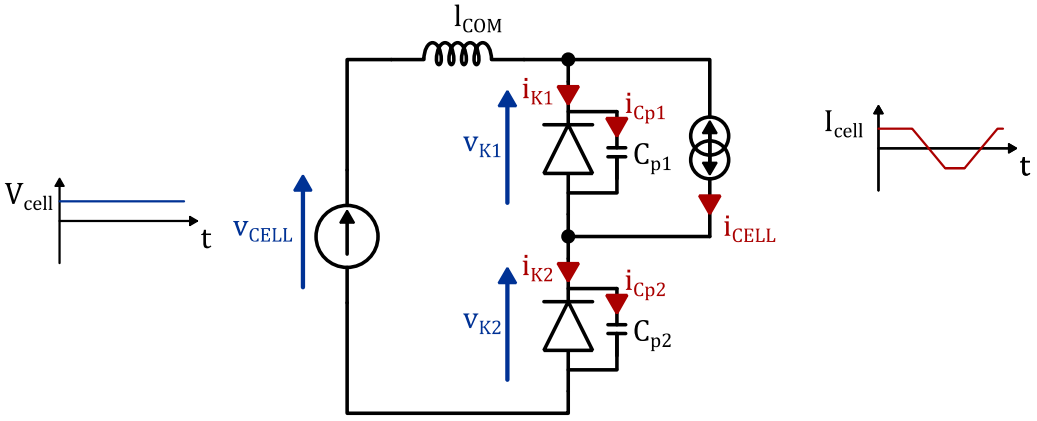


Figure II-13 : Schéma de simulation d'une cellule redresseur, source courant

L'impression visuelle donnée par l'observation de ces chronogrammes (illustrés Figure II-15) est très différentes de celle de la configuration précédente. Le mécanisme de commutation induit des formes très « douces », avec une quasi-absence de régimes transitoires secondaires. En réalité, ce mécanisme se résume quasiment aux charges-décharges des capacités parasites, mais avec une plus grande progressivité liée à la variation lente du courant à l'échelle de cette commutation. Dans cette configuration, il n'y a pas de surtension à gérer, du fait de cette progressivité mais également de la

structure de la cellule diode avec son découplage capacitif. Même dans le cas de l'utilisation de diodes PIN Si, ces caractéristiques seraient conservées. Les puissances instantanées mesurées dans les diodes sont confondues avec celles des capacités parasites pendant les commutations, ce qui traduit l'absence de pertes. C'est donc clairement la cellule redresseur idéale, les pertes par commutation sont inexistantes et aucun circuit auxiliaire n'est nécessaire. Le calibre en tension des diodes peut être raisonnablement proche de la tension de sortie, ce qui n'est pas le cas dans la configuration précédente, dans laquelle le coefficient de surtension peut être très élevé.

II.3.5. Conclusion

Ce petit rappel des différentes situations de commutation confirme, si besoin était, tout l'intérêt de la commutation douce et des structures de convertisseurs permettant d'en remplir les conditions. Ceci est encore plus vrai avec les composants SiC, présentant des capacités parasites importantes. Les structures n'utilisant pas de redresseurs en tension sont particulièrement intéressantes du fait de la quasi-absence de transitoires de commutation (si les cellules sont implantées dans les règles de l'art). Les convertisseurs à résonance série et le DAB, dont nous rappellerons les caractéristiques dans le chapitre suivant, entrent dans cette catégorie.

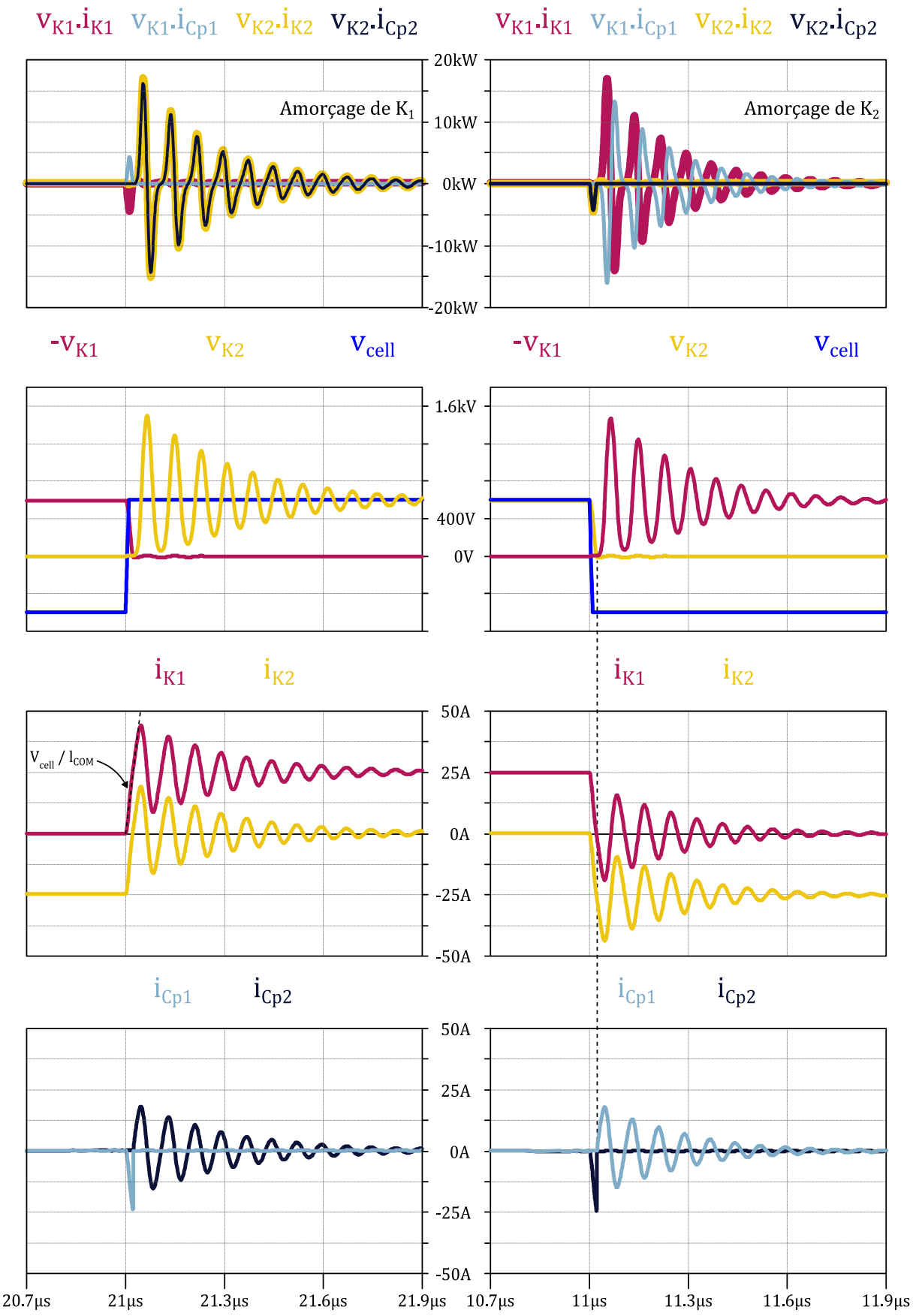


Figure II-14 : Chronogrammes d'une cellule redresseur, source tension

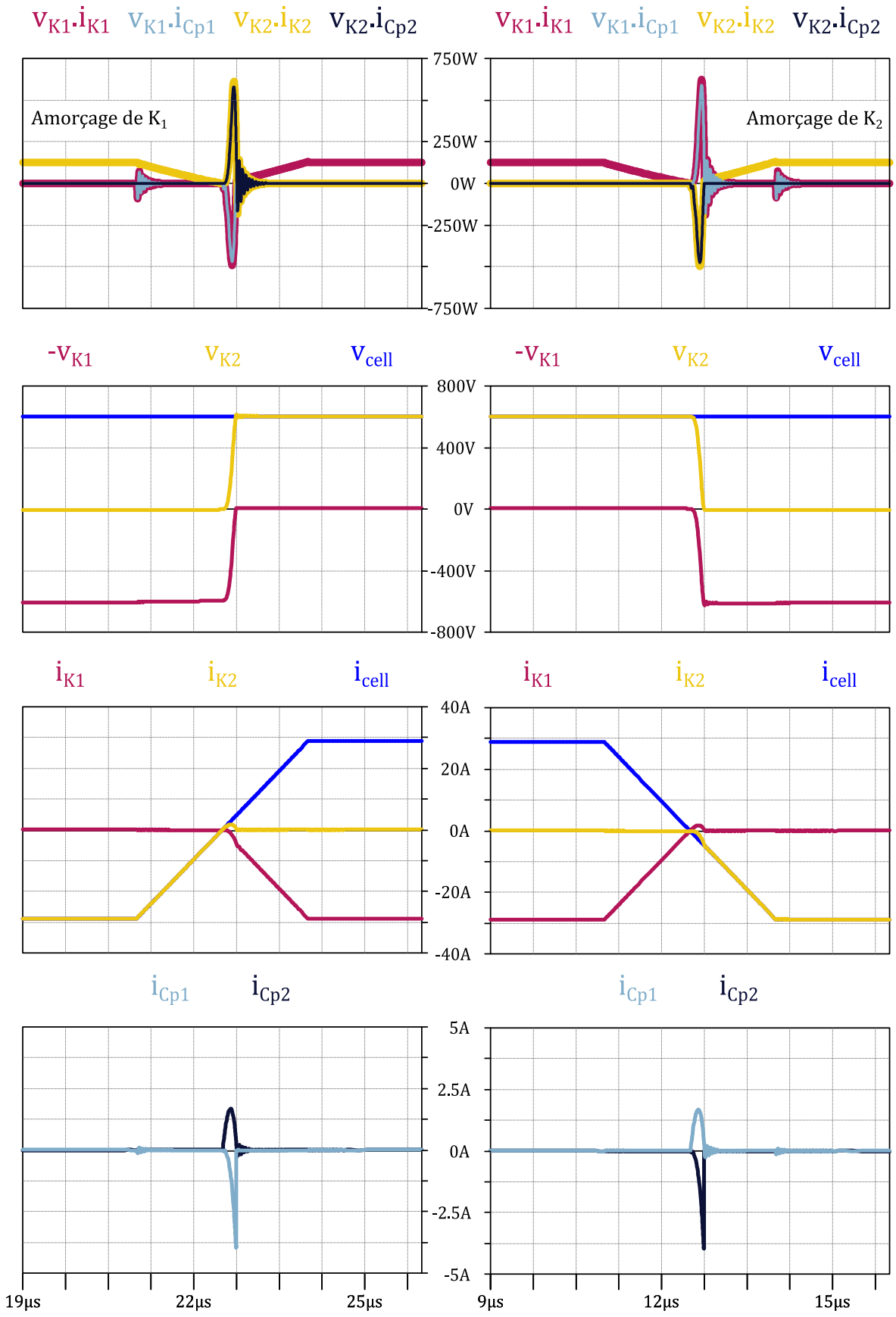


Figure II-15 : Chronogrammes d'une cellule redresseur, source courant

II.4. Modèles de composants pour simulation

II.4.1. Les limites des datasheets

L'analyse des datasheets est une étape incontournable lorsqu'on souhaite évaluer, a priori, les performances de ce dernier. Nous l'avons vu, si l'estimation des pertes par conduction est « relativement simple », la difficulté réside principalement dans l'évaluation des pertes en commutation, pour un point de fonctionnement donné.

Cependant, aussi complète que soit une datasheet, elle n'en reste pas moins une synthèse, un ensemble de données fournies par un constructeur, dans des conditions de test particulières. La Figure II-16 illustre un exemple typique de réseau de courbes que nous pouvons trouver dans des datasheets de composants SiC, (deux références de MOSFETs) et qui apporte des informations sur la quantité d'énergie dissipée lors des commutations :

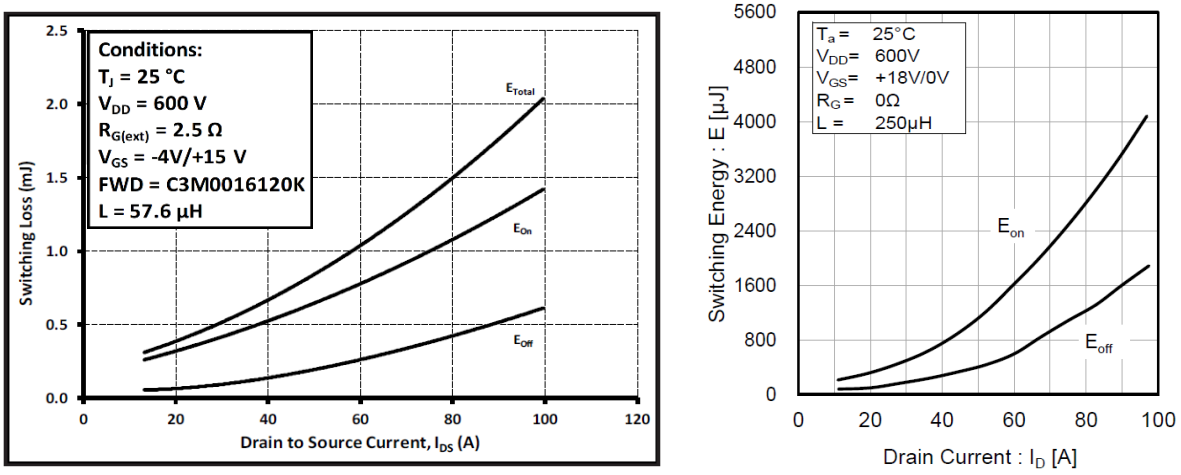


Figure II-16 : Exemples de données issues de datasheets du composant C3M0016120K (gauche) et du composant SCT3022KL (droite)

Précisons qu'il existe en général des courbes illustrant l'évolution des énergies de commutations en fonction de 4 paramètres, classés dans le Tableau II-1 par ordre d'impact sur les pertes :

Paramètre	**I_{DS}**	**V_{DS}**	**R_G**	**T_j**
Impact	+++	++	++	+
Évolution	≈ quadratique	≈ linéaire	≈ linéaire	≈ linéaire

Tableau II-1 : Paramètres influant sur les énergies de commutation

Il existe des techniques qui permettent de récupérer différentes informations à partir de ces documents pour pouvoir effectuer une évaluation globale des performances du composant [38], [39], moyennant temps et vérification des données. Elles supposent néanmoins que les caractérisations proposées par les constructeurs sont parfaitement fiables.

C'est pourquoi, dans l'objectif de simplifier le travail des concepteurs, la tendance est à l'utilisation de modèles, directement fournis par les fabricants de ces composants.

II.4.2. Simulation et modélisation sous Spice

II.4.2.1. La simulation

En préambule, rappelons ici, que nous souhaitons obtenir des informations concernant le comportement d'un composant, en particulier, pendant ses phases de fonctionnement non-linéaires (amorçage, blocage). Cette analyse ne peut être faites sans passer par l'utilisation d'outils numériques. En ce sens, l'un des outils les plus utilisés aujourd'hui est Spice. (**S**imulation **P**rogram with **I**ntegrated **C**ircuit **E**mphasis)

Il nous semble à ce stade intéressant de revenir brièvement sur le fonctionnement de cet outil, avant de nous attarder sur la modélisation des composants.

Historiquement, l'Université de Berkeley, en Californie, a développé ce « noyau » Spice dans les années 70. De façon très rudimentaire, un circuit électrique peut être décrit sous forme d'une liste d'instructions (Netlist) de composants passifs ou actifs, dont on renseigne les interconnexions (nœuds) et leurs valeurs. Leurs valeurs pouvant dépendre d'un élément externe (température, tension de référence etc.).

La résolution d'un tel circuit passe par la méthode MNA (**M**odified **N**odal **A**nalysis) [40], qui permet de résoudre un circuit électrique, grâce aux lois de Kirchhoff. L'analyse des comportements transitoires (commutations notamment) passe par une résolution du circuit, d'une part, en tenant compte des formes différentielles et intégrales des variables ($L.\,di/dt$; $\frac{1}{C}\int idt$) et d'autre part, en appliquant une méthode numérique (par exemple, Newton-Raphson).

Bien sûr, le fonctionnement d'un tel outil est loin d'être aussi trivial. Nous mettons volontairement de côté toutes les astuces numériques, la gestion des erreurs, des pas de temps variables qui n'a pas sa place dans ce mémoire.

Retenons simplement, pour résumer, qu'avec un outil tel que Spice, il est possible de résoudre numériquement un circuit particulièrement complexe, et d'observer les variations temporelles des courants et tensions en tous points du circuit. Nous verrons par la suite que la modélisation d'un composant tel qu'un MOSFET peut être constituée d'une multitude d'éléments rendant impossible toute résolution non-numérique.

II.4.2.2. La modélisation

La difficulté majeure de cette approche est évidemment de disposer de modèles de représentation performants capables de donner des résultats quantitatifs acceptables sur les pertes. Dans l'environnement Spice, la modélisation d'un composant est en fait une représentation de type « circuit », tenant compte d'un grand nombre de paramètres, dont certains peuvent être définis au travers d'expressions analytiques. La mise en place de tels modèles est d'autant plus complexe que les composants en question ont des comportements fortement non-linéaires, ce qui est le cas par exemple des composants types Diode ou MOSFET.

Bien sûr, établir un modèle de composant est un travail à part entière et fait encore aujourd'hui l'objet de nombreux travaux [41]–[43]. Il ne sera évidemment pas question dans ce manuscrit de concevoir un modèle Spice. Nous nous sommes concentrés sur l'utilisation de modèles existants, compatibles avec des logiciels utilisant le noyau Spice, qui sont aujourd'hui largement utilisés par les industriels, dont ECA-Robotics. Ces modèles sont directement fournis par les fabricants et compatibles avec le logiciel de simulation utilisé (LT-Spice). La plupart d'entre eux permet de prendre en compte l'effet de la température sur le fonctionnement du composant (modèle électrothermique).

Précisons que les résultats obtenus avec un modèle donné n'engagent aucunement son concepteur. La prudence est donc de rigueur. Au cours de ce travail, nous avons pu remarquer que les modèles fournis n'étaient pas tous cohérents avec les données issues des datasheets.

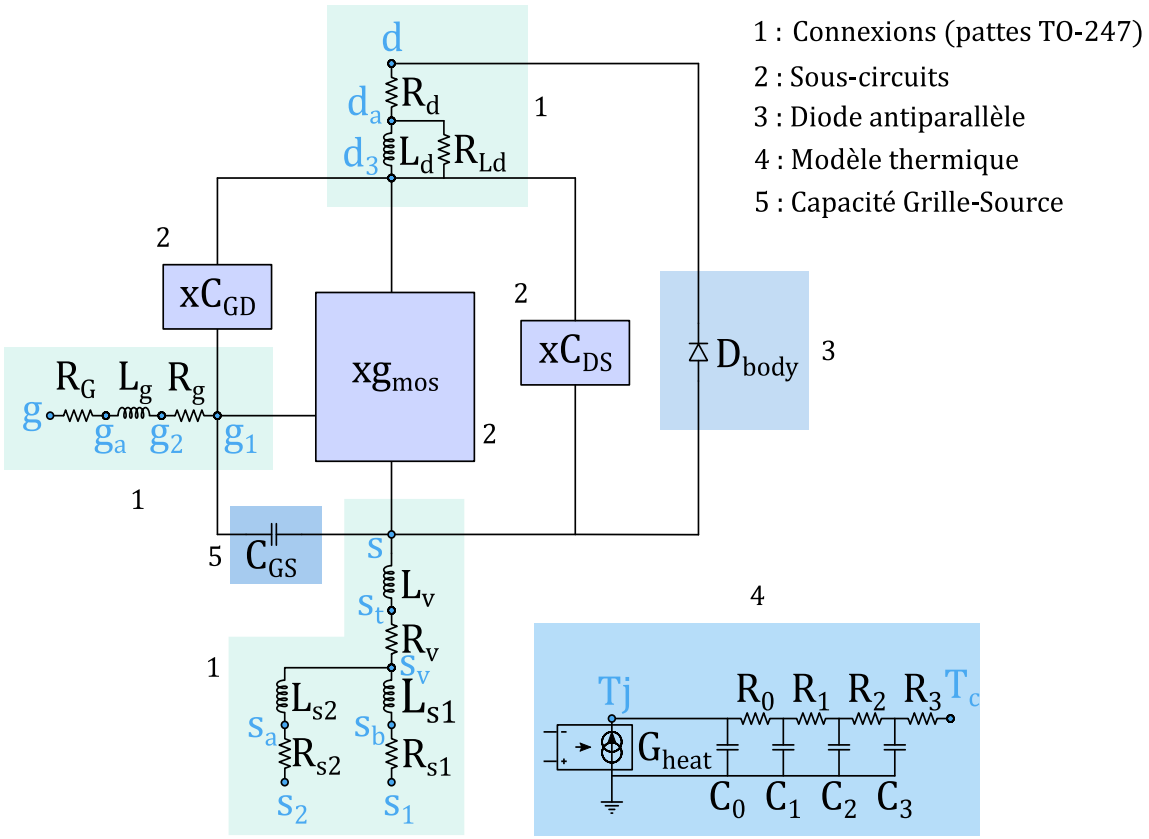


Figure II-17 : C3M0016120K : Modèle électrothermique sous forme de schéma électrique

Il est tout de même intéressant de se pencher sur la façon dont sont construits ces modèles. Bien que chaque constructeur possède sa « recette », la forme générale reste la même. Nous nous baserons donc sur l'exemple d'un composant particulièrement intéressant pour notre travail, le composant dont la référence est le C3M0016120K (MOSFET, SiC, 1200V, 16mΩ) de chez Wolfspeed-CREE. Une représentation possible de ce modèle est illustrée sur la Figure II-17. Attardons-nous un peu sur ce modèle :

1) Les interconnexions entre le composant et le circuit de puissance sont modélisés par des résistances et des inductances parasites dont les valeurs dépendent du boitier utilisé (ici, TO-247-4L).

2) Un ensemble de sous-circuits permet de modéliser l'évolution des capacités parasites ainsi que du générateur de courant équivalent du MOSFET, dont les valeurs sont régies par des équations analytiques.

3) La diode antiparallèle est modélisée en utilisant le modèle générique de Berkeley, prenant en compte divers paramètres tels que le courant de saturation, la résistance série, sa dépendance à la température, etc. [44, p. 249].

4) Ce modèle est un modèle électrothermique, qui permet de prendre en compte la température de jonction T_j, en tant que variable d'entrée (on impose sa valeur) ou en tant que variable de sortie (on observe l'évolution de la température de jonction via un modèle équivalent thermique) [45].

5) La capacité grille-source C_{GS}, étant très peu dépendante de la température et des tensions appliquées, est simplement représentée par un condensateur de valeur fixe.

A partir de ce modèle, nous pouvons retrouver les caractéristiques d'entrée (Figure II-18) et de sortie (Figure II-19) ainsi que l'évolution des capacités parasites (Figure II-20) et les comparer à celles fournies dans les datasheets :

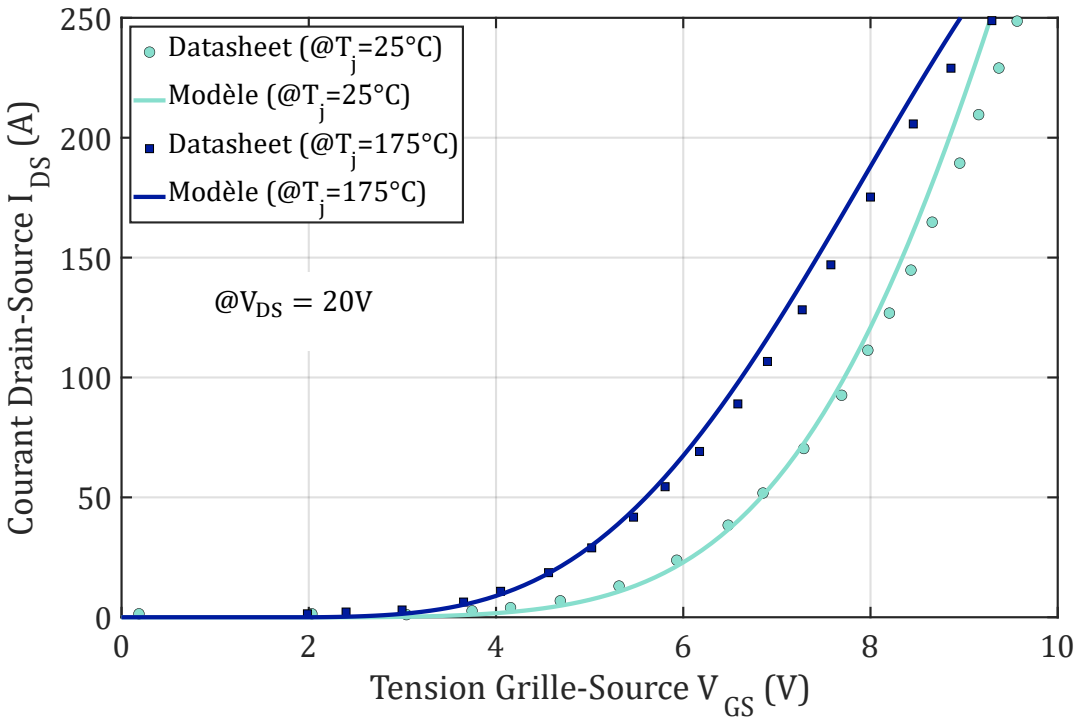


Figure II-18 : C3M0016120K : Caractéristique d'entrée, comparaison Datasheet vs Modèle Spice

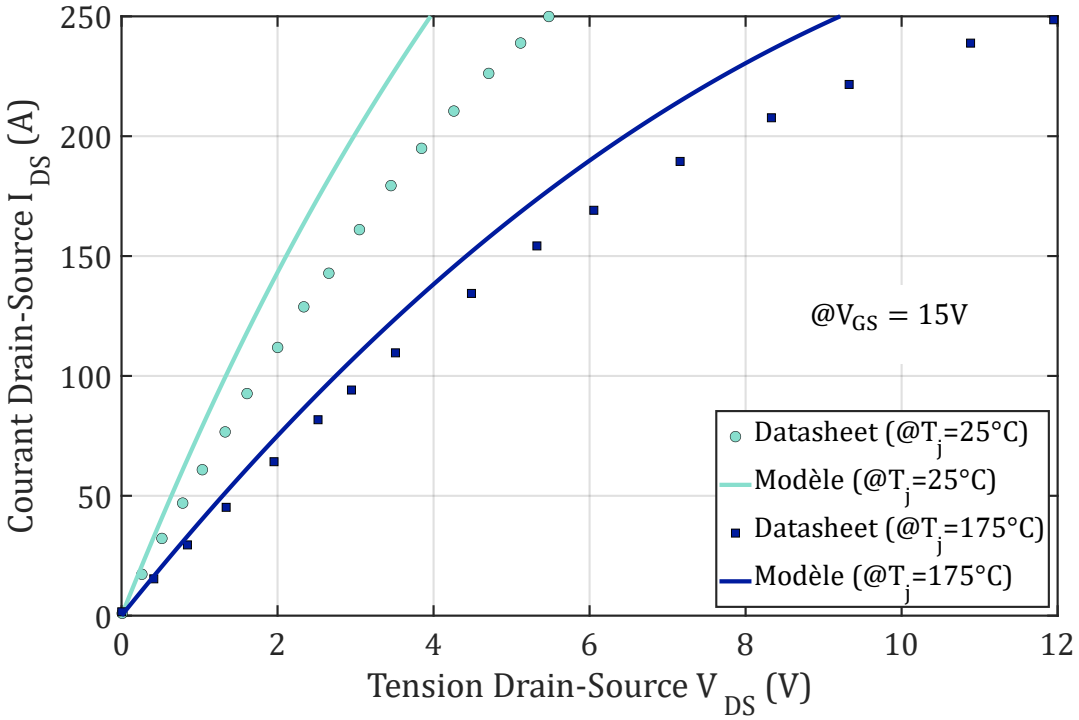


Figure II-19 : C3M0016120K : Caractéristique de sortie, comparaison Datasheet vs Modèle Spice

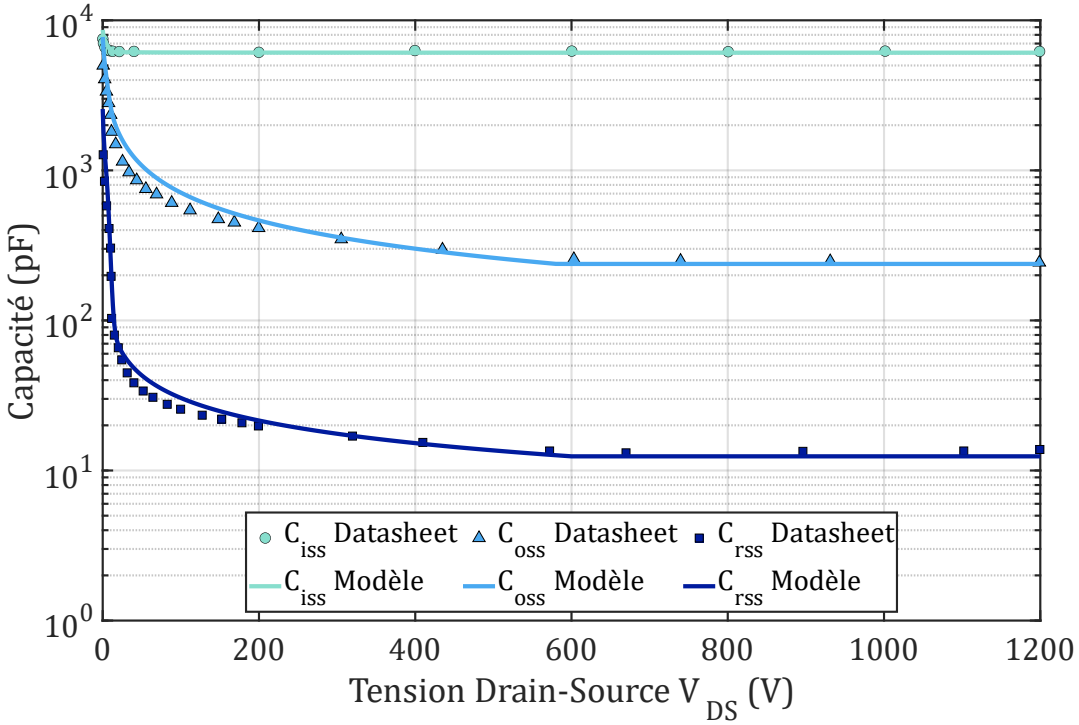


Figure II-20 : C3M0016120K : Capacités parasites, comparaison Datasheet vs Modèle Spice

On constate que, pour ce composant, les résultats sont relativement proches et autorisent un certain optimisme quant à la qualité des simulations à venir.

II.4.3. Outil d'automatisation de simulation

II.4.3.1. Principe de fonctionnement

Dans l'objectif d'évaluer les pertes dans les composants à semi-conducteur, il serait intéressant de disposer d'une base de données conséquente enrichie par des données issues des simulations et expérimentations (quand c'est possible). On pourrait donc imaginer un outil, récupérant les modèles Spice de chaque composant « candidat », et les soumettre à des conditions de fonctionnement variées dont celles résumées dans le Tableau II-1. L'idée étant de recréer un réseau de courbes similaire à celui représenté partiellement en Figure II-16 mais pour des conditions différentes de celles imposées par le constructeur.

Nous avons donc développé un tel outil, dont le fonctionnement général est représenté sous forme d'organigramme sur la Figure II-21 :

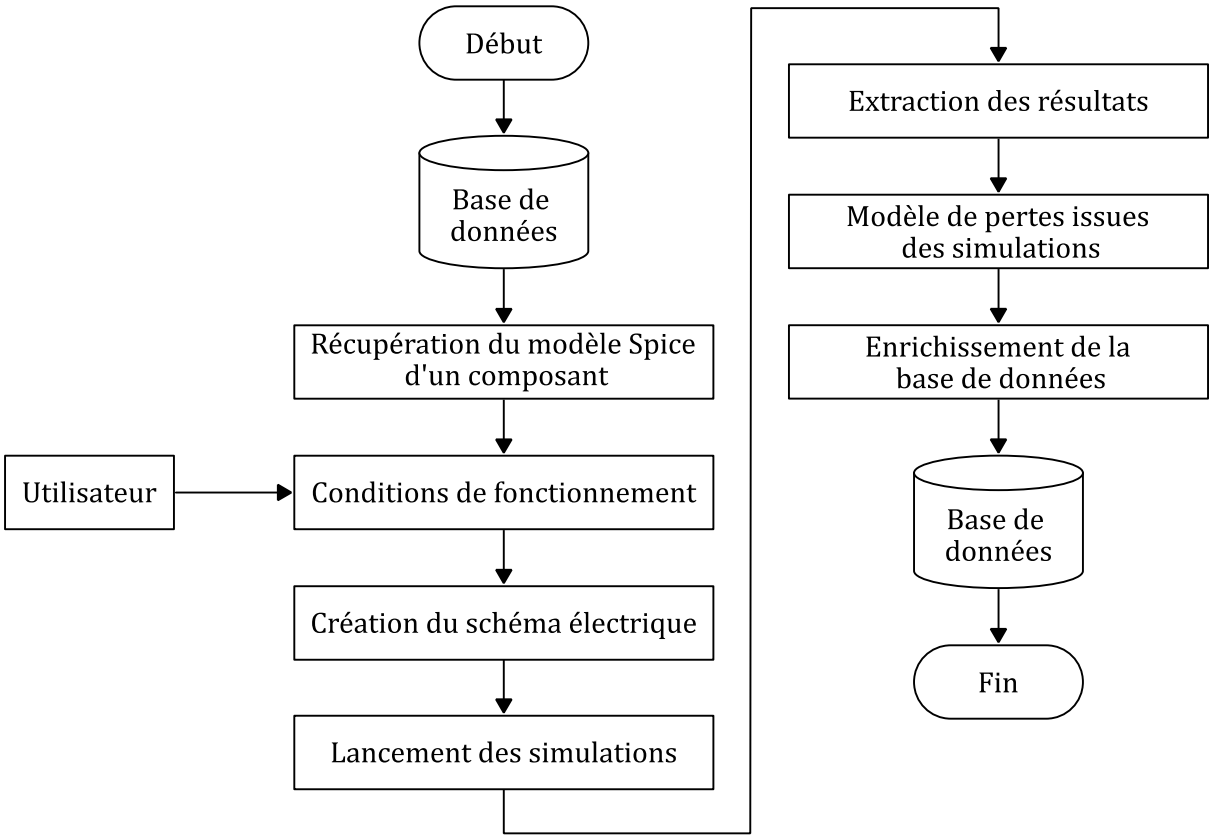


Figure II-21 : Fonctionnement général de l'outil

Si ces tâches sont exécutées de façon complètement automatique, il est alors possible de construire une base de données, incluant tous les composants associés à un modèle Spice validé, et permettant d'estimer les performances quels que soient le point de fonctionnement et les caractéristiques de la cellule de commutation. Nous aurions alors un outil puissant, qui servirait dans le cadre d'autres travaux que celui de cette thèse, avec d'autres cahiers des charges.

In fine, une fois la base de données constituée, il « suffirait » de choisir un type de convertisseur dans le cadre d'un cahier des charges donné puis d'effectuer le calcul des pertes, comme illustré sur la Figure II-22. Cela suppose néanmoins d'avoir des informations précises sur la réalisation envisagée afin d'avoir une bonne estimation des inductances de maille et des performances des drivers de grille.

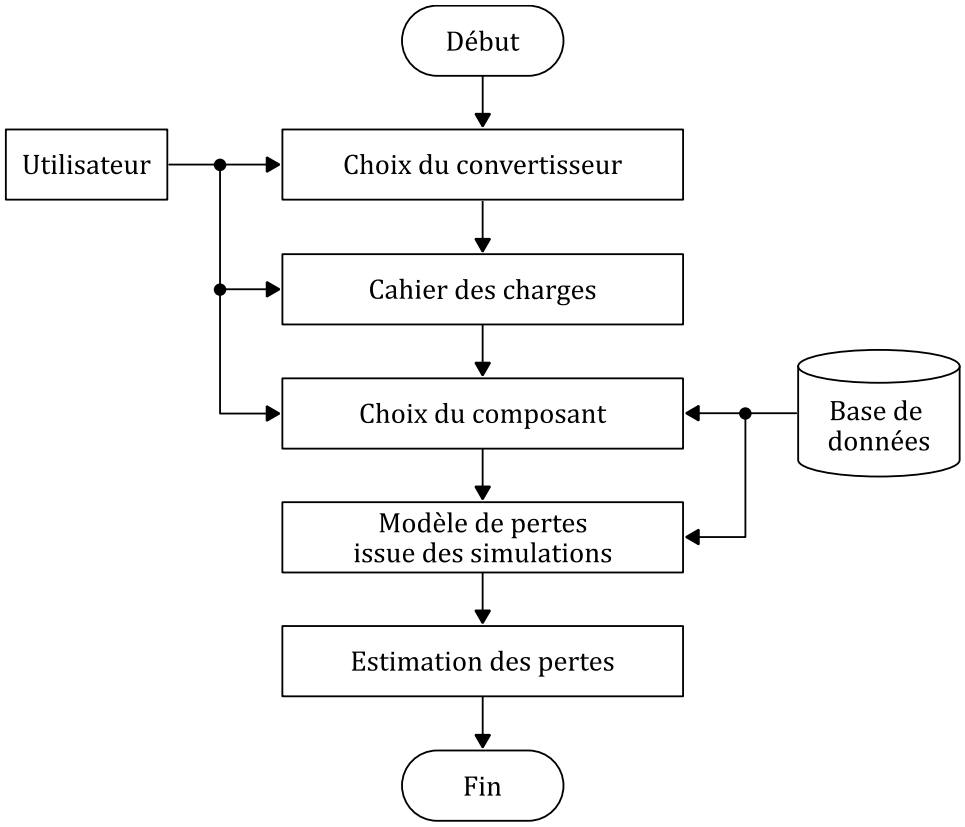


Figure II-22 : Utilisation finale de l'outil

II.4.3.2. Mise en œuvre

Le premier aspect à traiter est la méthode utilisée pour l'estimation des pertes à partir des simulations. Le logiciel LTSpice permet de récupérer les formes d'ondes temporelles du courant et de la tension aux bornes d'un composant. Le calcul des pertes totales $P_{TOT\ MOS}$ s'appuie alors sur l'expression classique suivante :

$$P_{TOT\ MOS} = \frac{1}{T_{DEC}} \int_{0}^{T_{DEC}} v_K . i_K \, dt \qquad \textbf{(II-8)}$$

$\mathbf{v_k}$ et $\mathbf{i_k}$ représentant respectivement la tension et le courant d'un interrupteur **K**

De cette expression, en supposant une bonne estimation des pertes par conduction $P_{COND\ MOS}$, il nous est possible d'obtenir les pertes par commutation $P_{COM\ MOS}$:

$$P_{COM\ MOS} = P_{TOT\ MOS} - P_{COND\ MOS} \qquad \textbf{(II-9)}$$

Cependant, nous ne pouvons connaitre que les pertes par commutation totales mais la formule (II-8) correspond à la seule façon rigoureuse de procéder dans la mesure où la présence de composants « réactifs » dans les modèles de composants et la maille de commutation va générer des échanges d'énergie qui concernent les deux commutations ($E_{COM\ A}$ à l'**A**morçage et $E_{COM\ B}$ au **B**locage). Observer l'une indépendamment de l'autre dans l'optique de séparer les pertes à l'amorçage et au blocage est incorrecte. Pourtant, il est essentiel de réaliser cette partition si l'on veut faire des bilans de pertes dans des convertisseurs en commutation douce :

$$E_{COM\ MOS} = E_{COM\ A} + E_{COM\ B} \qquad \textbf{(II-10)}$$

Il existe néanmoins une méthode permettant de contourner cette difficulté et qui est applicable aussi bien en simulation qu'expérimentalement [37], [46]. Son principe consiste à compléter l'essai en commutation dure (**Simulation 1**) par un essai de la même cellule, à même contraintes instantanées, mais en mode de commutation douce type ZVS, (**Z**ero **V**oltage **S**witching) comme illustré sur la Figure II-23. Ce second essai (**Simulation 2**) permet d'identifier rigoureusement les pertes liées au seul mécanisme de blocage. Il suffit de retrancher ces pertes au total obtenu dans la **Simulation 1** pour extraire les pertes à l'amorçage.

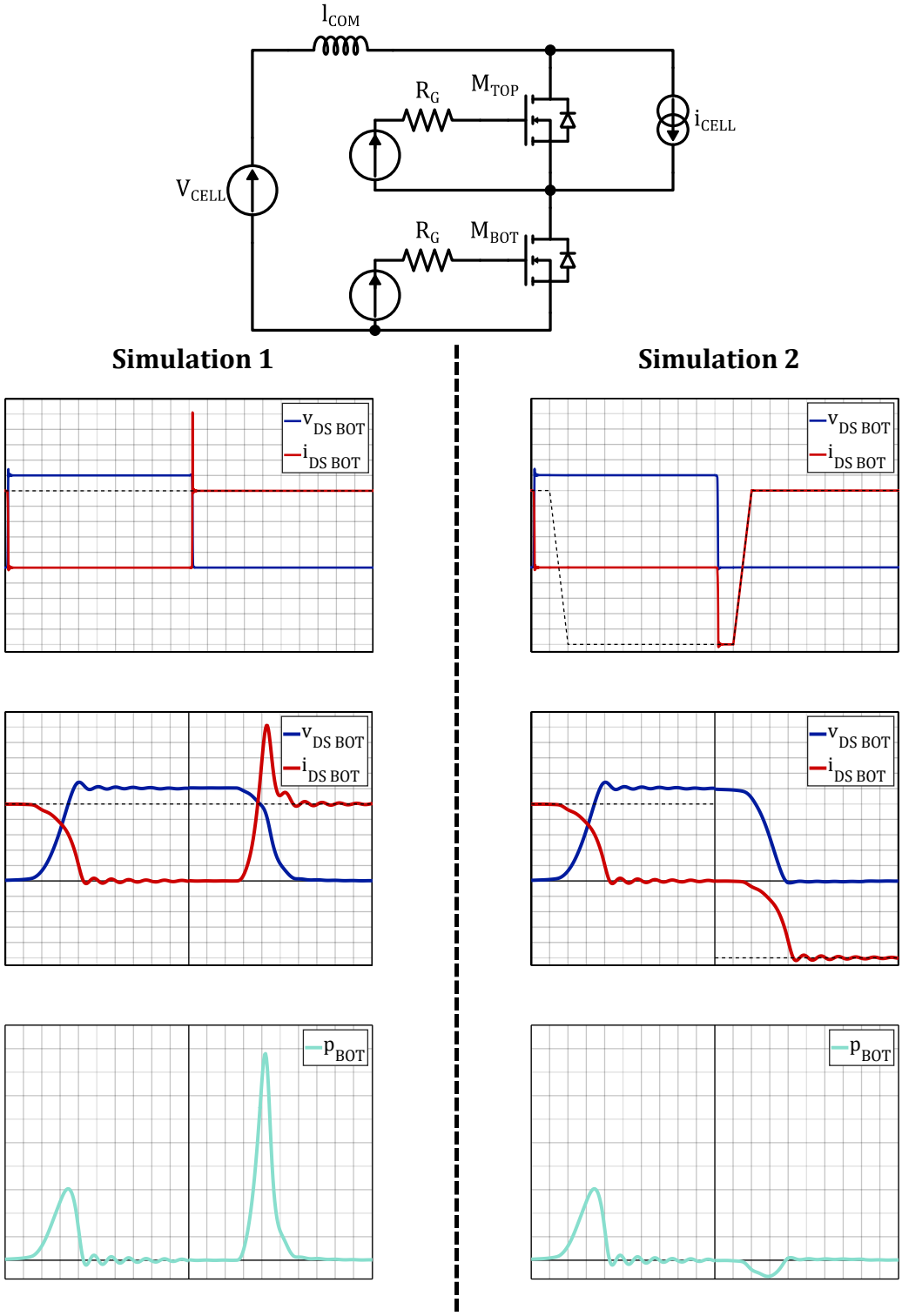


Figure II-23 : Principe de la méthode d'extraction des pertes via les formes d'ondes issues des simulations sous LTSpice, Composant : C3M0016120K

Le Tableau II-2 précise les différentes étapes de l'extraction des pertes par commutation totales, dans le cas de la **Simulation 1** (indice $_1$.dans les équations suivantes) :

<table>
<tr><th colspan="2">Simulation 1 : i_{CELL} est un courant constant :</th></tr>
<tr><td>Transistor $\mathbf{M_{BOT}}$</td><td>Transistor $\mathbf{M_{TOP}}$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Pertes totales :
$$P_{TOT\ 1\ M_{\substack{BOT\\TOP}}} = \frac{1}{T_{DEC}} \int_0^{T_{DEC}} v_{DS_{\substack{BOT\\TOP}}} . i_{DS_{\substack{BOT\\TOP}}}\, dt$$ (II-11)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Conduction :</td></tr>
<tr><td>Conduction du drain vers la source</td><td>Conduction de la source vers le drain</td></tr>
<tr><td colspan="2">$$P_{COND\ 1\ M_{\substack{BOT\\TOP}}} = V_{DSon_{\substack{BOT\\TOP}}} . I_{DS\ eff}$$ (II-12)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Commutation (combinaison des équations (II-11) et (II-12)) :
$$P_{COM\ 1\ M_{\substack{BOT\\TOP}}} = P_{TOT\ 1\ M_{\substack{BOT\\TOP}}} - P_{COND\ 1\ M_{\substack{BOT\\TOP}}}$$ (II-13)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Amorçage :</td></tr>
<tr><td>Amorçage commandé de MOSFET
$P_{COM\ A\ 1\ M_{BOT}} = ?$ (II-14)</td><td>Amorçage spontané de diode
$P_{COM\ A\ 1\ M_{TOP}} \approx 0$ (II-15)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Blocage :</td></tr>
<tr><td>Blocage commandé de MOSFET
$P_{COM\ B\ 1\ M_{BOT}} = ?$ (II-16)</td><td>Blocage de diode ((II-13) et (II-15)) :
$P_{COM\ B\ 1\ M_{TOP}} \approx P_{COM\ 1\ M_{TOP}}$ (II-17)</td></tr>
</table>

Tableau II-2 : Simulation 1, exploitation des résultats

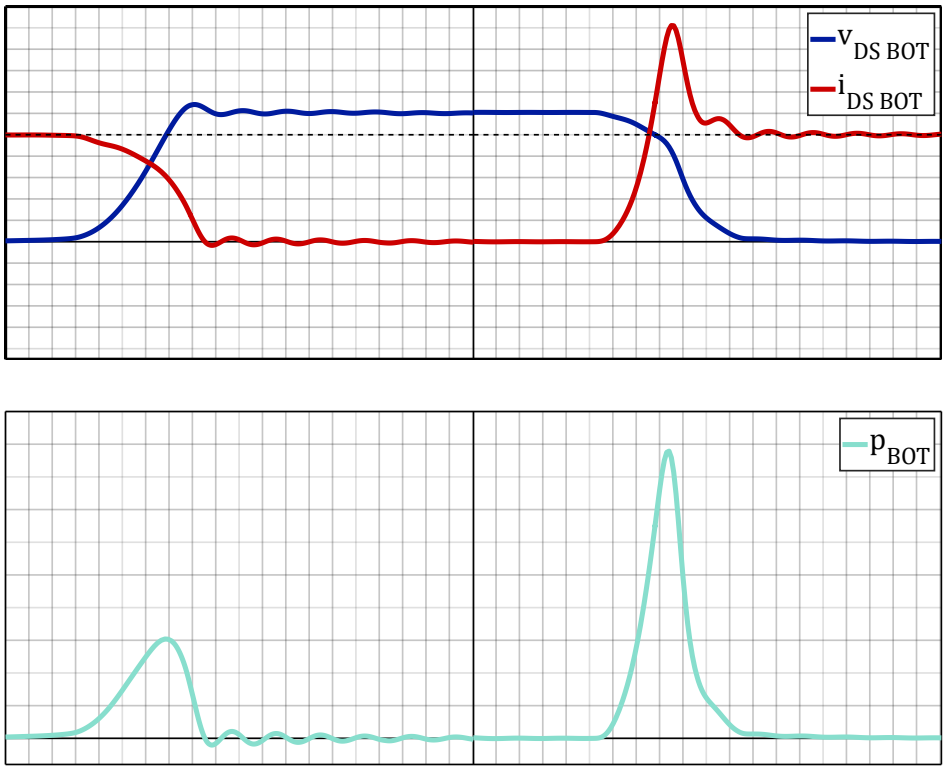


Figure II-24 : Simulation 1 : Exemple de formes d'ondes au blocage (droite) et à l'amorçage (gauche), Composant : C3M0016120K

De la même façon, le Tableau II-3 indique les étapes d'extraction des pertes au blocage à partir de la **Simulation 2** (indice $_2$.dans les équations suivantes) :

Simulation 2 : i_{CELL} est un courant trapézoïdal :	
Transistor $\mathbf{M_{BOT}}$	Transistor $\mathbf{M_{TOP}}$
Pertes totales : $$P_{TOT\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}} = \frac{1}{T_{DEC}} \int_0^{T_{DEC}} v_{DS_{\underset{TOP}{BOT}}} . i_{DS_{\underset{TOP}{BOT}}}\, dt$$ **(II-18)**	
Conduction : $$P_{COND\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}} = V_{DSon_{\underset{TOP}{BOT}}} . I_{DS\ eff}$$ **(II-19)**	
Commutation (combinaison des équations (II-18) & (II-19)) **:** $$P_{COM\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}} = P_{TOT\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}} - P_{COND\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}}$$ **(II-20)**	
Amorçage :	
Amorçage ZVS	Amorçage ZVS
$$P_{COM\ A\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}} = 0$$ **(II-21)**	
Blocage (équations (II-20) & (II-21)) : Blocage commandé de MOSFET $$P_{COM\ B\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}} = P_{COM\ 2\ \underset{TOP}{M_{BOT}}}$$ **(II-22)**	

Tableau II-3 : Simulation 2, exploitation des résultats

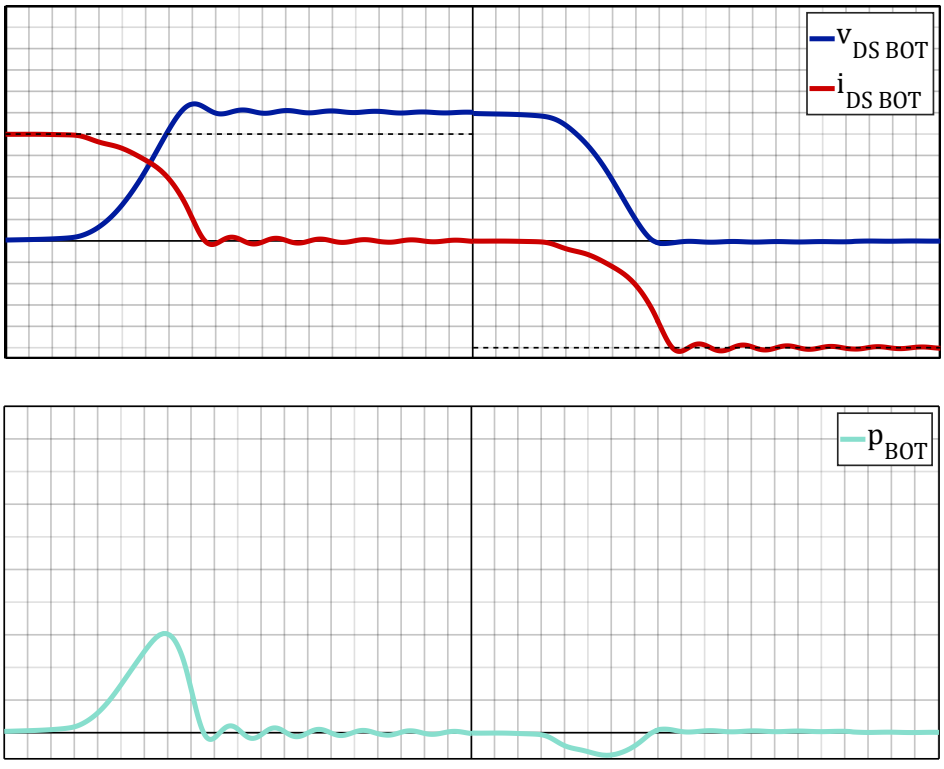


Figure II-25 : Simulation 2 : Exemple de formes d'ondes au blocage (droite) et à l'amorçage (gauche), Composant : C3M0016120K

Combinaison des simulations 1 & 2 :
Transistor $\mathbf{M_{BOT}}$
Commutation à l'amorçage (combinaison des équations (II-13) & (II-22)) : $$P_{COM\ A\ 1\ M_{BOT}} = P_{COM\ 1\ M_{BOT}} - P_{COM\ B\ 2\ M_{BOT}} \quad \textbf{(II-23)}$$

Tableau II-4 : Combinaison des Simulations 1 & 2

Cette méthode impose d'effectuer deux simulations pour un point de fonctionnement, mais c'est a priori le seul moyen rigoureux permettant de faire la séparation. Au passage, la **Simulation 2** donne directement des résultats exploitables pour un convertisseur fonctionnant en mode ZVS.

Précisons tout de même quelques hypothèses simplificatrices :

- Les pertes à l'amorçage de la diode sont supposées nulles (équation (II-15)).
- Les commandes des transistors sont complémentaires, rendant le temps de la conduction de la diode réduit et permettant une évaluation simplifiée des pertes par conduction dans la **Simulation 2** (équation (II-19)).
- La résistance à l'état passant lorsque le courant passe du drain vers la source est la même que lorsque le courant passe de la source au drain (équation (II-12)).

II.4.3.3. Interface et résultat

L'outil développé, sous Matlab, permet d'automatiser la procédure détaillée dans la section précédente, au travers d'une interface graphique Figure II-28 :

1) Dans un premier temps, l'utilisateur est amené à choisir un composant parmi une base de données. Dans l'exemple, le composant C3M0016120K est sélectionné. Il s'agit d'un composant, nous le verrons plus tard, qui sera largement utilisé dans notre prototype.

2) L'étape qui suit est le paramétrage de la cellule, d'une part en renseignant les conditions de commutation (Tableau II-1), mais également d'autres paramètres comme l'inductance de maille, les tensions de commande, la durée du temps mort etc. Les paramètres initiaux du solveur sont également renseignés.

3) Quelques options supplémentaires peuvent être ajoutées concernant le comportement du logiciel LTSpice notamment (sauvegarde de fichiers, arrêt si erreur etc.).

4) Le nombre de simulations à réaliser peut-être rapidement important puisqu'il est directement dépendant du nombre de points de fonctionnement que l'on souhaite représenter. L'idée sous-jacente est de pouvoir recréer un réseau de courbes plus complet que celui fournis dans les datasheets (Figure II-16). L'intérêt de cet outil est son fonctionnement autonome. Il faut tout de même compter entre 3 et 30s par simulation. Ce temps de simulation varie très largement en fonction de la qualité du modèle, et des paramètres du solveur. Il se peut toutefois, pour des raisons difficilement explicables, que certaines simulations ne fonctionnent tout simplement pas. L'état d'avancement des simulations est dans tous les cas renseigné dans l'interface.

5) Enfin, il est possible après avoir calculé l'ensemble de données souhaitées (qui peut être conséquent), d'effectuer une pré-estimation des pertes, pour un point de fonctionnement donné et pour un type de convertisseur.

6) Les données issues des simulations sont approximées et représentées sur l'interface.

Terminons cette section en présentant les résultats de simulations obtenus pour deux composants, d'un même fabriquant Wolfspeed-CREE. Ces résultats sont directement comparables avec les courbes issues des datasheets, en imposant les mêmes conditions de fonctionnement. Commençons par le C2M0040120D (MOSFET, SiC, 1200V, 40mΩ), composant utilisé en début de travaux de thèse (Figure II-26). On peut remarquer ici que le modèle de ce composant est assez fiable ($\varepsilon_{D-S} < 10\%$), bien que légèrement « optimiste ».

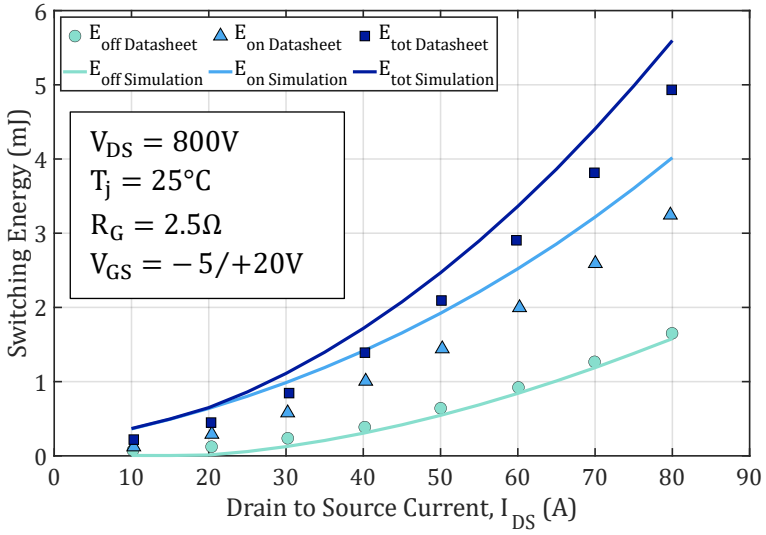


Figure II-26 : Comparaison datasheet et simulations Spice, C2M0040120D

Nous ne pouvons malheureusement pas établir le même constat pour le C3M0016120K, dont les résultats issus des simulations sont largement inférieurs aux données issues de la datasheet (Figure II-27).

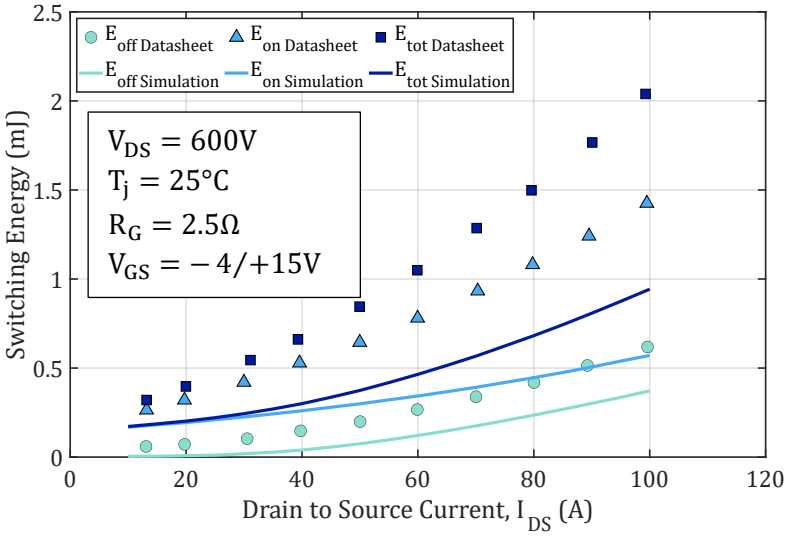


Figure II-27 : Comparaison datasheet et simulations Spice, C3M0016120K

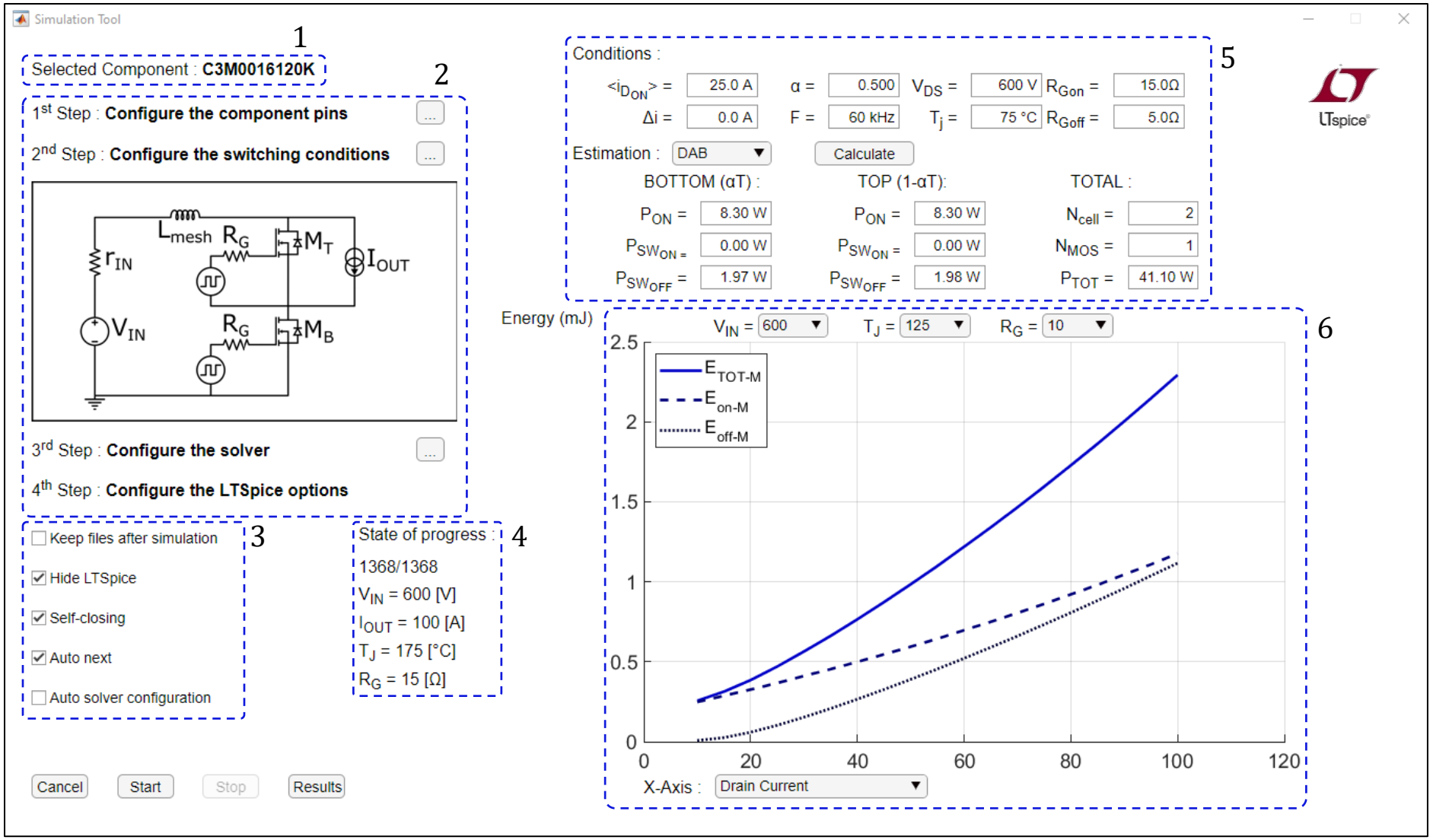


Figure II-28 : Interface graphique de l'outil développé

II.5. Caractérisation et choix final

II.5.1. Méthode de caractérisation thermique

Confronter les résultats issus des simulations avec des données expérimentales est une démarche qui permet de conforter (ou non) la validité des modèles et leur usage dans le design des convertisseurs. Nous avons décidé, en parallèle de la construction du prototype, d'établir un protocole de caractérisation expérimentale des pertes dans les composants à semi-conducteurs. Le point de départ de cette démarche a été la réutilisation des cartes de puissance et de commande déjà utilisées pour le prototype du convertisseur « sur table » (section IV.5.1). De ce fait, le protocole de mesure souffre de limitations dont la principale est l'indétermination de la température de jonction que nous serons donc amenés à estimer à l'aide d'un modèle thermique très simplifié.

La caractérisation est un processus en deux temps. Tout d'abord, la première étape, que nous allons détailler dans cette section, est la définition de la méthode ainsi que la mise en place de la récupération des données qui nous intéressent.

Dans le cadre de cette thèse, cet exercice a deux intérêts. Premièrement, il permettra, lors des essais visant à établir le rendement global du convertisseur, d'obtenir des informations sur la part « semi-conducteur ». Si plusieurs références de composants sont caractérisées, il sera possible de valider ou d'orienter le choix d'un composant par rapport à un autre. Deuxièmement, il permettra de faire fonctionner le pont complet et les inductances, dans des conditions proches du fonctionnement nominal. Nous pourrons donc obtenir des informations importantes sur le bon refroidissement du dispositif et ainsi entamer le processus d'intégration du prototype.

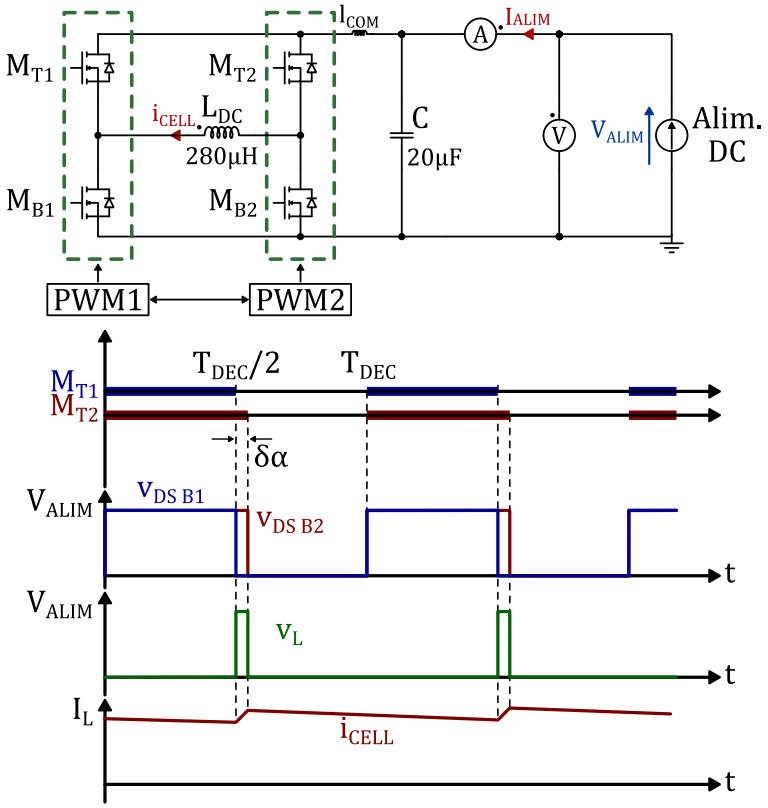


Figure II-29 : Principe de la méthode d'opposition

Le point de départ de ce travail est l'utilisation de la méthode d'opposition, largement utilisée de nos jours et décrite dans [46] (voir illustration Figure II-29). La source d'alimentation électrique fournit l'ensemble des pertes P_{pertes} du système. Cette mesure est obtenue directement par une méthode volt-ampèremétrique en procédant au produit de la tension et du courant fournis par cette alimentation, ce qui assure une très grande précision. Un courant quasi-continu (faible ondulation de courant) dans l'inductance L_{DC} est obtenu en introduisant un léger déséquilibre $\delta\alpha$ dans la commande des transistors (rapport cyclique $\alpha = 0.5 \pm \delta\alpha$).

$$P_{pertes} = V_{ALIM} . I_{ALIM} \qquad \textbf{(II-24)}$$

Cependant, utiliser cette méthode seule, ne suffit pas pour déterminer les pertes dans les composants à semi-conducteurs. En effet, nous ne pouvons ici négliger les pertes dans les inductances DC. C'est pourquoi, nous avons opté pour l'utilisation d'une méthode thermique (Figure II-30), en complément de la méthode d'opposition.

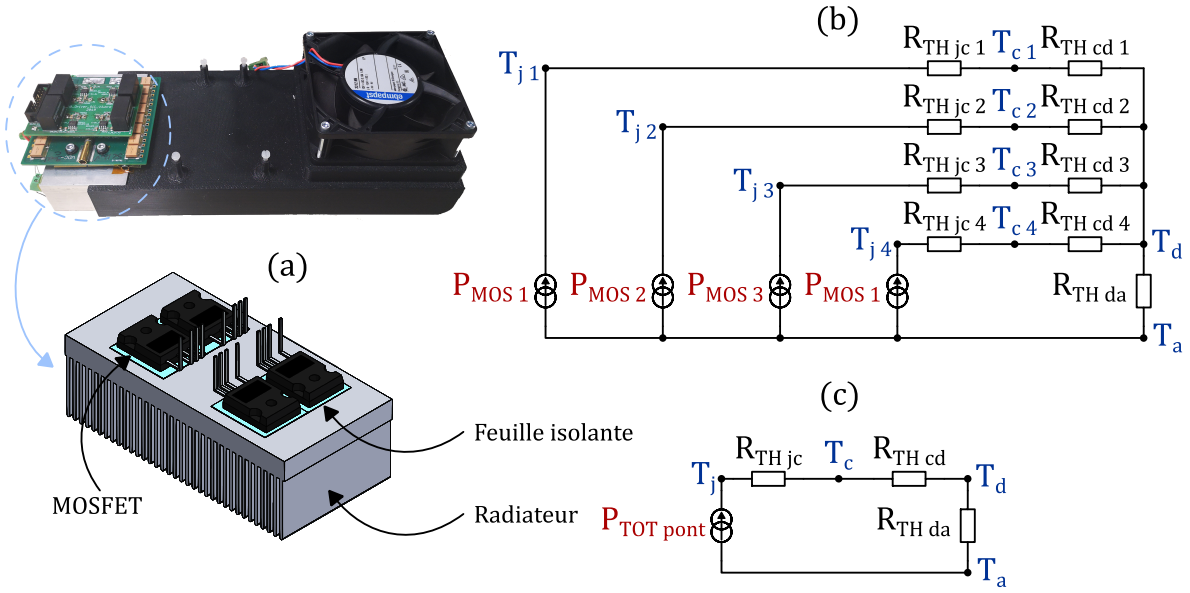


Figure II-30 : Méthode thermique, (a) : système de refroidissement, (b) : Schéma équivalent électrothermique, (c) : Schéma équivalent électrothermique simplifié

Dans sa version initiale, chaque pont semi-conducteur du convertisseur s'est vu équipé d'un système de refroidissement comme illustré sur la Figure II-30 (a). Ce système est composé d'un ventilateur, d'une boîte à air ainsi que d'un radiateur à ailettes [47]. Un dispositif de mesure de température a été mis en place et permet d'obtenir la température de l'air entrant au niveau des ailettes du radiateur T_a d'une part, et la température du dissipateur T_d d'autre part. Une feuille électriquement isolante doit nécessairement être placée entre le drain des MOSFETs (boîtier TO-247) et le dissipateur. Les caractéristiques thermiques de la feuille isolante (pad) et du radiateur sont respectivement renseignées dans le Tableau II-5 et le Tableau II-6 :

Fabricant	**Référence**	**Conductivité thermique**	**Épaisseur**
Bergquist	Sil-Pad A1500	$\lambda_{pad} = 2W.m^{-1}.°C^{-1}$	$e_{pad} = 0.254mm$

Tableau II-5 : Caractéristiques thermiques de la feuille isolante

Fabricant	**Référence**	**Résistance thermique**	**Profondeur**
HS-Marston	890SP-01000-A-100	$R_{TH\,da} = 0.12°C.W^{-1}$	$l_{rad} = 100mm$

Tableau II-6 : Caractéristiques thermiques du radiateur, d'après le fabricant

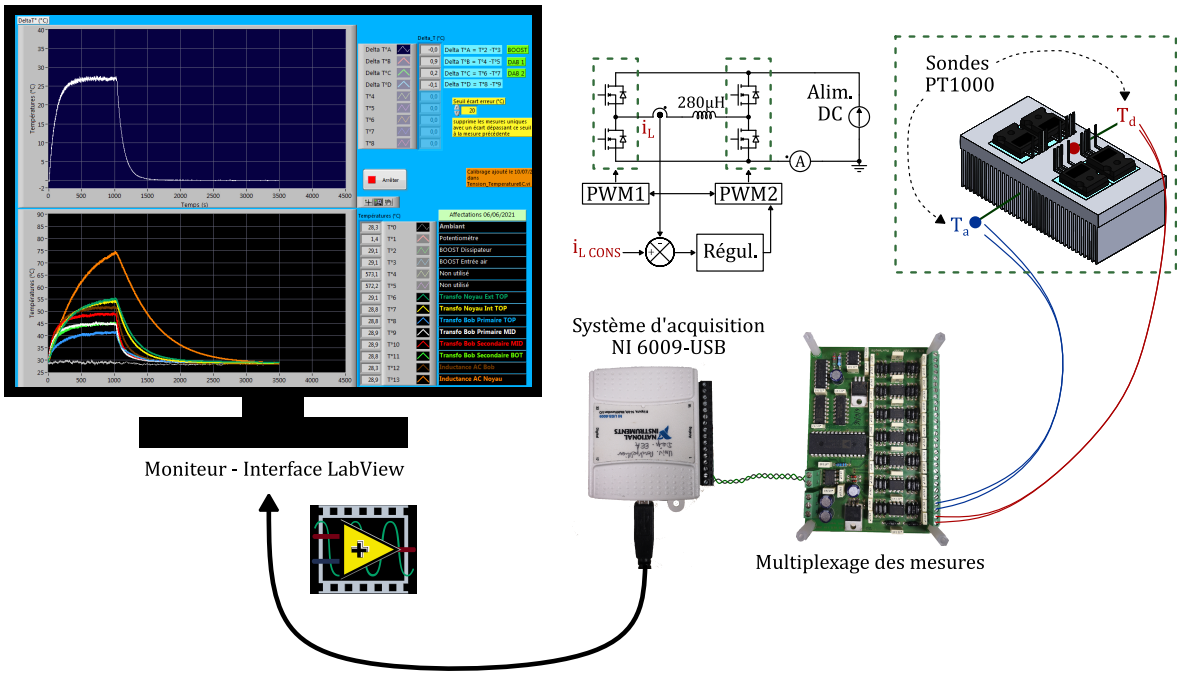


Figure II-31 : Méthode thermique, banc de mesure des pertes

Dans l'application de cette méthode, plusieurs hypothèses ont été retenues. Tout d'abord, on suppose que la grande majorité du flux thermique dû aux pertes du pont complet est transmise au radiateur par conduction (rayonnement et convection entre le composant et l'air négligés). Nous prévoyons de procéder à une étape de calibration, permettant de connaitre la valeur de la résistance thermique du dissipateur, pour des conditions de ventilation imposées. Cette calibration, permet d'effectuer l'ensemble des mesures toujours au même endroit (reproductibilité) et donc de s'affranchir de certaines hypothèses aérolithiques. Pour finir, précisons que l'ensemble des essais sont réalisés dans une salle à température ambiante régulée, donc relativement stable.

Ensuite, si les conditions de fonctionnement des différents composants constitutifs de ce pont sont similaires, nous pouvons supposer une température de jonction T_j et de boîtier (« case ») T_c communes à tous les composants. Dans ce cas, il est possible de représenter un schéma électrothermique simplifié équivalent (Figure II-31.(c)). En tout état de cause, les pertes totales pour un pont complet peuvent être déterminées grâce à la relation suivante :

$$P_{TOT\ pont} = \sum_{i=1}^{4} P_{MOS_i} = R_{TH\ da} \times (T_d - T_a) = R_{TH\ da} \times \Delta T_{da\ \infty} \qquad \textbf{(II-25)}$$

Le système complet de la méthode expérimentale est illustré sur la Figure II-31. Les mesures de température sont acquises (sondes PT1000) et conditionnées avant d'être transmises vers un ordinateur, via une interface LabView. La source d'énergie électrique est une alimentation programmable de référence : GEN600-8.5 de chez TDK (600V, 8.5A, 5kW).

Dans l'optique de mettre en place un modèle électrothermique du pont, la connaissance de la température de jonction T_j est importante. Bien sûr, cette température va dépendre de la précision des mesures d'une part, et d'autre part, de la bonne estimation préalable des résistances thermiques (entre boitier et dissipateur $R_{TH\ cd}$, et entre jonction et boitier $R_{TH\ jc}$) :

$$T_j = T_{d\ \infty} + P_{pont} \times \frac{R_{TH\ cd} + R_{TH\ jc}}{4} \qquad \textbf{(II-26)}$$

Théoriquement, ces résistances peuvent être calculées à partir des données issues des datasheets, au prix de quelques hypothèses simplificatrices. L'addition de ces hypothèses rend la connaissance « exacte » de la température de jonction extrêmement délicate. C'est pourquoi, cette méthode ne peut être utilisée que dans une démarche d'accompagnement à la mise en place du modèle électrothermique détaillé par la suite.

- Estimation de $R_{TH\,cd}$: Supposons la surface du drain en contact avec le pad thermique comme étant la surface de référence pour calculer cette résistance thermique. Cette surface, pour le composant C3M0016120K est d'environ $S_{drain} = 260mm^2$. Si nous supposons que la pression exercée sur ce pad n'influe pas sur la conductivité thermique et que l'épaisseur reste inchangée, alors :

$$R_{TH\,cd} = \frac{e_{pad}}{\lambda_{pad}.S_{drain}} \rightarrow R_{TH\,cd} = 0.49°C.W^{-1} \quad \textbf{(II-27)}$$

- Estimation de $R_{TH\,jc}$: Supposons cette valeur constante, quelles que soient les conditions de fonctionnement. La datasheet du composant C3M0016120K indique une résistance thermique entre la jonction et le boitier :

$$R_{TH\,jc} = 0.27°C.W^{-1} \quad \textbf{(II-28)}$$

Pour ce qui est du radiateur, la résistance thermique donnée par le constructeur est obtenue pour des conditions précises de ventilation. Qui plus est, la profondeur du radiateur a été diminuée à une valeur de $l_{rad} = 50mm$. C'est pourquoi, un calibrage sera nécessaire pour mener à bien cet exercice et déterminer, dans des conditions de ventilations particulières, la résistance thermique du radiateur $R_{TH\,da}$. La précision de ce calibrage sera directement liée à la précision de la mesure des pertes du pont (II-25).

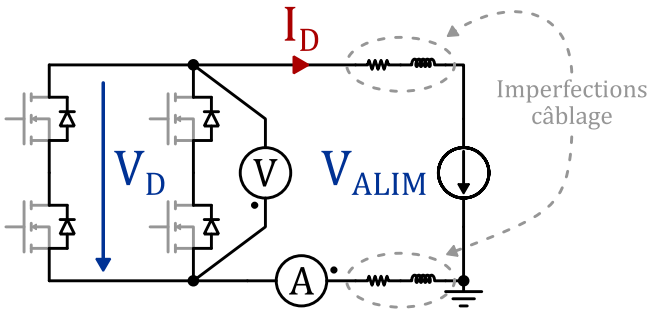


Figure II-32 : Méthode thermique, schéma électrique de calibrage

Pour une vitesse de ventilation donnée, le calibrage thermique consiste à déterminer $R_{TH\,da}$ en injectant une quantité connue (ou facilement mesurable) de pertes (Figure II-32). Pour ce faire, la méthode consiste à bloquer l'ensemble des MOSFETs, faire circuler un courant continu dans les diodes antiparallèles et mesurer le couple V_D, I_D :

$$P_D = V_D \times I_D \quad \textbf{(II-29)}$$

Ventilateur	Vitesse théorique	Tension	Courant	Pertes
3312-NN	$2650tr.min^{-1}$	$V_D = 6.73V$	$I_D = 10.5A$	$P_D = 70.7W$

Tableau II-7 : Conditions de test pour le calibrage de la méthode thermique

Le relevé de l'évolution de la différence de température $\Delta T_{da\,exp}$ après stabilisation thermique (Figure II-33) nous permet d'extraire la résistance thermique $R_{TH\,da}$ ainsi que la constante de temps τ_{da} par la méthode des moindres carrés, en supposant l'évolution de la différence de température de la forme :

$$\Delta T_{da\,fit}(t) = \Delta T_{da\,\infty} \times \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{da}}}\right) \qquad \textbf{(II-30)}$$

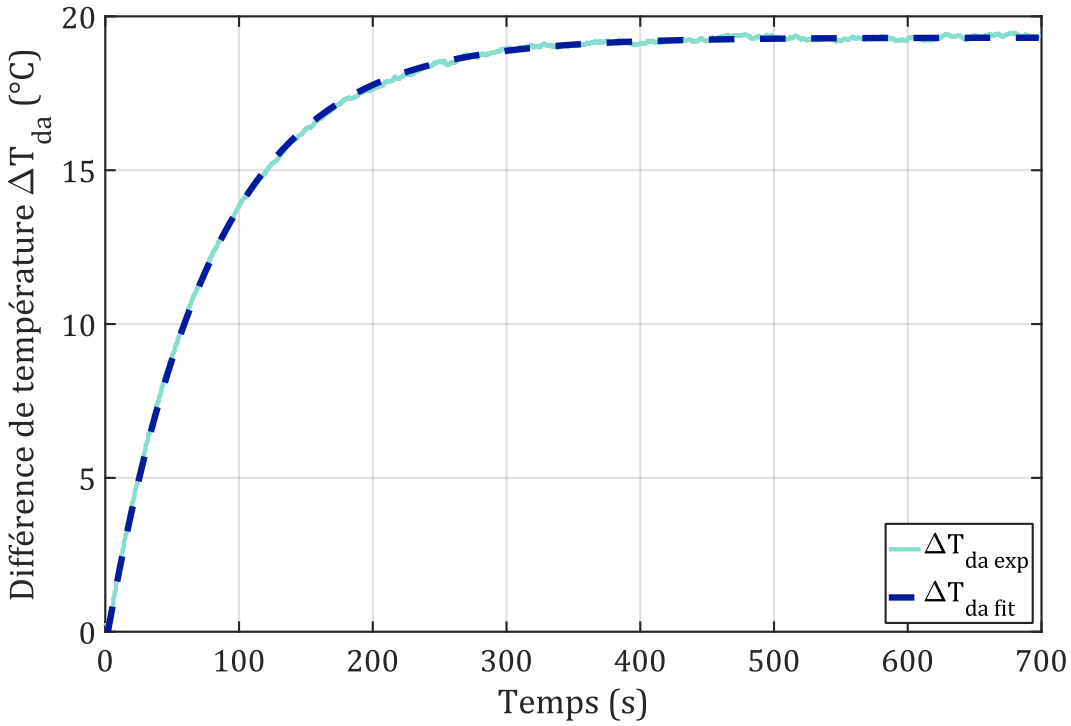


Figure II-33 : Calibrage de la méthode thermique, relevé de température

Ainsi, en combinant les équations (II-25) et (II-29), la valeur de la résistance $R_{TH\,da}$ peut être déterminée et conservée pour la suite des expérimentations :

Différence de température	**Résistance thermique**	**Constante de temps**
$\Delta T_{da\,\infty} = 19.3°C$	$R_{TH\,da} = 0.27°C.W^{-1}$	$\tau_{da} = 86s$

Tableau II-8 : Calibrage de la méthode thermique, résultats

La valeur obtenue de $R_{TH\,da}$ est assez cohérente avec les données fournies par le fabricant ($0.12°C.W^{-1}$ pour $100mm$ de profondeur). D'après les données du constructeur, pour des profondeurs inférieures à $200mm$, la résistance thermique du dissipateur évolue de façon quasi linéaire. Le dissipateur utilisé possède une surface d'échange thermique deux fois plus faible, donc, une résistance thermique environ deux fois plus élevée que celle indiquée en datasheet (soit environ $0.24°C.W^{-1}$ contre $0.27°C.W^{-1}$ trouvé expérimentalement).

Notons pour finir que cette méthode permet à la fois de caractériser les ponts de puissance, mais également, de caractériser les inductances DC en négligeant les pertes dans les condensateurs de découplage :

$$P_{L_{DC}\,tot} = P_{pertes} - P_{TOT\,pont} \qquad \textbf{(II-31)}$$

II.5.2. Déroulement des essais et exploitation des résultats

La deuxième étape consiste à « éprouver » le pont de puissance et exploiter les résultats dans l'objectif d'établir un modèle de pertes expérimental. Cette section vise à présenter un modèle expérimental pour un composant largement utilisé dans notre application : le C3M0016120K. Le pont complet est donc composé de 4 MOSFETs de cette même référence.

Afin de construire un modèle représentatif, il est important de balayer un ensemble de points de fonctionnement suffisamment conséquent. Les paramètres pouvant être variables dans cet exercice expérimental sont, la tension de commutation V_{DS}, le courant de commutation I_{DS} et la fréquence de découpage F_{DEC}, illustrés sous forme de vecteurs :

$$V_{DS-vect} = [V_{DS\,1} \quad V_{DS\,2} \quad \dots \quad V_{DS\,Nv}] \qquad \textbf{(II-32)}$$

$$I_{DS-vect} = [I_{DS\,1} \quad I_{DS\,2} \quad \dots \quad I_{DS\,Ni}] \qquad \textbf{(II-33)}$$

$$F_{DEC-vect} = [F_{DEC\,1} \quad F_{DEC\,2} \quad \dots \quad F_{DEC\,Nf}] \qquad \textbf{(II-34)}$$

Pour nos essais, la tension V_{DS} est comprise entre 200 et 600V, le courant I_{DS} entre 0 et 20A et la fréquence F_{DEC} entre 30 et 60kHz. Enfin, les résistances de grille à l'amorçage $R_{G\,A}$ et au blocage $R_{G\,B}$ seront respectivement fixées à 15Ω et 4.7Ω. Ces dernières valeurs ont été imposées à la conception des circuits de puissance du prototype. Ce choix sera discuté dans le **Chapitre IV**.

Le déroulement des essais est illustré sous forme d'organigramme sur la Figure II-34 et s'appuie sur le schéma d'expérimentation (Figure II-30 et Figure II-31). Les pertes totales d'un pont complet, soumis à différentes conditions de commutation et fonctionnant en commutation dure sont représentées sur la Figure II-35.

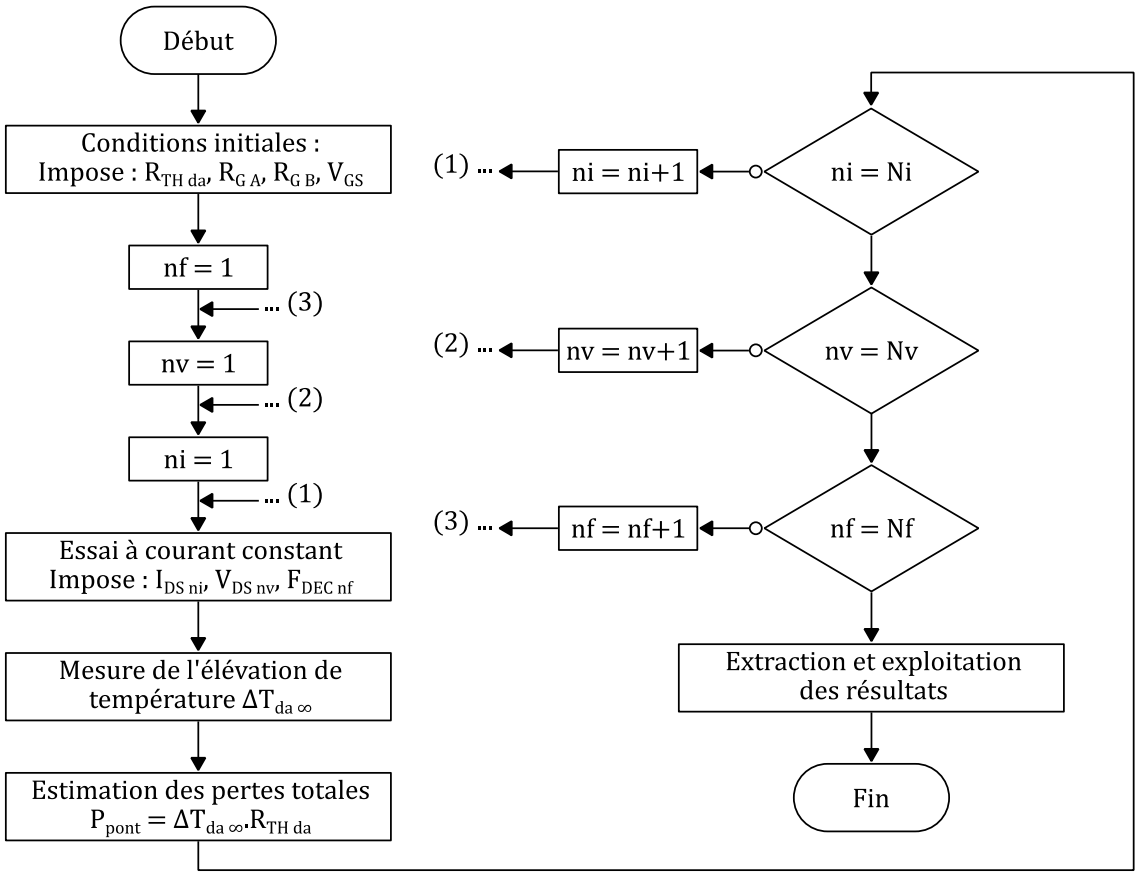


Figure II-34 : Organigramme déroulement des essais

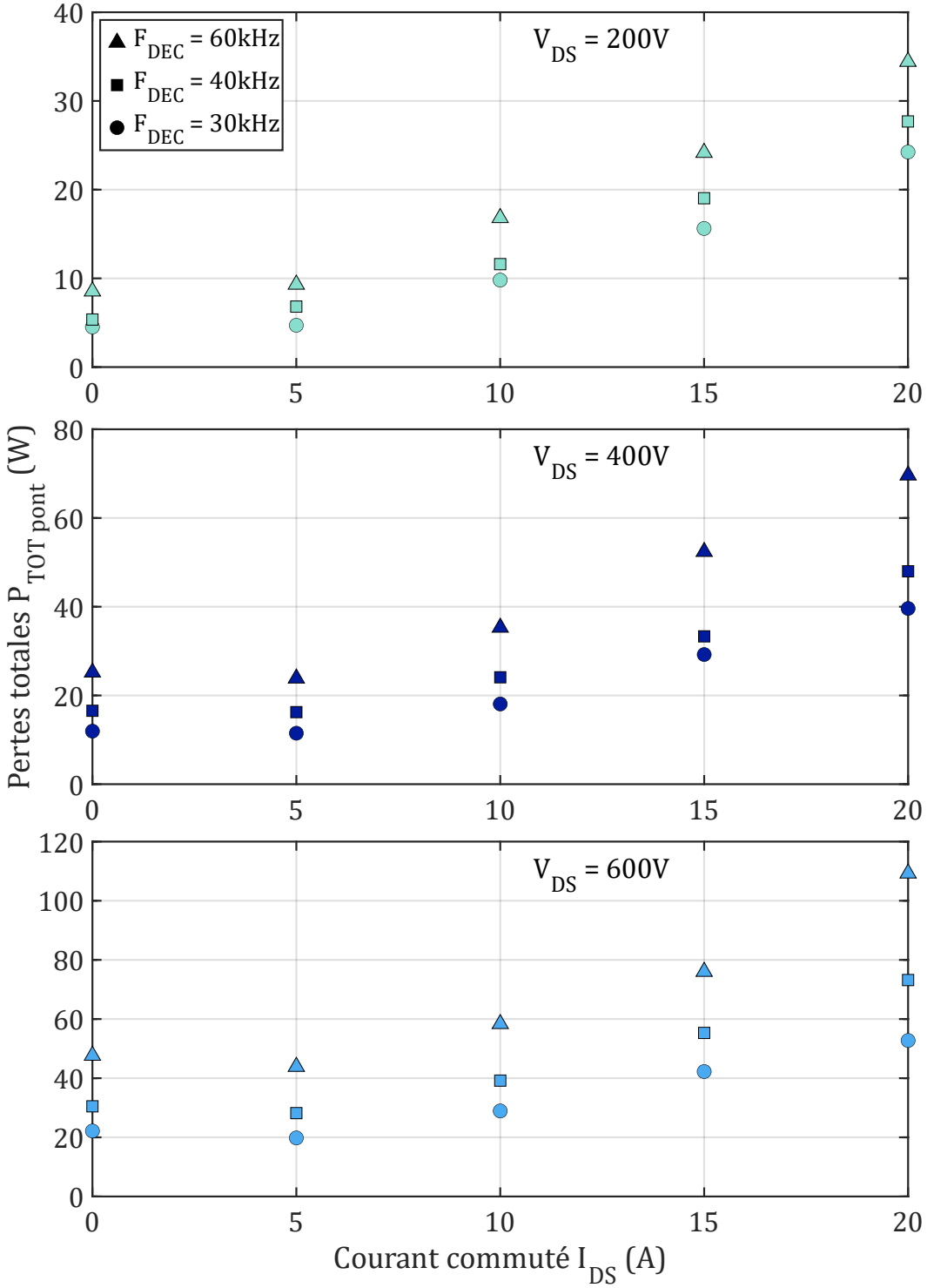


Figure II-35 : Pertes totales d'un pont complet (4 x C3M0016120K) (Mesures)

La méthode expérimentale ne permet pas une maitrise de la température de jonction T_j. C'est pourquoi, ce paramètre sera estimé selon la relation (II-26). Cette estimation nous permet d'établir le modèle comportemental qui, in fine, nous permettra de résoudre l'équation suivante, quelles que soient les conditions de commutation d'un composant :

$$P_{TOT\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, F_{DEC}, T_j) = P_{COND\ pont\ mod}(I_{DS}, T_j) + E_{COM\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j).F_{DEC} \qquad \textbf{(II-35)}$$

La Figure II-36 illustre le principe retenu pour la mise en place de ce modèle :

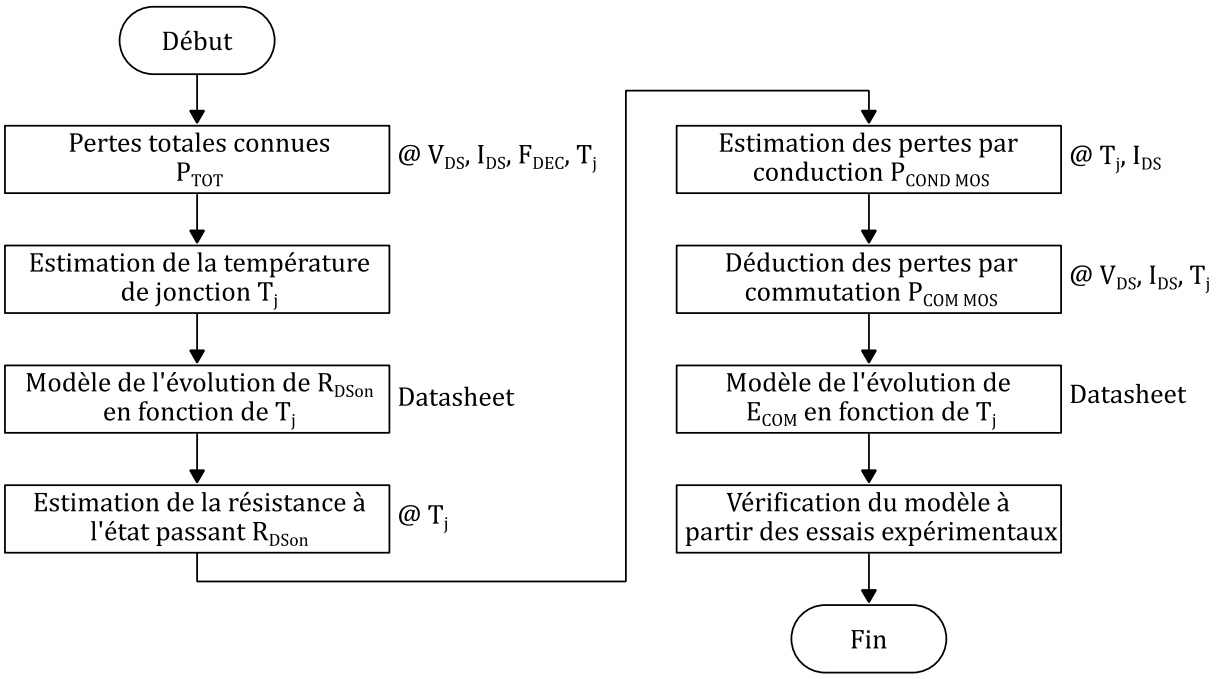


Figure II-36 : Etablissement du modèle comportemental

Les pertes totales du pont sont connues et déterminées par la relation (II-25). Nous souhaitons avoir une meilleure connaissance de la répartition entre pertes par conduction et pertes par commutation. Pour ce faire, nous proposons d'estimer la résistance à l'état passant R_{DSon} en tenant compte de la température de jonction T_j.

La connaissance de T_j, couplée à l'évolution de R_{DSon} en fonction de T_j, tirée de la datasheet du composant (Figure II-5) nous permet d'extraire les pertes par conduction par la relation (II-1). Supposons une évolution polynomiale d'ordre 2 pour $R_{DSon} = f(T_j)$:

$$R_{DSon}(T_j) = k_{R1} \times {T_j}^2 + k_{R2} \times T_j + k_{R3} \qquad \textbf{(II-36)}$$

$\mathbf{k_{R1}}$	$\mathbf{k_{R2}}$	$\mathbf{k_{R3}}$
$3.63 \times 10^{-7}\ \Omega.°C^{-2}$	$1.22 \times 10^{-5}\ \Omega.°C^{-1}$	$1.55 \times 10^{-2}\ \Omega$

Tableau II-9 : Coefficients de température de la résistance à l'état passant (C3M0016120K)

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction estimées $P_{COND\ MOS\ est}$ sont facteurs du courant traversé par le composant et de la température de jonction :

$$P_{COND\ MOS\ est}(I_{DS\ ni}, T_j) = 4 \times R_{DSon}(T_j) \times \left(I_{DS\ ni}.\sqrt{0.5}\right)^2 \qquad \textbf{(II-37)}$$

Les pertes par commutation et l'énergie totale associée sont déduites par les relations (II-9) et (II-2). L'évolution de l'énergie totale de commutation en fonction de T_j peut être considérée comme linéaire, à en juger l'allure de la courbe issue de la datasheet (Figure II-37). N'ayant d'autres courbes de comparaisons, nous émettons l'hypothèse que l'énergie de commutation subit la même évolution relative en fonction de la température que celle issue de la datasheet :

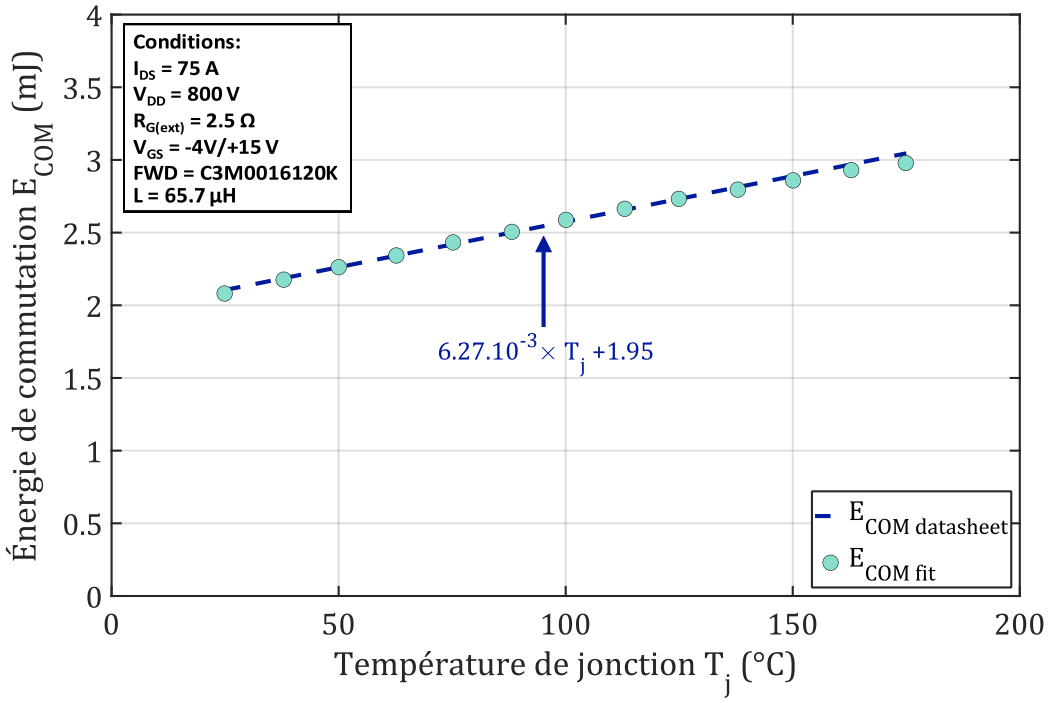


Figure II-37 : Evolution de l'énergie de commutation totale en fonction de T_j

$$\alpha_{E1\ rel} = \frac{E_{COM}(T_j = 125°C) - E_{COM}(T_j = 50°C)}{E_{COM}(T_j = 50°C).(125 - 50)} = 0.277\%.°C^{-1}$$

Ensuite, partons du point de référence expérimental suivant :

$V_{DS\ ref}$	$I_{DS\ ref}$	$F_{DEC\ ref}$	$T_{j\ ref}$*	$P_{TOT\ pont\ ref}$	$E_{COM\ pont\ ref}$
400V	20A	60kHz	57.8°C	69.6W	0.928mJ

* *Température de jonction estimée selon les différentes hypothèses exprimées en section II.5.1*

Tableau II-10 : Point de référence

Ce point de référence, couplé aux différentes hypothèses précédentes, permet d'établir la relation liant l'énergie de commutation du pont $E_{COM\ pont}$ à la température de jonction T_j :

$$E_{COM\ pont\ mod}(T_j) = k_{E1}.T_j + k_{E2} \quad \textbf{(II-38)}$$

$$k_{E1} = \alpha_{E1\ rel}.E_{COM\ pont\ ref} \quad \textbf{(II-39)}$$

$$k_{E2} = E_{COM\ pont\ ref} - k_{E1}.T_{j\ ref} \quad \textbf{(II-40)}$$

Pour terminer la mise en place de ce modèle, nous émettons l'hypothèse que l'énergie de commutation évolue linéairement en fonction du couple V_{DS}, I_{DS}. Ceci est sensiblement vrai pour la gamme de courant considérée si l'on observe les données des datasheets, de façon plus approximative pour le courant que pour la tension.

$$E_{COM\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j) = k_{IV1}.T_j.V_{DS}.I_{DS} + k_{IV2}.V_{DS}.I_{DS} \quad \textbf{(II-41)}$$

$$k_{IV1} = \frac{k_{E1}}{V_{DS\ ref}.I_{DS\ ref}} \quad \textbf{(II-42)}$$

$$k_{IV2} = \frac{k_{E2}}{V_{DS\ ref}.I_{DS\ ref}} \quad \textbf{(II-43)}$$

$\mathbf{k_{E1}}$	$\mathbf{k_{E2}}$
2.571×10^{-3} mJ. °C^{-1}	0.78mJ
$\mathbf{k_{IV1}}$	$\mathbf{k_{IV2}}$
3.214×10^{-7} mJ. °C^{-1}. V^{-1}. A^{-1}	9.742×10^{-5} mJ. V^{-1}. A^{-1}

Tableau II-11 : Coefficients de l'énergie de commutation (C3M0016120K)

Les résultats obtenus des pertes totales du pont estimées avec notre modèle sont représentés sur la Figure II-38 et comparées aux données expérimentales :

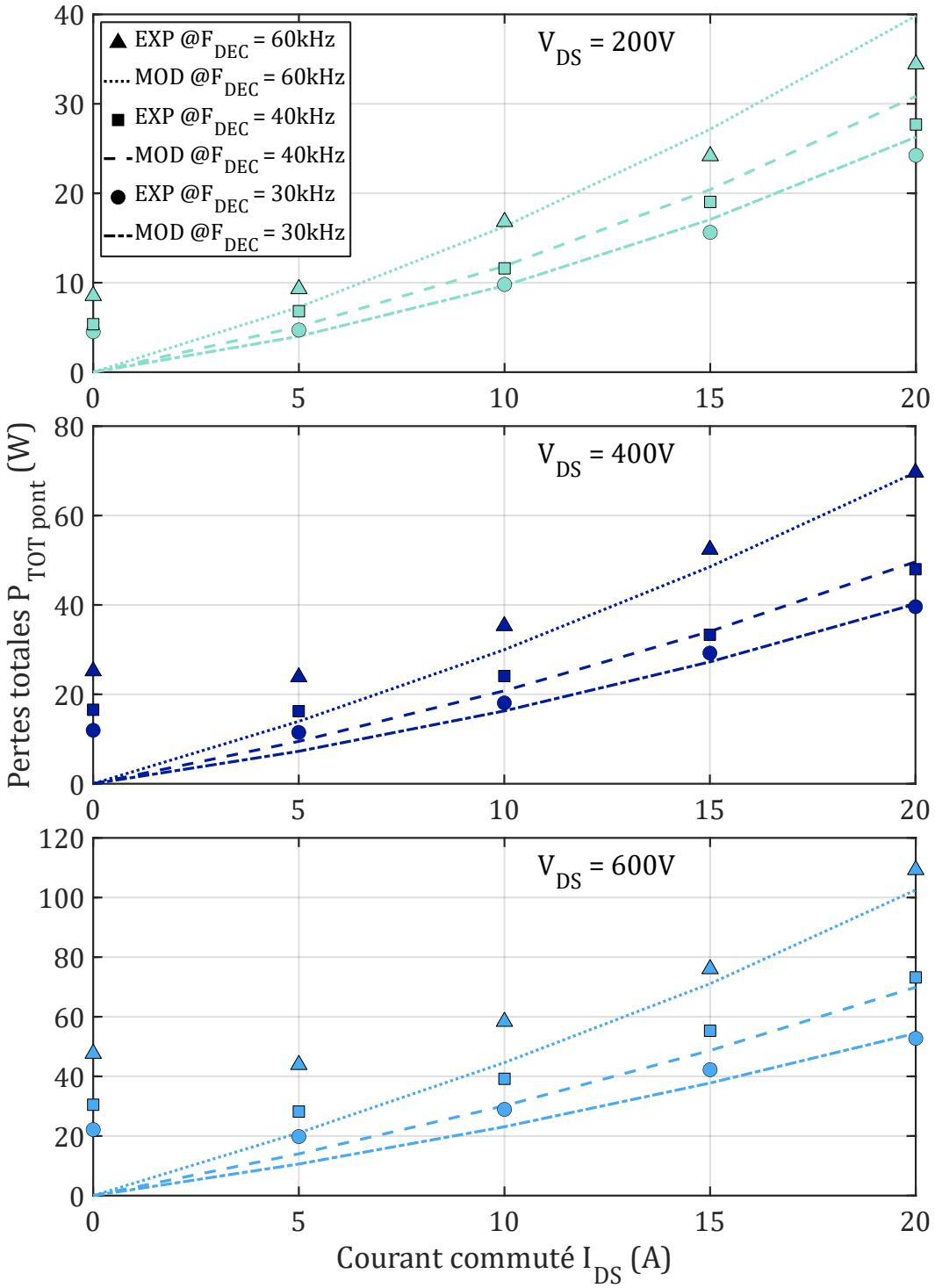


Figure II-38 : Pertes totales pont complet (4 x C3M0016120K), MOD : modèle, EXP : expérimental

Notre modèle ne représente pas ou mal l'énergie de commutation pour de faibles valeurs de courant commuté. Cependant, pour des valeurs de courants comprises entre 10 et 20A, l'erreur est au maximum de 25% (ce qui correspond majoritairement aux valeurs de courant auxquelles seront confrontées les composants dans notre application). De la même façon, ce modèle sous-évalue très probablement les pertes pour des valeurs de courant supérieures à celles de la gamme considérée. Nous n'avions malheureusement pas la possibilité de passer plus de temps sur ces caractérisations compte-tenu des objectifs de la thèse. Ceci a évidemment un impact sur les résultats que l'on peut déduire de ce modèle hors de la gamme de mesure en courant.

Nous avons décidé, tenant compte du temps limité dont nous disposions, d'utiliser tout de même ces données pour l'évaluation des pertes au sein des composants à semi-conducteurs, dans les différentes architectures de convertisseurs présentées dans le **Chapitre III** en soulignant dans l'analyse les conséquences de cette limitation sur l'interprétation des résultats.

Pour compléter cette modélisation, nous devons trouver une solution pour séparer les pertes par commutation à l'amorçage et au blocage. Dans l'idéal, il aurait été judicieux de procéder, à l'instar de la méthode utilisée en simulation, d'effectuer des essais sous conditions de ZVS.

Nous proposons, compte tenu du temps imparti, de procéder différemment. Cette option se base sur l'étude de la datasheet du composant étudié, et consiste à observer la répartition des énergies de commutation à l'amorçage et au blocage (Figure II-39), pour les valeurs de résistances de grille dont nous disposons :

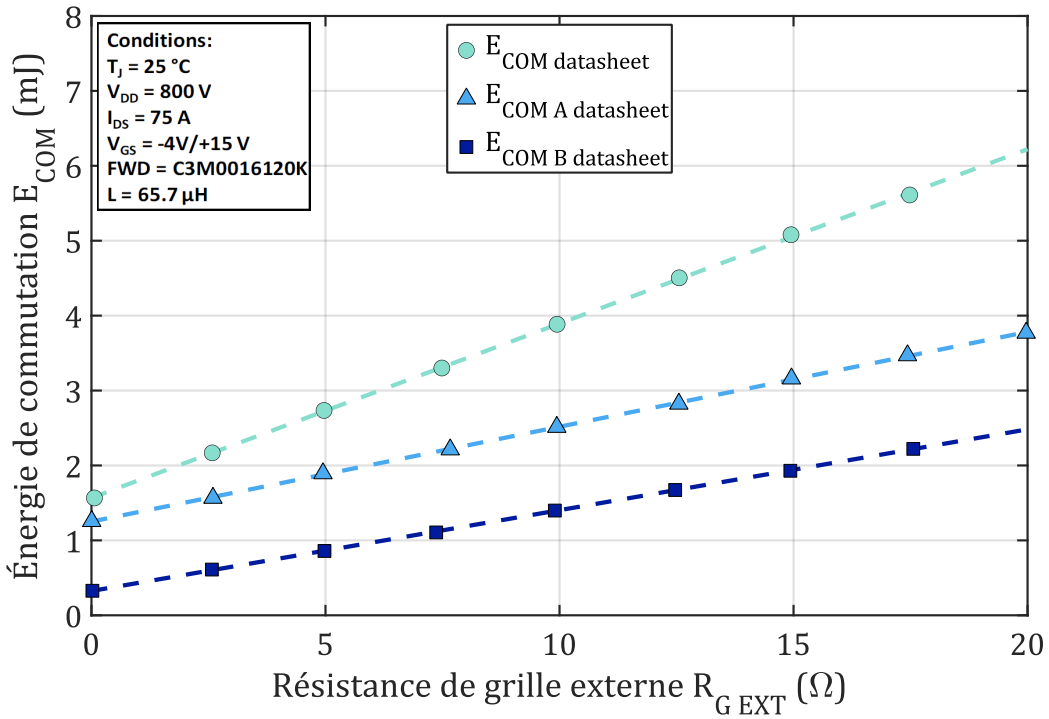


Figure II-39 : Evolution de l'énergie de commutation en fonction de $R_{G\ EXT}$

$R_{G\ A}$	$E_{COM\ A}$	$R_{G\ B}$	$E_{COM\ B}$	E_{COM}	$K_{E\ A}$	$K_{E\ B}$
15Ω	3.15mJ	4.7Ω	0.83mJ	3.98mJ	0.79	0.21

Tableau II-12 : Estimation de la part d'énergie à l'Amorçage et au Blocage

De ce fait, l'équation (II-41) devient :

$$E_{COM\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j) = (K_{E\,A} + K_{E\,B}) \times (k_{IV1}.T_j.V_{DS}.I_{DS} + k_{IV2}.V_{DS}.I_{DS}) \quad \textbf{(II-44)}$$

Les énergies de commutation à l'**A**morçage et au **B**locage peuvent, à partir des données du Tableau II-12, être exprimées de la façon suivante :

$$E_{COM\ A\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j) = K_{E\,A} \times E_{COM\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j) \quad \textbf{(II-45)}$$

$$E_{COM\ B\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j) = K_{E\,B} \times E_{COM\ pont\ mod}(V_{DS}, I_{DS}, T_j) \quad \textbf{(II-46)}$$

Cette hypothèse concernant les valeurs de $K_{E\,A}$ et $K_{E\,B}$ à pu être vérifié pour un point de fonctionnement, lors des essais en boucle ouverte du prototype réalisé.

Pour conclure ce chapitre, nous avons mis en place un modèle hybride, c'est-à-dire, basé à la foi sur des données expérimentales et des données issues des datasheets, permettant d'estimer les pertes d'un pont complet dans des conditions particulières (courant, tension, température de jonction). Il est également possible, notamment grâce aux équations (II-45) et (II-46), d'utiliser notre modèle dans des conditions particulières de commutation (dure ou douce). Ce modèle sera utilisé dans le **Chapitre III** et permettra de mettre en place une analyse comparative de plusieurs convertisseurs candidats pour le prototype à réaliser.

II.6. Bibliographie du chapitre

[1] **M. AKHBARI**, « Modèle de Cellule de Commutation pour les Etudes de Pertes et de Performances CEM », phdthesis, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, **2000**. Consulté le: avr. 05, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00688480

[2] **P.-O. JEANNIN**, « Study of MOSFET switching behavior : Application to series and parallel association of insulated gate components », Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, **2001**. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00092429

[3] **J. FABRE**, « Etude et mise en oeuvre de modules de puissance MOSFET SiC pour leurs futures utilisations dans des convertisseurs ferroviaires », Theses, Institut National Polytechnique de Toulouse, **2013**. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-02273784

[4] **D. AGGELER**, « Bidirectional galvanically isolated 25 kW 50 kHz 5 kV/700V si-sic SuperCascode/Si-IGBT DC-DC converter », phdthesis, ETH Zurich, **2010**. [En ligne]. Disponible sur: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/DissETHNo19430_DanielAggeler.pdf

[5] **G. FORTES, P. LADOUX, J. FABRE, ET D. FLUMIAN**, « Characterization of a 300 kW Isolated DCDC Converter using 3.3 kV SiC-MOSFETs », in *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, **mai 2021**, p. 1-8.

[6] **Y. HU, J. SHAO, ET T. S. ONG**, « 6.6 kW high-frequency full-bridge LLC DC/DC converter with SiC MOSFETs », in *2019 IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE)*, **2019**, p. 6848-6853. doi: 10.1109/ECCE.2019.8912805.

[7] **L. SCHRITTWIESER, M. LEIBL, M. HAIDER, F. THÖNY, J. W. KOLAR, ET T. B. SOEIRO**, « 99.3% Efficient three-phase buck-type all-SiC SWISS Rectifier for DC distribution systems », in *2017 IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC)*, **mars 2017**, p. 2173-2178. doi: 10.1109/APEC.2017.7931000.

[8] **TEXAS INSTRUMENTS**, « Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations », Texas Instruments, **2019**.

[9] **J. BRUNELLO**, « Design of isolated DC-DC power converters for more electric aircraft », Theses, Université Montpellier, **2015**. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01960457

[10] **G. CALDERON-LOPEZ ET A. J. FORSYTH**, « High power density DC-DC converter with SiC MOSFETs for electric vehicles », in *7th IET international conference on power electronics, machines and drives (PEMD 2014)*, **2014**, p. 1-6. doi: 10.1049/cp.2014.0463.

[11] **L. WANG, Q. ZHU, W. YU, ET A. Q. HUANG**, « A Medium-Voltage Medium-Frequency Isolated DC–DC Converter Based on 15-kV SiC MOSFETs », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, n° 1, p. 100-109, **mars 2017**, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2639381.

[12] **D.-D. NGUYEN, N.-T. BUI, ET K. YUKITA**, « Design and optimization of three-phase dual-active-bridge converters for electric vehicle charging stations », *Energies*, vol. 13, n° 1, **2020**, doi: 10.3390/en13010150.

[13] **Z. ZHANG, C. LIU, M. WANG, Y. SI, Y. LIU, ET Q. LEI**, « High-Efficiency High-Power-Density CLLC Resonant Converter With Low-Stray-Capacitance and Well-Heat-Dissipated Planar Transformer for EV On-Board Charger », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 10, p. 10831-10851, **oct. 2020**, doi: 10.1109/TPEL.2020.2980313.

[14] **A. AVILA, A. GARCIA-BEDIAGA, I. GANDIAGA, L. MIR, ET A. RUJAS**, « GaN-based Dc-dc Power Converter for Hybrid Energy Storage System », in *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, **nov. 2020**, p. 1-5. doi: 10.1109/VPPC49601.2020.9330872.

[15] **H. MATSUMORI, T. KOSAKA, K. SEKIDO, K. KIM, T. EGAWA, ET N. MATSUI**, « Isolated DC-DC Converter utilizing GaN power device for Automotive Application », in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, **mars 2019**, p. 1704-1709. doi: 10.1109/APEC.2019.8722097.

[16] **V. TURRIATE, B. WITCHER, D. BOROYEVICH, ET R. BURGOS**, « Practical Implementation and Efficiency Evaluation of a Phase Shifted Full Bridge DC-DC Converter Using Radiation Hardened GaN FETs for Space Applications », in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, **mars 2019**, p. 1587-1594. doi: 10.1109/APEC.2019.8722059.

[17] **G. DELAMARE**, « Convertisseurs DC/DC à base de HFETs GaN pour applications spatiales », Theses, INP Toulouse, **2015**. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.laas.fr/tel-01499458

[18] **N. QUENTIN**, « High efficiency power supply for aircraft application », Theses, Université de Lyon, **2016**. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01522636

[19] **O. GOUALARD**, « Utilisation de semi-conducteurs GaN basse tension pour l'intégration des convertisseurs d'énergie électrique dans le domaine aéronautique », **oct. 2016**. [En ligne]. Disponible sur: https://oatao.univ-toulouse.fr/20325/

[20] **G. YANG**, « Design of a High Efficiency High Power Density DC/DC Converter for Low Voltage Power Supply in Electric and Hybrid Vehicles », phdthesis, Supélec, **2014**. Consulté le: mars 24, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01140766

[21] **A. BHALLA**, « Status of SiC products and technology », CREE, **2018**.

[22] **L. HAN, L. LIANG, Y. KANG, ET Y. QIU**, « A Review of SiC IGBT: Models, Fabrications, Characteristics, and Applications », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 2, p. 2080-2093, **févr. 2021**, doi: 10.1109/TPEL.2020.3005940.

[23] **X. FONTENEAU**, « Conception d'un onduleur triphasé à base de composants SiC en technologie JFET à haute fréquence de commutation », phdthesis, INSA de Lyon, **2014**. Consulté le: mars 24, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01127458

[24] **CREE**, « Company backgrounder », CREE, **2018**.

[25] **TRANSPHORM**, « Transphorm Introduces SuperGaN™ Power FETs with Launch of Gen IV GaN Platform », Transphorm, **2020**.

[26] **NEXPERIA**, « Power GaN FETs, Performance, efficiency, reliability », Nexperia, **2019**.

[27] **C. BUTTAY**, « Modules et boîtiers de puissance (packaging) », *Techniques de l'ingénieur Composants actifs en électronique de puissance*, vol. base documentaire : TIB245DUO., n° ref. article : d3116. Editions T.I., **2010**. doi: 10.51257/a-v1-d3116.

[28] **T. A. MEYNARD, H. FOCH, P. THOMAS, J. COURAULT, R. JAKOB, ET M. NAHRSTAEDT**, « Multicell converters: basic concepts and industry applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 5, p. 955-964, **oct. 2002**, doi: 10.1109/TIE.2002.803174.

[29] **T. A. MEYNARD ET H. FOCH**, « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters », in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, **juin 1992**, p. 397-403 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1992.254717.

[30] **B. COUGO**, « Design and optimization of InterCell transformers for parallel MultiCell converters », Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), **2010**. [En ligne]. Disponible sur: https://oatao.univ-toulouse.fr/7037/

[31] **B. J. BALIGA**, « Power semiconductor device figure of merit for high-frequency applications », *IEEE Electron Device Letters*, vol. 10, n° 10, Art. n° 10, **oct. 1989**, doi: 10.1109/55.43098.

[32] **I.-J. KIM, S. MATSUMOTO, T. SAKAI, ET T. YACHI**, « New power device figure of merit for high-frequency applications », in *Proceedings of International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's: ISPSD '95*, **mai 1995**, p. 309-314. doi: 10.1109/ISPSD.1995.515055.

[33] **A. Q. HUANG**, « New unipolar switching power device figures of merit », *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, n° 5, Art. n° 5, **mai 2004**, doi: 10.1109/LED.2004.826533.

[34] **J. AZURZA ANDERSON, G. ZULAUF, J. W. KOLAR, ET G. DEBOY**, « New Figure-of-Merit Combining Semiconductor and Multi-Level Converter Properties », *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, p. 322-338, **2020**, doi: 10.1109/OJPEL.2020.3018220.

[35] **J. AZURZA ANDERSON**, « Ultra-High Efficiency Isolated/Non-Isolated Three-Phase Multi-Level PWM Converters », Doctoral Thesis, ETH Zurich, **2020**. doi: 10.3929/ethz-b-000475197.

[36] **N. PERERA *ET AL.***, « Analysis of Output Capacitance Co-Energy and Discharge Losses in Hard-Switched FETs », in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, **nov. 2020**, p. 52-59. doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367701.

[37] **J. BRANDELERO *ET AL.***, « Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap », Cachan, France, **juill. 2014**. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01065310

[38] **M. MUDHOLKAR, S. AHMED, M. N. ERICSON, S. S. FRANK, C. L. BRITTON, ET H. A. MANTOOTH**, « Datasheet Driven Silicon Carbide Power MOSFET Model », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 5, p. 2220-2228, **mai 2014**, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295774.

[39] **Y. REN, M. XU, J. ZHOU, ET F. C. LEE**, « Analytical loss model of power MOSFET », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 2, p. 310-319, **mars 2006**, doi: 10.1109/TPEL.2005.869743.

[40] **C. WARWICK**, « In a Nutshell: How SPICE Works », **2009**.

[41] **C. MATHIEU DE VIENNE, P. LEFRANC, BESAR ASLLANI, P.-O. JEANNIN, ET B. LEFEBVRE**, « Model parameter extraction tool for the analysis of seriesconnected SiC-MOSFETs », Nuremberg (on line), Germany, **mai 2021**. Consulté le: avr. 04, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-03506812

[42] **X. ZHAO, Z. ZHOU, H. LI, K. SUN, W. YUTING, ET Z. ZHAO**, « A Temperature-dependent PSpice Short-circuit Model of SiC MOSFET », **juin 2019**. doi: 10.1109/WiPDAAsia.2019.8760311.

[43] **Y. CUI, M. CHINTHAVALI, ET L. TOLBERT**, « Temperature dependent Pspice model of silicon carbide power MOSFET », *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, **févr. 2012**, doi: 10.1109/APEC.2012.6166050.

[44] **G. BROCARD**, *LTspice XVII: manuel de référence commandes et applications*. Malakoff: Dunod, **2020**.

[45] **CREE**, « Wolfspeed SiC MOSFET LTspice model quick start guide », manual, **2018**.

[46] **F. FOREST *ET AL.***, « Use of opposition method in the test of high-power electronic converters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 2, p. 530-541, **2006**.

[47] **G. PELLECUER**, « Fatigue thermomécanique des connexions dans les modules de puissance à semi-conducteurs. », phdthesis, Université Montpellier, **2019**. Consulté le: avr. 19, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02476237

CHAPITRE III : CHOIX DE L'ARCHITECTURE

III.1. Préambule

Le choix d'une architecture permettant de satisfaire un cahier des charges bien défini est une étape importante dans la conception d'un convertisseur. Celle-ci repose sur une étude approfondie des différentes architectures possibles, d'un point de vue estimation des performances, et un retour d'expérience.

Dans ce chapitre, nous nous appuierons sur des éléments développés dans les autres chapitres pour étayer notre présentation. En réalité, nous ne disposions pas de tous les éléments nécessaires pour effectuer un choix complètement argumenté au début de l'opération. Compte tenu des contraintes de timing, nous avons fait le choix de nous orienter vers une structure de conversion à deux étages en prenant soin d'utiliser les résultats obtenus au fur et à mesure de l'avancement pour confirmer la pertinence de ce choix.

Ainsi, une partie importante de ce chapitre sera consacrée à la comparaison d'un système à deux étages avec d'autres structures sans pré-régulateur et dont les caractéristiques nous ont semblé potentiellement adaptées au cahier des charges. Ce travail sera basé sur l'exploitation de données qui ont été collectées dans la première moitié de la thèse. Il en résulte une synthèse partiellement effectuée a posteriori, pour être tout à fait honnête vis-à-vis du lecteur quant à la chronologie réelle des opérations. Néanmoins, cela correspond au déroulement typique d'un travail de recherche appliquée, avec une orientation initiale s'appuyant largement sur l'expérience et le savoir-faire d'une équipe et une évolution, voire une réorientation, nourrie pas les nouvelles données rassemblées progressivement.

La forte variation de la tension d'entrée (**Chapitre I**) est l'un des aspects les plus critiques quant à la recherche de rendements élevés, notamment pour les structures isolées. C'est pourquoi, nous avons envisagé d'emblée l'utilisation de deux étages pour ce convertisseur :

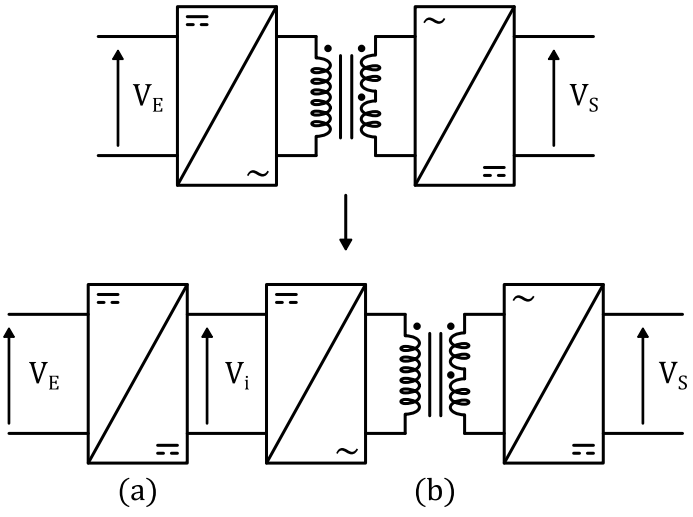


Figure III-1 : Convertisseur à deux étages – (a) : Étage pré-régulateur, (b) Étage isolé

L'idée est de compenser la variation de la tension d'entrée par un étage non-isolé (Figure III-1.(a)) afin de fournir à l'étage isolé (Figure III-1.(b)) une tension intermédiaire V_i fixe et limiter les contraintes électriques sur l'étage isolé.

Ajoutons que, toujours dans cette optique de rendement élevé, mais également dans l'objectif de réduire les contraintes liées à la CEM, nous avons fait le choix d'associer des cellules de commutation réalisées sans mise en parallèle de composants. Une deuxième orientation forte est d'utiliser les meilleurs composants disponibles sur le marché, ce qui limite les calibres en courant accessibles (20 à 50A). Entre autres avantages, la réalisation des cellules de base est grandement simplifiée et le gain dimensionnel permet d'obtenir d'excellentes performances (effets cumulés de mailles de commutation réduites et de courants limités).

En contrepartie, pour la puissance visée (30kW), la parallélisation de cellules est alors nécessaire. Du fait de ce choix, mais aussi pour faciliter la réalisation des transformateurs, l'étage isolé du convertisseur est divisé en deux étages en parallèle, chacun dimensionné à la moitié de la puissance nominale (Figure III-2).

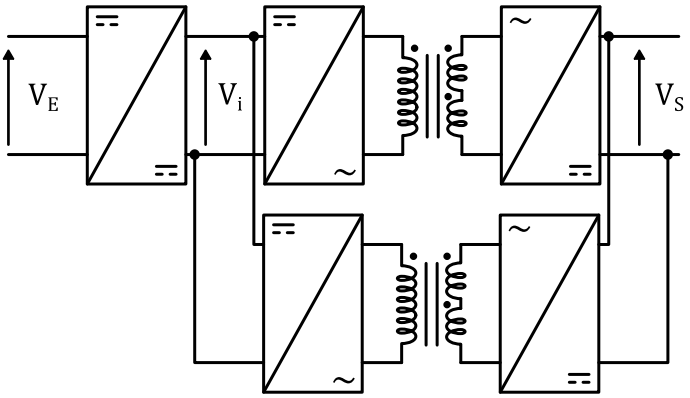


Figure III-2 : Architecture de puissance proposée, dédoublement de l'étagé isolé

Dans cette logique, ce chapitre vise, dans un premier temps, à présenter les différentes structures isolées qui nous paraissent les mieux à même de répondre au cahier des charges. Les contraintes électriques auxquelles sont soumis les composants à semi-conducteurs et magnétiques seront établies, en vue d'une pré-évaluation des performances. L'orientation d'un convertisseur à deux étages étant sous-jacente, un travail similaire sera également présenté pour l'étage pré-régulateur. Enfin, nous dresserons un bilan quantitatif quant aux performances du convertisseur « deux étages » vis-à-vis de structures mono étage, pour tenter de démontrer la pertinence de notre choix initial.

La détermination des performances de l'architecture retenue et de ses « concurrentes » s'appuiera principalement sur le travail détaillé concernant les pertes localisées dans les composants à semi-conducteurs et développé dans le **Chapitre II**.

III.2. Analyse des architectures possibles

III.2.1. Les structures isolées

III.2.1.1. Préambule

L'une des caractéristiques imposées par le cahier des charges est la nécessité d'assurer, dans la chaine de conversion, une isolation galvanique (transformateur) pour isoler électriquement le réseau amont et aval. L'idée est donc dans un premier temps de présélectionner les structures isolées qui peuvent potentiellement être à même de répondre au cahier des charges.

D'autre part, dans ce chapitre, nous souhaitons confronter notre solution à des options ne comportant qu'un seul étage. Dans cette perspective, quelle que soit l'architecture retenue, la forte variation de la tension d'entrée est une problématique importante, compte tenu de la puissance électrique en jeu et du rendement attendu. Dans chaque cas, nous étudierons l'impact de cette plage de fonctionnement sur le dimensionnement de l'ensemble des composants des convertisseurs considérés.

Enfin, toujours dans cet objectif de rendement élevé, le fonctionnement à haute fréquence (proche de 100kHz) oriente les réflexions vers les structures dites à commutation douce. Ces dernières ont l'avantage d'alléger les sollicitations concernant les composants à semi-conducteurs.

Parmi les différentes structures isolées étudiées au fil des années dans la littérature, trois d'entre elles ont été retenues pour notre analyse comparative. Ce sont des structures dites « en pont », plus adaptées à la forte puissance, et mettant en jeu des mécanismes de commutation douce de type ZVS (**Z**éro **V**oltage **S**witching) :

- **D**ual-**A**ctive-**B**ridge (**DAB**) (Figure III-3.(a)) : Cette structure, remise au « goût du jour » avec l'évolution des techniques, est intrinsèquement très intéressante car tous les composants à semi-conducteurs fonctionnent en mode ZVS. De ce fait, elle est plébiscitée par de nombreux auteurs. Dans [1], il est question d'une structure de 3.75kW avec un rendement $> \mathbf{94}\%$. Les spécifications du convertisseur sont assez différentes, vu l'application à laquelle il est destiné (aéronautique réseau 28V_{DC}). Nous pouvons également citer [2], où un prototype de 2kW a également été réalisé avec un rendement proche de $\mathbf{94}\%$. Enfin, dans [3], où l'estimation du rendement pour un convertisseur de 7.5kW atteint $\mathbf{98}\%$. Tous ces travaux ont en commun le choix de faire fonctionner le DAB dans une large plage de fonctionnement (tension variable), et de trouver des stratégies de commande originales pour améliorer le rendement de la structure. D'autres références viennent compléter cette base de données : [4]–[7].
- **ZVS P**hase-**S**hift **F**ull **B**ridge (**ZVS-PSFB**) (Figure III-3.(b)) : Cette seconde topologie a beaucoup été étudiée dans les années $1990\text{-}2000$. La partie primaire fonctionne en ZVS avec le mode de contrôle approprié. La partie secondaire inclue un classique redresseur de tension. Les travaux menés dans [8], sur la base de spécifications assez différentes (tension d'entrée très faible), font état d'un démonstrateur de 3kW avec un rendement proche de $\mathbf{93}\%$. Dans [9], un prototype de 3kW, dont les tensions spécifiées sont plus proches de notre cas, a été réalisé et a démontré de belles performances pour la puissance nominale avec un rendement de $\mathbf{97.2}\%$. D'autres références viennent compléter cette base de données : [10]–[13].
- **Convertisseur à résonnance** (Figure III-3.(c)). L'engouement pour les convertisseurs à résonance est encore plus ancien (années $80 - 2000$). Dérivés des systèmes de chauffage par induction auxquels ils sont parfaitement adaptés, ils présentent également la propriété de

faire fonctionner les composants dans des conditions optimales, en particulier dans la configuration à résonance série, ou « ***S**erie **R**esonant **C**onverter* » en anglais (**SRC**). Les travaux décrits dans [14], proches de notre cas en termes de variation de tension, aboutit à la réalisation d'un prototype atteignant $\mathbf{97}\%$ de rendement pour une puissance de $3.5\mathrm{kW}$. La structure proposée est une structure à deux étages. Un autre prototype [15], destiné à la charge de véhicules électriques, d'une puissance de $3\mathrm{kW}$ pour un rendement atteignant $\mathbf{98}\%$**,** est basé sur une structure de type LLC. D'autres références viennent compléter cette base de données : [16]–[19].

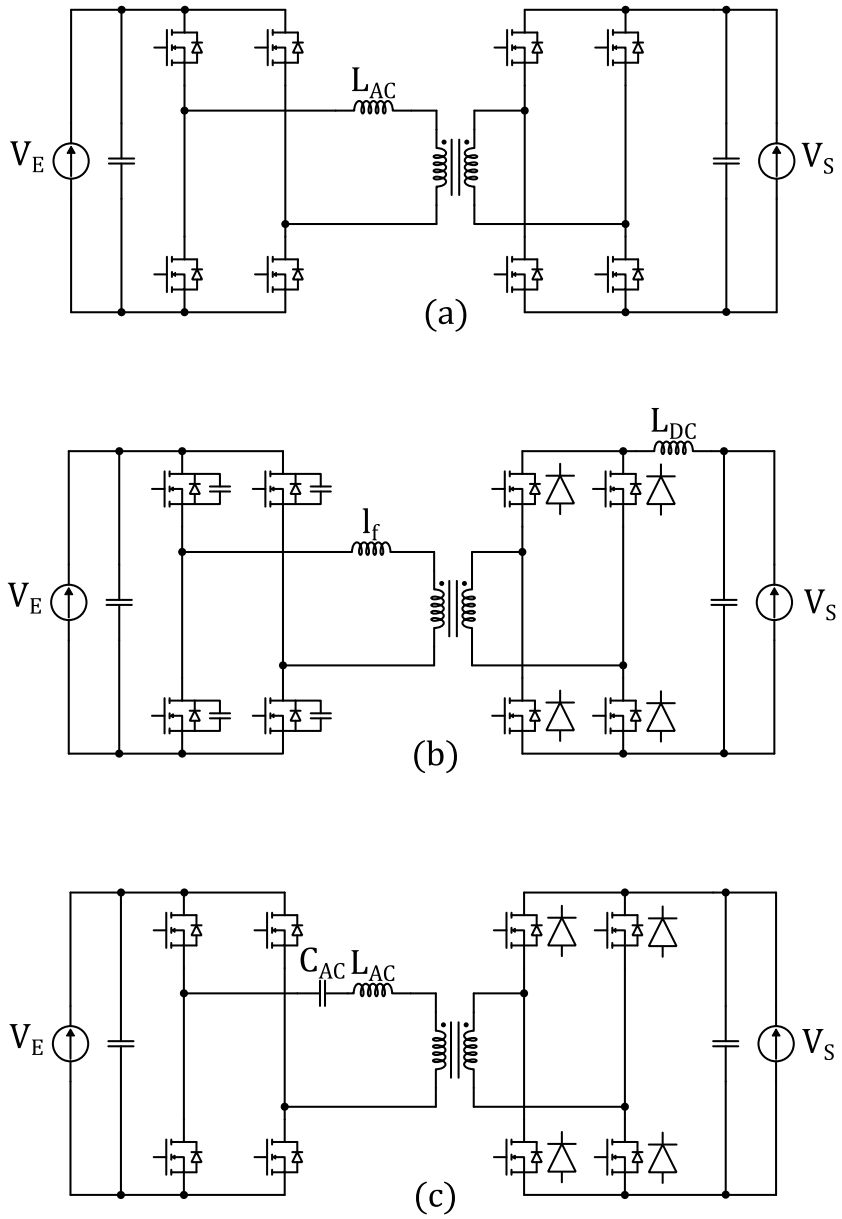


Figure III-3 : Structures Isolées – (a) : Dual-Active-Bridge, (b) : ZVS Phase-Shift Full Bridge, (c) : Convertisseur à résonance série

Il est à noter que toutes ces structures ont été imaginées dans un passé plus ou moins récent, à l'époque où l'électronique de puissance a commencé à s'imposer dans les systèmes de conversion électrique. C'est l'impressionnante évolution des composants à semi-conducteurs et de leur environnement de contrôle qui a fait ressurgir certaines d'entre elles.

Malgré les multiples propositions faites dans la littérature des dernières décennies, on constate que le noyau de base, constitué de cellules de commutation en tension avec un minimum d'auxiliaires, fonctionnant si possible en mode ZVS, reste « l'arme » principale de conception dans la conversion DC/DC. De ce fait, il y a une sorte « d'arrêt sur image » topologique et les défis se sont déplacés vers la modélisation en vue de la conception et l'optimisation, tendance qui sera très présente dans ce travail. Le développement technologique des composants et sous-ensembles reste évidemment un autre aspect essentiel mais relève peu de la conception de circuits.

L'étude complète de chaque convertisseur ne sera pas détaillée mais, dans chaque cas, nous ferons ressortir l'ensemble des équations nécessaires au dimensionnement et à l'estimation des pertes dans les composants à semi-conducteurs et les composants magnétiques, en vue de leurs comparaisons. Par souci de clarté et de rigueur, il nous a semblé intéressant d'observer, pour chacune des structures étudiées, plusieurs grandeurs évoluant en fonction de la tension d'entrée, et qui nous paraissent être des indicateurs forts aidant au choix du convertisseur final :

Grandeurs de comparaison
Courant efficace primaire du transformateur
Courant de blocage pour les interrupteurs des ponts côté entrée et côté sortie
Tension maximale appliquée aux interrupteurs des ponts côté entrée et côté sortie

Tableau III-1 : Grandeurs de comparaison des structures isolées

Nous utiliserons ici la notion de « convertisseur idéal » (représenté Figure III-4) qui servira de référence pour les grandeurs précédemment citées :

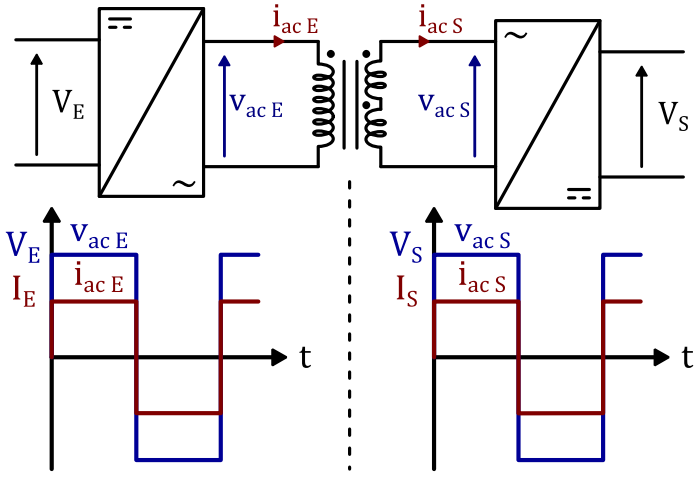


Figure III-4 : Convertisseur idéal

$$i_{ac\,E}(t) = \frac{P_S}{v_{ac\,E}(t)} \quad \textbf{(III-1)} \qquad i_{ac\,S}(t) = \frac{P_S}{v_{ac\,S}(t)} \quad \textbf{(III-2)}$$

Nous définirons les variables de références suivantes :

- **Courant efficace** de référence côté entrée $I_{ac\,E\,eff}$ et côté sortie $I_{ac\,S\,eff}$:

$$I_{ac\,E\,eff} = I_E \quad \textbf{(III-3)} \qquad \mathbf{I_{ac\,S\,eff} = I_S} \quad \textbf{(III-4)}$$

- **Courant de blocage** de référence côté entrée $I_{ac\,E\,B}$ et côté sortie $I_{ac\,S\,B}$:

$$I_{ac\,E\,B} = I_E \quad \textbf{(III-5)} \qquad I_{ac\,S\,B} = I_S \quad \textbf{(III-6)}$$

- **Tension maximale** de référence côté entrée $V_{ac\,E\,MAX}$ et côté sortie $V_{ac\,S\,MAX}$:

$$V_{ac\,E\,MAX} = V_E \quad \textbf{(III-7)} \qquad V_{ac\,S\,MAX} = V_S \quad \textbf{(III-8)}$$

Plusieurs hypothèses ont été retenues afin d'établir toutes les relations qui suivront :

1) Le rendement du convertisseur est supposé unitaire,
2) Les composants à semi-conducteurs sont supposés sans pertes,
3) Le transformateur est supposé parfait (inductance magnétisante infinie, résistances des bobinages et inductances de fuites nulles),
4) Les inductances et condensateurs sont supposés parfaits,
5) Les temps morts, inévitable pour empêcher le court-circuit d'une source de tension, ne sont pas pris en compte,
6) Les pertes dans les condensateurs de découplage seront négligées, compte tenu des performances actuelles des condensateurs céramiques et leur impact comparativement moins important sur la répartition globale des pertes dans le convertisseur.

Si l'option à deux étages constitue une piste majeure, l'ensemble de l'analyse prendra en compte la possibilité de faire fonctionner ces différentes structures à tension d'entrée variable (donc option à un seul étage). Ceci dans le but de montrer les tenants et aboutissants d'une telle configuration et de pouvoir réaliser ensuite une comparaison.

III.2.1.2. Dual Active Bridge

III.2.1.2.1. Fonctionnement

Le **DAB** (**D**ual-**A**ctive-**B**ridge) est une architecture isolée bidirectionnelle composée de deux ponts complets actifs, d'une inductance sur la ligne alternative en série avec un transformateur assurant quant à lui l'isolation galvanique et l'adaptation des tensions d'entrée/sortie (Figure III-5).

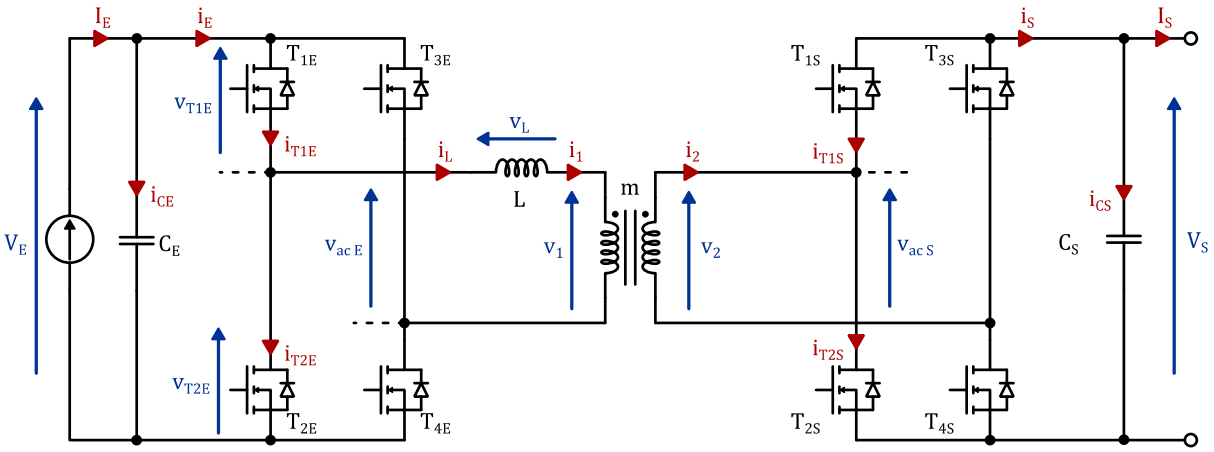


Figure III-5 : DAB : Schéma Électrique

L'inductance de fuite du transformateur peut théoriquement suffire au fonctionnement du convertisseur. Néanmoins, il est difficile de maîtriser la valeur de cette inductance de fuite lors du dimensionnement et la réalisation du transformateur. C'est pourquoi, dans la plupart des cas, le transformateur est conçu « à fuites minimales » et une inductance externe est ajoutée en série. Cette inductance peut être localisée, selon le besoin et les contraintes du cahier des charges, au primaire ou au secondaire du transformateur.

Les avancées technologiques, couplées à la recherche de stratégies de commandes astucieuses ont redonné de l'intérêt à cette architecture qui a fait et fait encore l'objet de nombreux travaux depuis plusieurs décennies. En effet, la principale limite rencontrée avec ce type d'architecture est l'augmentation du courant efficace dans la ligne alternative lorsque le rapport entre les tensions d'entrée V_E et de sortie V_S s'éloigne du rapport de transformation du transformateur. C'est pourquoi, dans un objectif de minimisation des pertes pour l'ensemble des composants (et donc, du courant efficace), des stratégies de commande originales ont été développées [1], [2]. En réalité, elles ne concernent que la minimisation des contraintes lorsque la charge diminue et n'améliorent pas le fonctionnement autour du régime nominal. La limitation fondamentale demeure donc.

Enfin, la commande mise en œuvre dans ce convertisseur est de type phase-shift. La commande du pont côté sortie est déphasé d'un angle φ par rapport au pont côté entrée. On définira la variable φ_R comme étant le déphasage relatif, et le temps de déphasage correspondant, t_φ :

$$\varphi_R = \frac{\varphi\ (°)}{360} = \frac{\varphi(\text{rad})}{2\pi} \qquad \textbf{(III-9)}$$

$$t_\varphi = \frac{\varphi_R}{F_{DEC}} \qquad \textbf{(III-10)}$$

$$T_{DEC} = \frac{1}{F_{DEC}} \qquad \textbf{(III-11)}$$

Sont présentées dans la Figure III-6 et dans le Tableau III-2 respectivement les formes d'ondes générales et les principales relations permettant le dimensionnement d'un tel convertisseur.

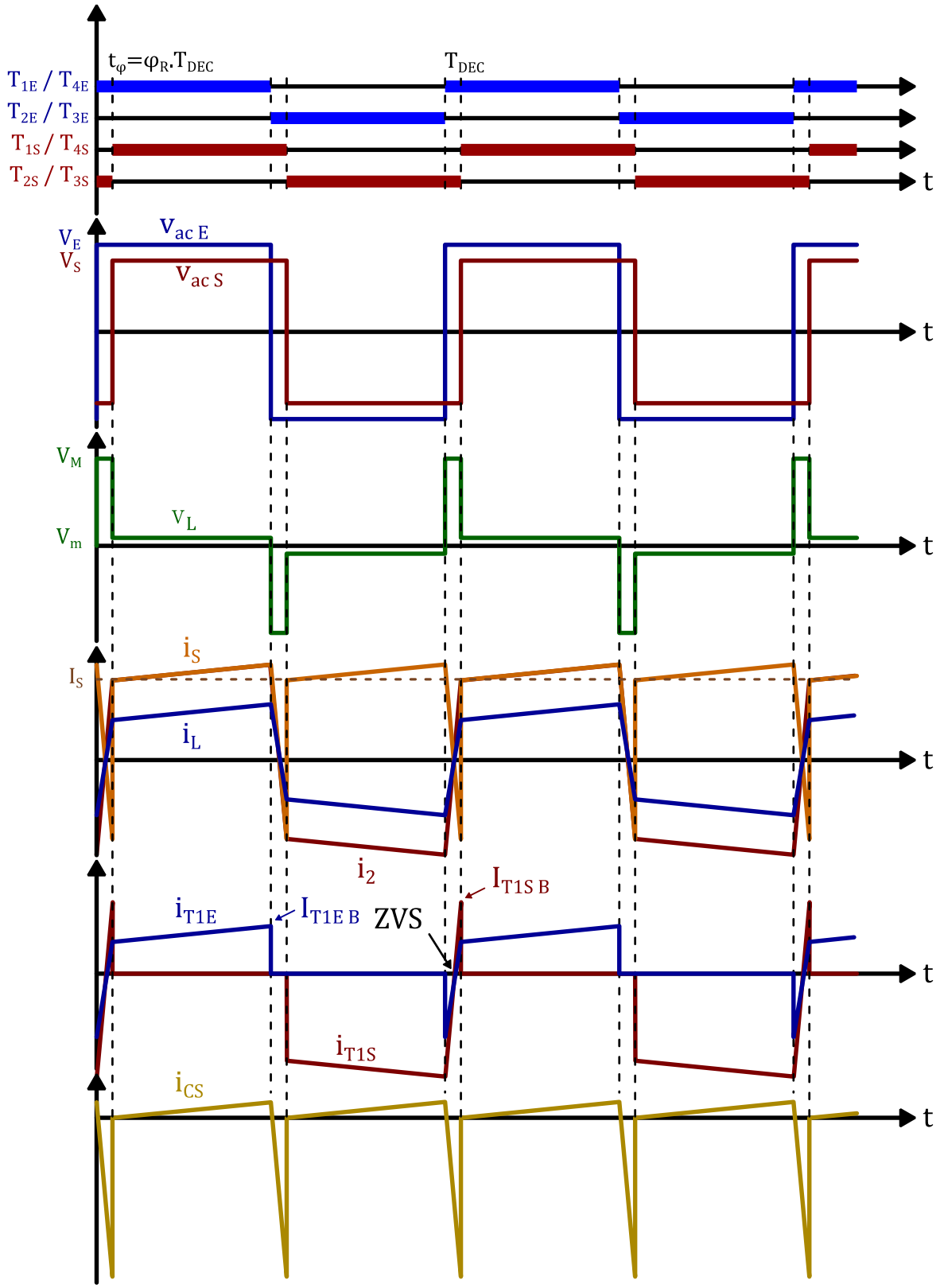


Figure III-6 : DAB : Formes d'ondes

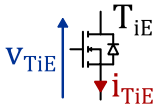
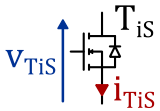
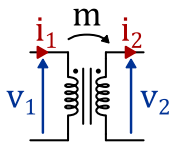
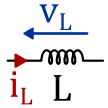
Composant	Contraintes		
	$V_{TiE\ MAX} = V_E$	**(III-12)**	$I_{TiE\ eff} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_{L\ eff}$ **(III-13)** **Courant au blocage :** ***Voir*** *(III-27)* ***et*** *(III-28)* $I_{TiE\ B} = \frac{1}{2L.F_{DEC}}\left(V_M.\varphi_R + V_m.\left(\frac{1}{2} - \varphi_R\right)\right)$ **(III-14)** **Conditions de ZVS*:** **Si $V_m < 0$:** $\lvert\varphi_R\rvert > -\frac{V_m}{2.(V_M - V_m)}$ **(III-15)** **Ne sont pas considérées les capacités parasites des interrupteurs* **Si $V_m > 0$:** $\forall\varphi_R$ **(III-16)**
	$V_{TiS\ MAX} = V_S$	**(III-17)**	$I_{TiS\ eff} = \frac{\sqrt{2}}{2.m} \cdot I_{L\ eff}$ **(III-18)** **Courant au blocage :** $I_{TiS\ B} = \frac{1}{2m.L.F_{DEC}}\left(V_M.\varphi_R - V_m.\left(\frac{1}{2} - \varphi_R\right)\right)$ **(III-19)** **Conditions de ZVS*:** **Si $V_m > 0$:** $\lvert\varphi_R\rvert > \frac{V_m}{2.(V_M + V_m)}$ **(III-20)** **Si $V_m < 0$:** $\forall\varphi_R$ **(III-21)**
	$m = \frac{N_2}{N_1}$	**(III-22)**	$I_{1\ eff} \approx I_{L\ eff}$ **(III-23)** $I_{2\ eff} \approx \frac{I_{L\ eff}}{m}$ **(III-24)**
	$L = \frac{V_S.V_{E\ MIN}.\varphi_{R\ MAX}(1 - 2\lvert\varphi_{R\ MAX}\rvert)}{m.P_{S\ MAX}.F_{DEC}}$ **(III-25)** $V_M = V_E + \frac{V_S}{m}$ **(III-27)** $V_m = V_E - \frac{V_S}{m}$ **(III-28)**		$I_{L\ eff} = \frac{\sqrt{3\left(V_m{}^2(1 - 12\varphi_R{}^2 + 16\lvert\varphi_R\rvert^3) + V_M{}^2(12\varphi_R{}^2 - 16\lvert\varphi_R\rvert^3)\right)}}{12.L.F_{DEC}}$ **(III-26)**

Tableau III-2 : DAB : Contraintes de dimensionnement

III.2.1.2.2. Dimensionnement

Pour illustrer l'impact de la variation de la tension d'entrée, nous pouvons à ce stade représenter quelques formes d'ondes accompagnées des valeurs efficaces des différents signaux présentés dans le tableau précédent (Tableau III-2). Il est difficile ici, pour une première évaluation, d'établir un dimensionnement optimal. Nous pouvons cependant fixer quelques paramètres :

- Commençons par la puissance maximale que peut délivrer cette structure. Celle-ci est fixée à 15kW pour les raisons décrites dans la partie III.2.1.1. Il est possible d'établir une relation faisant intervenir la puissance maximale et les différents éléments de dimensionnement, à savoir, l'inductance, le rapport de transformation et le déphasage relatif tel que défini dans l'équation (II-1) :

$$\mathrm{P_{S\,MAX}} = \frac{\mathrm{V_S}.\,\mathrm{V_{E\,MIN}}.\,\varphi_{\mathrm{R\,MAX}}(1-2|\varphi_{\mathrm{R\,MAX}}|)}{\mathrm{m}.\,\mathrm{L}.\,\mathrm{F_{DEC}}} \qquad \textbf{(III-29)}$$

Le choix de la valeur de l'inductance est à priori délicat. Deux éléments peuvent être pris en considération. Tout d'abord, cette valeur détermine la vitesse d'inversion du courant dans la ligne alternative et la durée correspondante doit être en adéquation avec les performances en commutation des composants à semi-conducteurs. Ensuite, elle impacte également l'étendue de la plage de fonctionnement en mode ZVS. Nous allons rapidement développer cet aspect dans la suite, ce qui permettra un choix plus solidement argumenté.

- Limitation du rapport de transformation : On démontre d'après l'équation (III-26) que, pour ce convertisseur, plus le rapport de transformation est éloigné du rapport de tension, plus importantes seront les valeurs efficaces des différents courants (ce qui n'est pas souhaitable du point de vue des pertes). Dans la configuration à un seul étage que nous considérons également dans cette analyse, il faut donc choisir une valeur de tension de référence pour le dimensionnement optimal et observer la « dégradation » lorsque l'on s'éloigne de cette tension. Nous regarderons donc l'évolution des contraintes pour différentes valeurs de m correspondant à des valeurs de tension optimale réparties dans la gamme de tension d'entrée, en même temps que nous évaluerons l'impact de L sur la plage de ZVS :

$$\mathrm{m} = \frac{\mathrm{V_S}}{\mathrm{V_{E\,ref}}} \qquad \textbf{(III-30)}$$

- Limitation du déphasage : Ce que nous indique l'expression de la puissance maximale délivrée par le convertisseur est qu'elle est atteinte pour un déphasage relatif de 0.25. Pour une puissance de sortie fixée, le dimensionnement doit être fait à tension d'entrée minimale, correspondant au déphasage maximal. Bien entendu, il ne s'agit là que d'une « limite » intrinsèque. Plus le déphasage est important, plus la puissance réactive circulant dans le convertisseur est importante. On peut vouloir restreindre davantage la plage de variation du déphasage pour cette raison. En réalité, la valeur du déphasage maximal nécessaire résulte du choix effectué sur L et m. Si la valeur de ce déphasage relatif maximal est supérieure à la valeur théorique de 0.25, alors, le couple (L, m) est inadapté :

$$\varphi_{\mathrm{R\,MAX}} = \mathrm{f}(\mathrm{P_{S\,MAX}}, \mathrm{L}, \mathrm{m}) \qquad \textbf{(III-31)}$$

- Fréquence de découpage : La fréquence de découpage a été fixée à $\mathrm{F_{DEC}} = 60\text{kHz}$ à la suite d'une analyse approfondie des possibilités technologiques liées au transformateur HF. Ce point sera abordé dans le **Chapitre IV** lors de la conception de ce transformateur.

Il semble impossible d'établir une procédure directe permettant de calculer les éléments de dimensionnement selon la philosophie précédente, dans la mesure où nous avons plus d'inconnues que d'équations indépendantes. Nous avons donc décidé d'utiliser une démarche de cartographie pour dégager et évaluer une tendance suffisamment précise.

Pour commencer, observons l'évolution des différentes grandeurs renseignées dans le Tableau III-1, à commencer par le **courant efficace au primaire du transformateur**, qui correspond également au courant efficace dans l'inductance de la ligne alternative $I_{L\,eff}$ (Figure III-7 et Figure III-8). Ces courbes sont normalisées par rapport à la valeur efficace d'un courant idéal dont les caractéristiques sont explicitées dans la section III.2.1.1.

Compte tenu de la multitude de résultat, nous avons choisi de représenter deux groupes de données. Pour chacun de ces groupes, l'idée est d'illustrer l'évolution de $I_{L\,eff}$ en fonction de la tension d'entrée V_E. Plusieurs valeurs de rapport de transformation m sont considérées (courbes en nuances de bleu) en fonction de la tension d'entrée de « référence » $V_{E\,ref}$ et basées sur l'équation (III-30). Si l'on observe les équations (III-26) à (III-28), le rapport V_S/m est constant et toujours égal à la tension d'entrée de référence. De fait, le courant efficace au primaire du transformateur est identique quelle que soit la tension de sortie considérée.

Il est également possible d'observer si les conditions de ZVS sont remplies sur une plage de tension d'entrée (trait plein) ou si celles-ci ne sont pas réunies pour l'un des deux ponts primaire ou secondaire (pointillés). Ces zones sont définies à partir des équations (III-15) et (III-20) et ne tiennent pas compte des capacités parasites des interrupteurs.

Le premier groupe de données (Figure III-7) résulte d'un choix d'une valeur d'inductance L minimale. Si l'on observe les tendances, on se rend compte qu'il est impossible de garantir une plage de fonctionnement en mode ZVS sur toute la plage de la tension d'entrée, quel que soit le rapport de transformation. De plus, cette plage de fonctionnement tend à se restreindre si la puissance diminue.

Le deuxième groupe de données (Figure III-8) correspond donc à une augmentation de la valeur de l'inductance, aillant pour effet direct d'augmenter cette zone de fonctionnement en mode ZVS.

Sur ces deux figures est représentée, en plus de l'évolution du courant efficace normalisé en fonction de la tension d'entrée, l'allure temporelle de ce courant pour différents points de fonctionnement (puissance constante, tension d'entrée variable). La même échelle est appliquée pour l'ensemble des chronogrammes, à savoir, $50A/div$ et une base de temps de $3.33\mu s/div$ pour mettre en avant les variations de contraintes. De fait, cette homogénéité des échelles implique que certains points de fonctionnement ne sont volontairement pas représentés.

On remarque que pour une tension d'entrée de référence située dans la gamme haute ($V_{E\,ref} = 500V$), le fonctionnement théorique en mode ZVS est assuré quel que soit la tension d'entrée (Figure III-8). C'est donc ce dimensionnement qui sera retenu pour la suite de cette étude comparative et dont les caractéristiques sont résumées dans le Tableau III-3 :

	$V_S = 200V$	$V_S = 400V$
$m = m_2 = \frac{V_S}{V_{E\,ref} = 500}$	0.4	0.8
L_1	13.8µH	

Tableau III-3 : DAB : Dimensionnement retenu

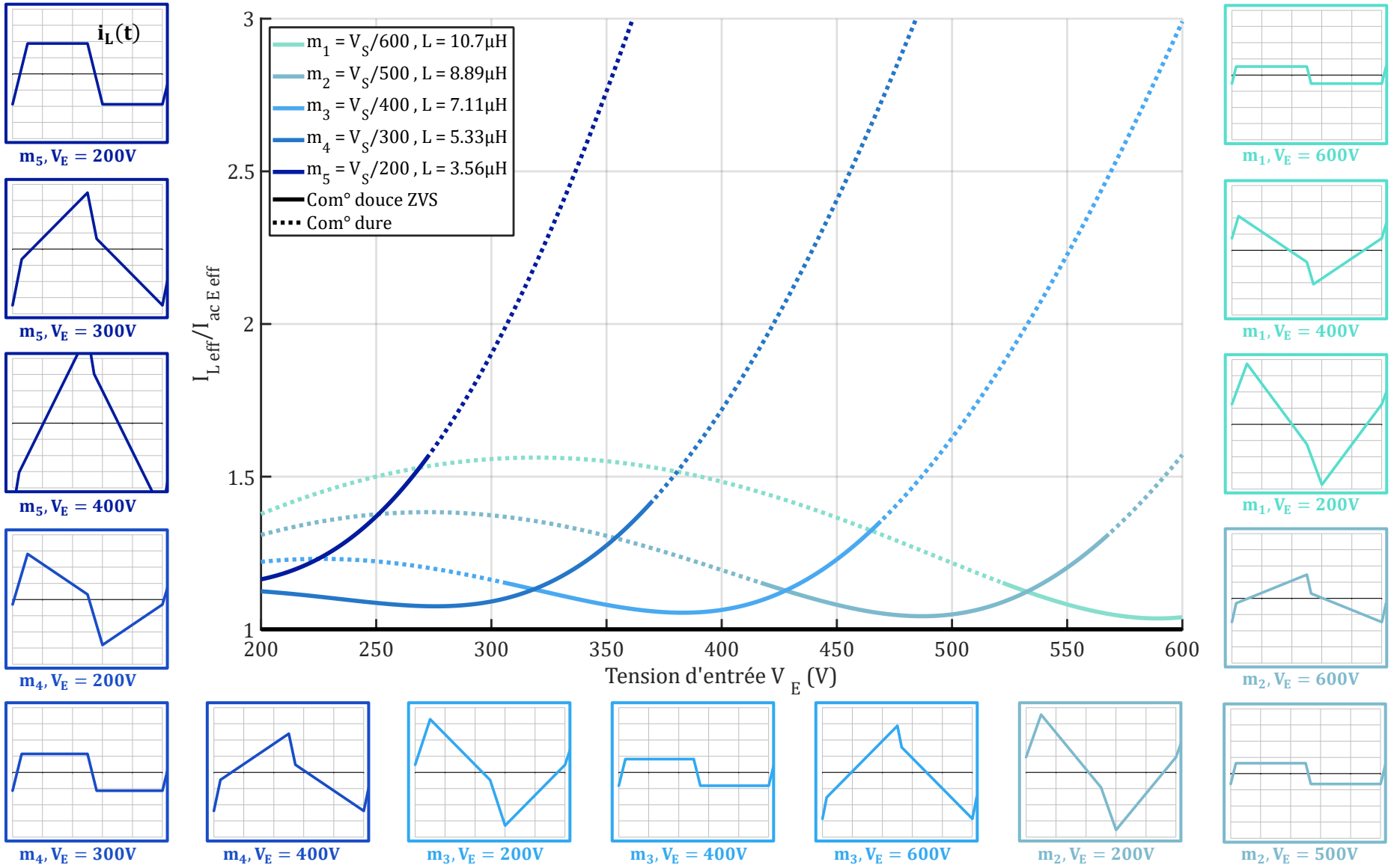


Figure III-7 : DAB : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur, valeur d'inductance faible ($\varphi_{R\,MAX}$ = 10%) - Chronogrammes (50A/div)

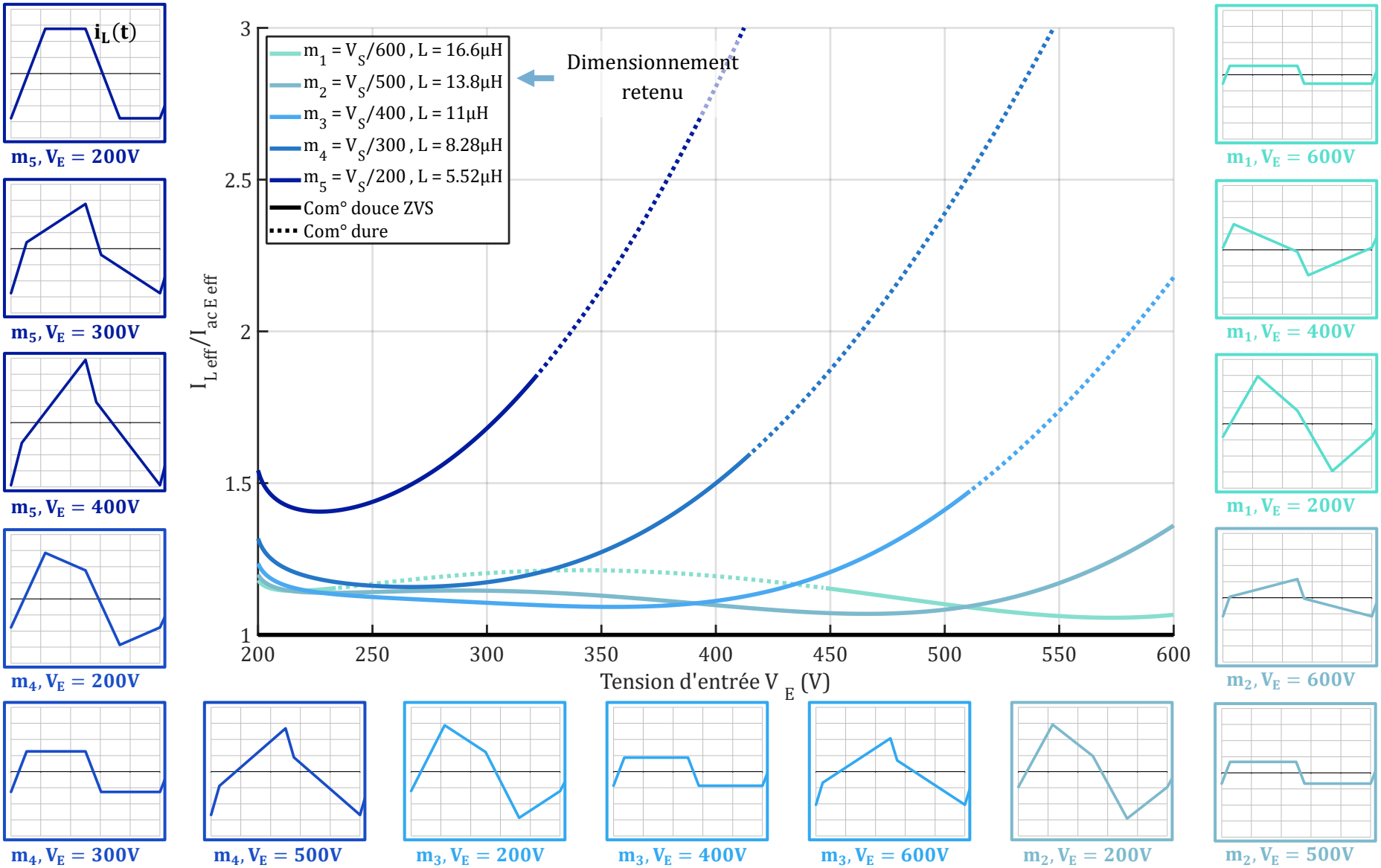


Figure III-8 : DAB : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur, valeur d'inductance augmentée ($\varphi_{R\,MAX}$ = 23%) - Chronogrammes (50A/div)

A ce stade, il faut préciser un point important sur l'influence de la valeur de L. Dans ce qui précède, nous n'avons envisagé la question que sous un angle purement théorique. Dans la réalité, une autre contrainte apparaît, liée aux limitations technologiques et à l'introduction d'inévitables temps morts dans le contrôle des cellules. A titre d'exemple, prenons le dimensionnement à $\mathbf{V_{E\,ref} = 600V}$. Pour une inductance de valeur $\mathbf{L = 16.6\mu H}$, l'inversion du courant se fait sur un intervalle de seulement 700ns sous 600V (ce qui est déjà relativement faible). Il faut donc que le temps mort soit inférieur à 350ns pour assurer la continuité de conduction. Si la charge diminue, il sera impossible de maintenir une vraie commutation ZVS. En comparaison, pour une inductance de $\mathbf{L = 10.7\mu H}$, l'intervalle, pour la même tension d'entrée de 600V, ne serait que de 400ns. Le choix de valeurs plutôt « élevées » de L est donc conforté par la prise en considération de ce problème.

Replaçons-nous donc pour la suite dans notre dimensionnement « optimal » ($\mathbf{V_{E\,ref} = 500V}$) et observons à présent la deuxième grandeur qui nous intéresse, à savoir, le **courant de blocage pour les interrupteurs** du pont côté entrée (Figure III-9) et côté sortie (Figure III-10). Ces données sont ici normalisées par rapport au courant de blocage « idéal » dont les caractéristiques sont explicitées dans la section III.2.1.1 :

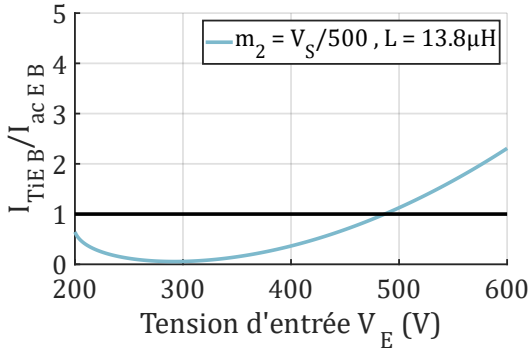


Figure III-9 : DAB : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE}

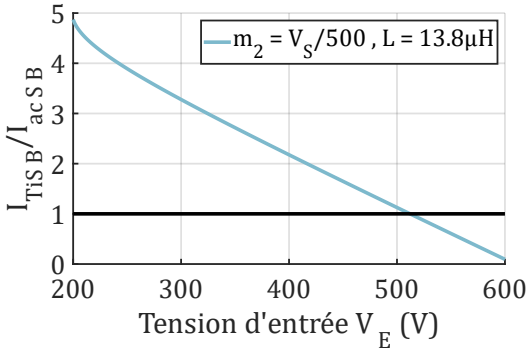


Figure III-10 : DAB : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iS}

Si la zone de fonctionnement en ZVS est maintenue théoriquement sur toute la plage de la tension d'entrée, on remarque que le courant de blocage des interrupteurs, en particulier côté sortie, atteint des valeurs considérables si la tension d'entrée est basse. Plus la tension d'entrée est proche de la tension de référence, plus le courant de blocage est proche de la valeur idéale.

Enfin, pour compléter l'analyse de l'impact de la variation d'entrée, nous nous intéresseront à la **tension maximale supportée par les interrupteurs** côté entrée (Figure III-11) et côté sortie (Figure III-12). Ces données sont normalisées par rapport à la valeur maximale de la tension « idéale » dont les caractéristiques sont explicitées dans la section III.2.1.1 :

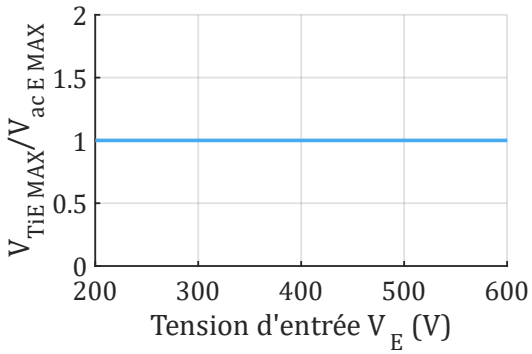


Figure III-11 : DAB : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iE}

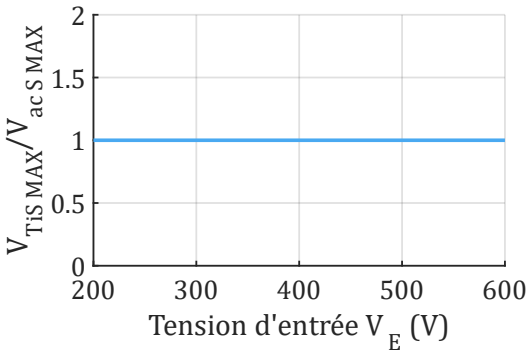


Figure III-12 : DAB : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iS}

III.2.1.3. ZVS Phase-Shift

III.2.1.3.1. Fonctionnement

Le **ZVS-PSFB** (**ZVS P**hase-**S**hift **F**ull-**B**ridge) est une architecture composée d'un pont complet, d'un transformateur et d'un ensemble redresseur/filtre LC (Figure III-13). A la différence du DAB, le déphasage de commande φ_R est appliqué entre les deux bras du pont côté entrée.

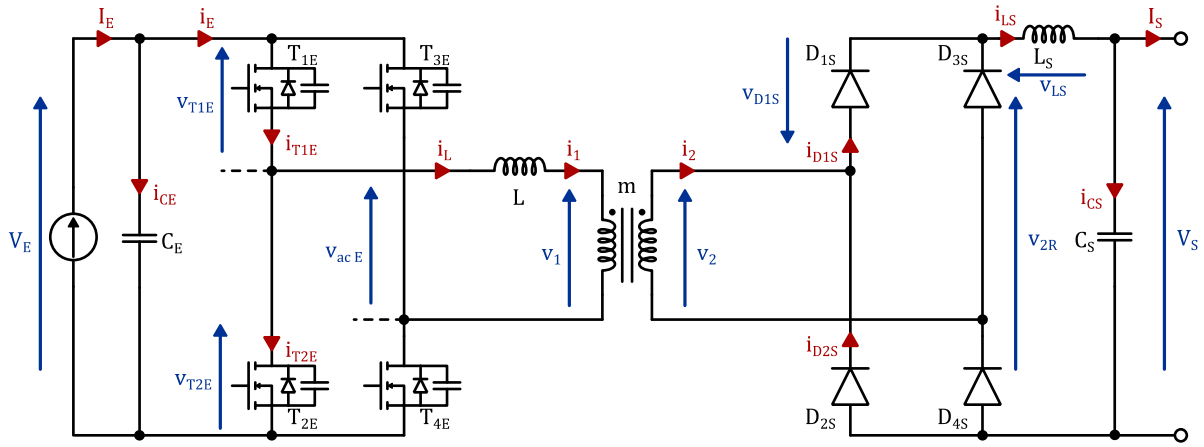


Figure III-13 : ZVS-PSFB : Schéma Électrique

Si l'inductance de fuite du transformateur est essentielle pour étudier le fonctionnement de ce convertisseur, les mêmes remarques établies pour le DAB peuvent être appliquées ici. C'est pourquoi, une inductance additionnelle est souvent ajoutée. En effet, cette dernière permet le fonctionnement du pont primaire en mode ZVS sous certaines conditions. Ce mode de fonctionnement est respecté tant que l'énergie emmagasinée par l'inductance, restituée pendant la phase de temps mort, est suffisamment importante pour charger/décharger la capacité parasite C_{eq} équivalente aux capacités parasites de deux interrupteurs d'une même branche. La capacité parasite équivalente au primaire du transformateur est également à prendre en compte. La perte de ce mode ZVS peut intervenir à faible charge et lorsque les phases de temps morts ne sont pas suffisamment importantes.

Plusieurs possibilités peuvent être envisagées pour le redresseur de tension. L'utilisation d'un pont complet permet de réduire les contraintes en tension sur les composants à semi-conducteurs et semble indispensable, compte-tenu du fonctionnement sur maille inductive qui génère inévitablement d'importantes surtensions. De plus, il permet la réalisation d'un transformateur sans point milieu. On peut noter que ce choix facilite la comparaison de structures à même nombre de composants à semi-conducteurs, en précisant qu'il ne s'agit pas d'un critère de sélection mais d'une conséquence heureuse.

En réalité, considérant les performances en conduction des MOSFETs SiC de dernière génération, ce redresseur à diode serait naturellement remplacé par un redresseur synchrone pour réduire les pertes par conduction. Ceci n'élimine pas les conséquences de l'usage d'un redresseur de tension. Il existe une phase pendant laquelle des diodes doivent prendre la main. Ce sont, soit les diodes intrinsèques des MOSFETs, dont on sait que les performances sont limitées, soit des diodes shottky SiC additionnelles. Dans ce dernier cas, on peut espérer un fonctionnement relativement satisfaisant mais le principe de fonctionnement du redresseur de tension générera obligatoirement des pertes de commutation (recouvrement résiduel, capacités parasites augmentées) et des surtensions de blocage. Il est très difficile de modéliser le détail de ces phénomènes et donc d'estimer les pertes correspondantes. Nous ne les considérerons pas dans les chronogrammes théoriques qui suivent.

Plusieurs hypothèses, spécifiques à l'étude du ZVS-PSFB ont été retenues :

1) Comme indiqué ci-dessus, les surtensions liées à la commutation ne sont pas représentées sur les chronogrammes de la Figure III-14,

2) On considère que pendant la phase dite de « roue libre » (tension nulle aux bornes du transformateur), le courant reste conduit au secondaire par la maille précédemment active.

Sont présentées dans la Figure III-14 et dans le Tableau III-4 respectivement les formes d'ondes générales et les principales relations permettant le dimensionnement d'un tel convertisseur.

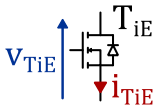
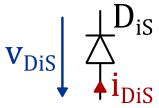
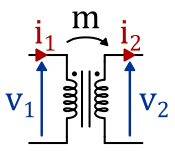
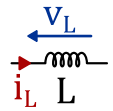
Élément	Contraintes		
	$V_{TiE\ MAX} = V_E$	**(III-32)**	$I_{TiE\ eff} \approx \frac{m.I_S}{\sqrt{2}}$ **(III-33)** **Courant au blocage :** $I_{TiE\ Bras-1\ B} = \left(I_S - \frac{\Delta i_L}{2}\right).m$ **(III-34)** $I_{TiE\ Bras-2\ B} = \left(I_S + \frac{\Delta i_L}{2}\right).m$ **(III-35)** **Conditions de ZVS :** $\mathbf{I_{TiE\ B} \geq V_E\sqrt{C_{eq}/l_f}}$ **(III-36)**
	$V_{DiS\ MAX} = (1 + K_{surt}).mV_E$	**(III-37)**	$I_{DiS\ eff} = \frac{I_S}{\sqrt{2}}$ **(III-38)** **Variation du courant au blocage :** $di_{DiS}/dt \approx m.V_E/(l_f + L)$ **(III-39)**
	$m = \frac{V_S}{2.V_{E\ MIN}.\varphi_{R\ MAX}} = \frac{N_2}{N_1}$	**(III-40)**	$I_{1\ eff} \approx I_S.m$ **(III-41)** $I_{2\ eff} \approx I_S$ **(III-42)**
	$L_S = \frac{(m.V_{E\ MAX} - V_S)V_S}{2m\Delta i_{L\ MAX}V_{E\ MAX}F_{DEC}}$	**(III-43)**	$I_{LS\ eff} \approx I_S$ **(III-44)** $\Delta i_L = \frac{(m.V_{E\ MAX} - V_S)\cdot\varphi_R}{L_S.F_{DEC}}$ **(III-45)**

Tableau III-4 : ZVS-PSFB : Contraintes de dimensionnement

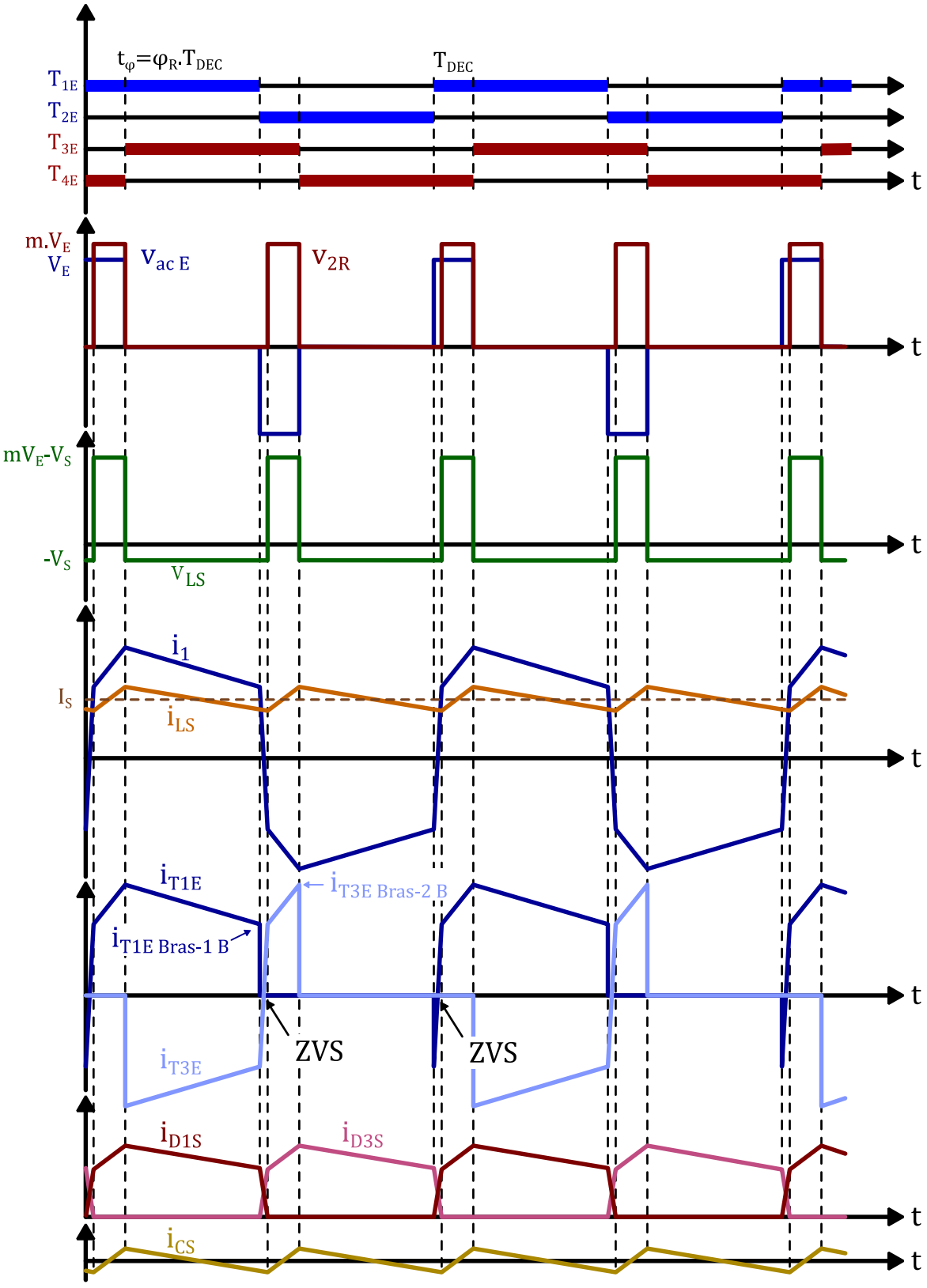


Figure III-14 : ZVS-PSFB : Formes d'ondes

III.2.1.3.2. Dimensionnement

Dans ce convertisseur ZVS-PSFB, nous ne sommes pas confrontés à la même problématique que pour le DAB concernant le courant efficace. En effet, que ce soit dans les composants à semi-conducteurs, ou dans le transformateur, il n'est lié qu'au courant de charge, au rapport de transformation prêt pour le côté primaire (selon les équations (III-33), (III-38) et (III-41)). A tension de sortie imposée et puissance donnée, il est donc constant aux ondulations de courant près. C'est une limitation importante car cela signifie que le courant efficace ne diminue pas lorsque la tension d'entrée augmente, ce qui induit une tendance à fortes pertes dans le haut de la gamme de tension.

Comme nous l'avons déjà évoqué, une autre limitation de cette structure est le fonctionnement du pont secondaire, qui est un redresseur de tension (synchrone ou non) sur circuit inductif. Quelle que soit la nature des composants, il y a aura apparition de surtensions de commutation liées au recouvrement et/ou à l'interaction inductance/capacités parasites. Ces surtensions sont le problème principal de cette structure, limitant son utilisation pour des tensions de sortie élevées.

L'allure de la tension pendant la phase de blocage est illustrée sur la Figure III-15. La tension maximale supportée par les diodes au secondaire peut atteindre près de deux fois la valeur de la tension au secondaire du transformateur (K_{SURT} compris entre 0 et 1), si l'amortissement de la boucle de commutation est faible, ce qui est généralement le cas.

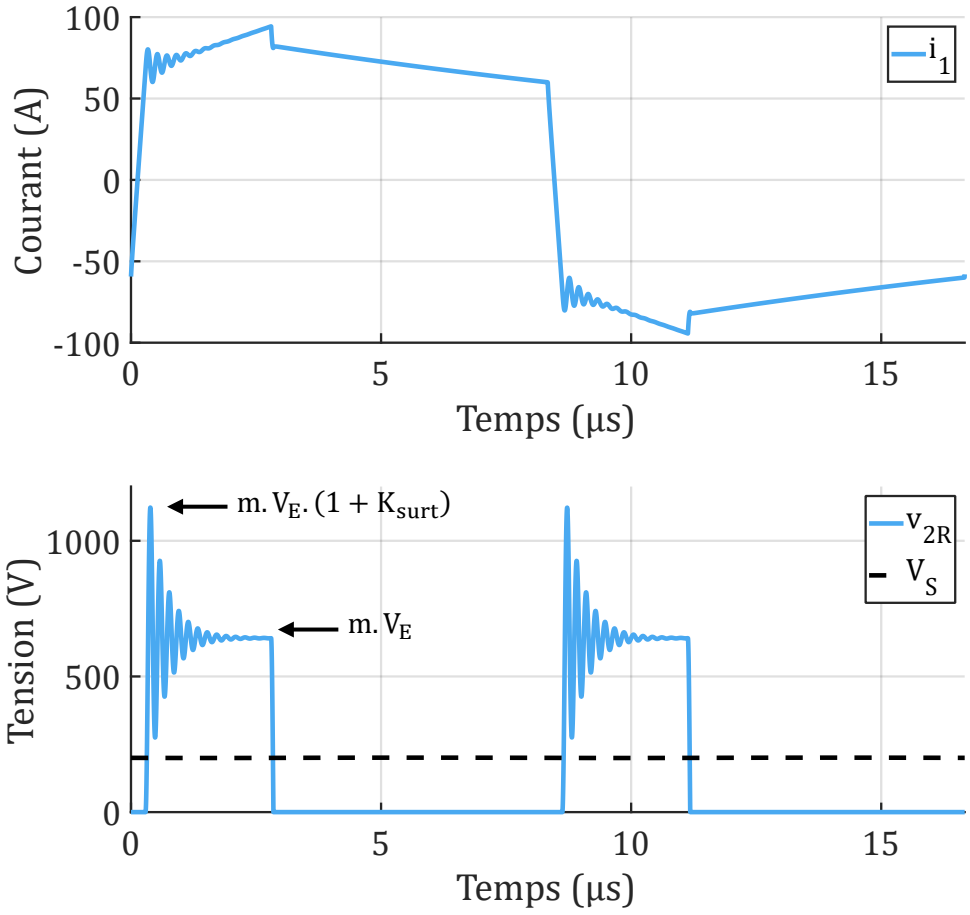


Figure III-15 : ZVS-PSFB : Oscillations de commutation (simulation sous PSIM)

Les éléments retenus pour évaluer les contraintes dans cette structure sont les suivants :

- Limitation du déphasage : Théoriquement, la valeur maximale du déphasage relatif φ_R entre la commande des deux bras côté entrée est de 0.5. Une marge est cependant nécessaire pour tenir compte des imperfections des différents éléments du convertisseur. Cette valeur est essentiellement basée sur le retour d'expérience. Fixons arbitrairement le déphasage relatif maximal obtenu pour la tension d'entrée la plus faible :

$$\varphi_{R\,MAX} = 0.45 \qquad \textbf{(III-46)}$$

- Rapport de transformation : Dans le cas de ce convertisseur, nous n'avons pas d'autre choix que de choisir le rapport de transformation permettant de fonctionner sur la tension la plus basse. Sa valeur est donc directement liée à la valeur de la tension d'entrée la plus faible et au déphasage $\varphi_{R\,MAX}$:

$$m_{MIN} = \frac{V_S}{2.V_{E\,MIN}.\varphi_{R\,MAX}} \rightarrow m_{MIN} = \frac{V_S}{180} \qquad \textbf{(III-47)}$$

- Inductance de lissage : Ici, la valeur de l'inductance est déterminée d'après l'équation (III-43) et en fixant une ondulation maximale de l'ordre de 33% du courant moyen de sortie. Par retour d'expérience, une ondulation de cet ordre de grandeur assure une inductance présentant des pertes moyennes pour un coût raisonnable (critère technico-économique) :

$$\Delta i_{L\,MAX} = 0.33 \times I_S \qquad \textbf{(III-48)}$$

	$V_S = 400V$	$V_S = 200V$
L_S	$188.6\mu H$	$47.1\mu H$

Tableau III-5 : ZVS-PSFB : Valeurs d'inductance de lissage

- La puissance maximale est fixée à $15kW$ pour les raisons décrites dans la partie III.2.1.1.

Ainsi, deux possibilités en fonction de la tension de sortie :

	$V_S = 400V$	$V_S = 200V$
m_{MIN}	2.22	1.11
$V_{DiS\,MAX}\ @V_E = 600V$	$\approx (1 + K_{surt}) \times 1300V$	$\approx (1 + K_{surt}) \times 670V$

Tableau III-6 : ZVS-PSFB : Contraintes en tension

- Fréquence de découpage : De la même manière que pour le DAB, la fréquence de découpage a été fixée à $F_{DEC} = 60kHz$.

Dans la même démarche que pour la précédente architecture, observons l'évolution des différentes grandeurs renseignées dans le Tableau III-1, à commencer par le **courant efficace au primaire du transformateur** (Figure III-16) :

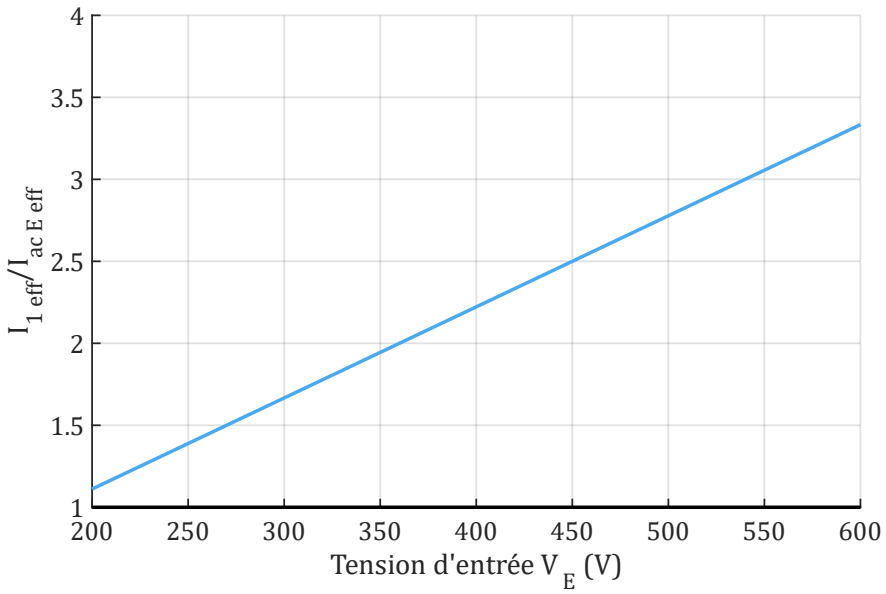


Figure III-16 : ZVS-PSFB : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur

D'après la formule (III-41) et le Tableau III-6, la courbe représentée sur la Figure III-16 à la même tendance, quelle que soit la tension de sortie. Nous retrouvons ici une tendance assez défavorable concernant ce courant efficace. Celui-ci suivant strictement le courant de sortie (au rapport de transformation prêt), sa valeur efficace normalisée tend à augmenter avec la tension d'entrée.

Les **courants de blocage pour les interrupteurs** des deux bras du pont côté entrée (Figure III-17) sont directement dépendant de l'ondulation de courant dans l'inductance de lissage et du courant de sortie d'après les relations (III-34), (III-35) et (III-39).

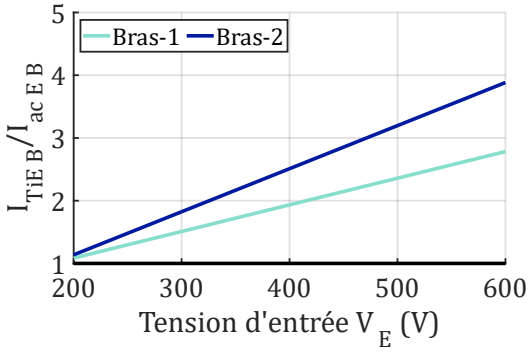


Figure III-17 : ZVS-PSFB : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE}

La notion de courant de blocage n'est pas pertinente pour les diodes (pont côté sortie) qui fonctionnent en commutation naturelle. Cette dernière est provoquée par l'inversion de tension aux bornes du transformateur induisant elle-même l'inversion du courant dans la maille alternative. C'est donc plutôt la variation de courant dans les diodes de sortie di_{DiS}/dt qui a du sens (recouvrement) et il vaut ici $mV_E/(l_f + L)$. Répétons ici que le fonctionnement d'un tel redresseur génère de « violents » transitoires de tension et des pertes par commutation. Effet de recouvrement de charge dans les diodes Si et effet de nature plutôt capacitive dans les diodes shottky ou SiC. Avec les diodes récentes, ces pertes resteront probablement très mesurées voire négligeables.

Les conditions de ZVS sont remplies quelle que soit la tension d'entrée pour les interrupteurs du pont côté entrée, pour la puissance nominale, si l'équation (III-36) est respectée. Si la charge diminue, ces conditions peuvent ne pas être respectées, mais nous sortons du cadre de cette analyse comparative à puissance nominale.

Terminons cette analyse de l'impact de la variation d'entrée par l'observation de la **tension maximale supportée par les interrupteurs** côté entrée (Figure III-18) et **pour les diodes** côté sortie (Figure III-19) :

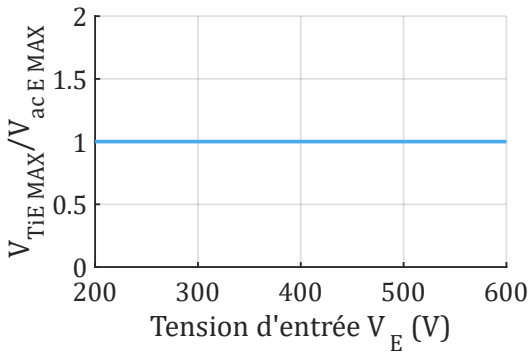


Figure III-18 : ZVS-PSFB : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iE}

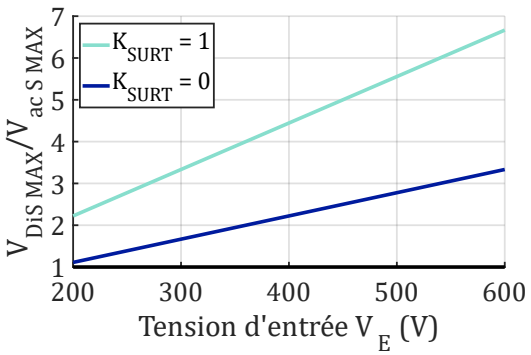


Figure III-19 : ZVS-PSFB : Tension max normalisée pour l'interrupteur D_{iS}

Sous réserve de limitation des tensions de blocage, l'option d'un étage isolé unique avec cette architecture semble viable pour une tension de sortie de 200V. Pour une tension de sortie de 400V, le niveau de tension vu par les composants à semi-conducteurs au secondaire résultant du couple tension d'entrée et rapport de transformation, atteint des valeurs inacceptables. Une solution est de placer deux étages en série au secondaire, ce qui alourdit considérablement la structure. Cette option sera néanmoins considérée dans la comparaison présentée plus loin.

Pour ce convertisseur, nous n'avons pas pris en considération la problématique du dimensionnement théorique de L dans la ligne alternative qui ne se pose pas de la même façon que dans le DAB. On peut néanmoins préciser que les contraintes de la cellule de commutation réelle seront similaires. En effet, si l'on veut assurer la commutation ZVS malgré la présence des temps morts, il faudra choisir des valeurs de L dans la même gamme « haute » que celles du DAB.

III.2.1.4. Convertisseur à résonance série

III.2.1.4.1. Fonctionnement

Il existe différents types de convertisseur à résonance (série, parallèle, LLC etc.). Celui retenu ici fait partie de la famille des convertisseurs à résonance série (**SRC**) qui sont bien adaptés à une exploitation optimale des composants tels que les MOSFETs avec possibilité de fonctionnement en ZVS. Il est composé d'un premier étage en pont complet côté entrée. Cet étage génère une tension carrée de rapport cyclique 50% (sans compter les temps morts). Cette tension, à fréquence variable, alimente un circuit résonant LC série, et permet de générer un courant quasi-sinusoïdal lorsque la fréquence de découpage est proche de la fréquence de résonance. L'isolation galvanique est assurée par un transformateur HF et un circuit redresseur en sortie permet d'assurer la conversion DC/DC de ce convertisseur (Figure III-20). Le redresseur peut, comme pour le ZVS-PSFB, être constitué de composants commandés pour réduire les pertes par conduction.

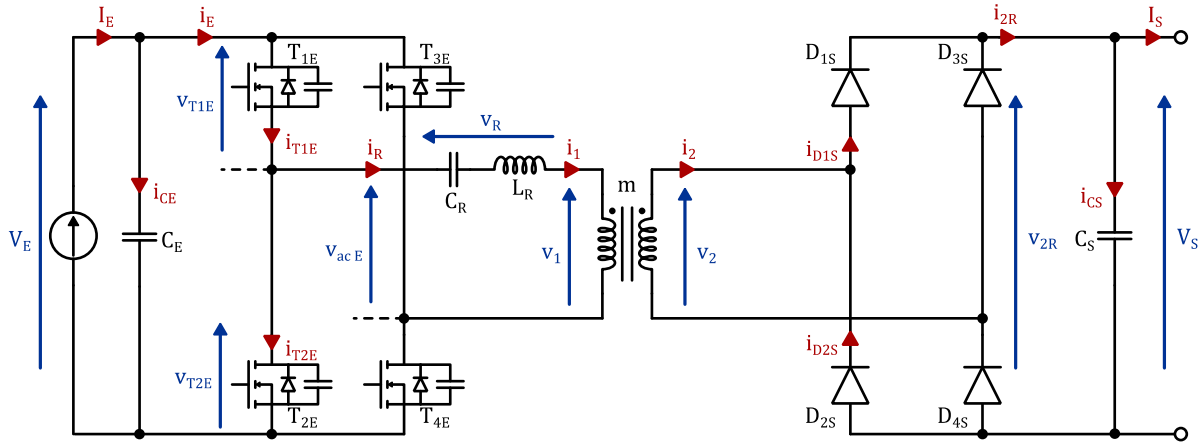


Figure III-20 : SRC : Schéma Électrique

Une particularité intéressante de ce type de convertisseur est la forme quasi-sinusoïdale des courants primaire et secondaire du transformateur qui a un impact sur plusieurs aspects :

1) L'exploitation du déphasage engendré par le circuit résonant permet un fonctionnement en commutation douce du pont côté entrée,
2) La commutation « adoucie » (di/dt faibles) des composants du pont côté sortie,
3) La diminution du taux d'harmoniques réduisant de fait les pertes HF dans les composants passifs (transformateur, inductance et condensateur).

L'inductance de fuite du transformateur peut remplir le rôle de l'inductance série L_R. Cependant, pour les mêmes raisons que pour le DAB évoquées dans la section III.2.1.2.1, une inductance additionnelle est souvent utilisée pour les fortes puissances.

Nous n'avons pas considéré ici la variante LLC, largement décrite dans la littérature. En effet, l'existence d'une double résonance dans cette structure, qui présente un intérêt pour certains usages, n'apporte pas de réponse, bien au contraire, à la problématique de gestion de la tension d'entrée largement variable. En effet, la première résonance induit un effet « élévateur de tension » qui pourrait donc sembler utile pour les tensions basses. Malheureusement, il correspond à un mode de fonctionnement à faible charge tandis que le convertisseur fonctionne plutôt en abaisseur à forte charge. Cette tendance est inverse à celle que l'on recherche puisque dans notre cas, la charge équivalente est élevée à basse tension d'entrée et plus faible à tension élevée, à puissance de sortie donnée.

Sont présentées dans la Figure III-21 et dans les Tableau III-7 et Tableau III-9 respectivement les formes d'ondes générales et les principales relations permettant le dimensionnement d'un tel convertisseur. L'hypothèse du premier harmonique, suffisamment précise pour les points de fonctionnement proches de la résonance, est retenue pour le calcul des expressions.

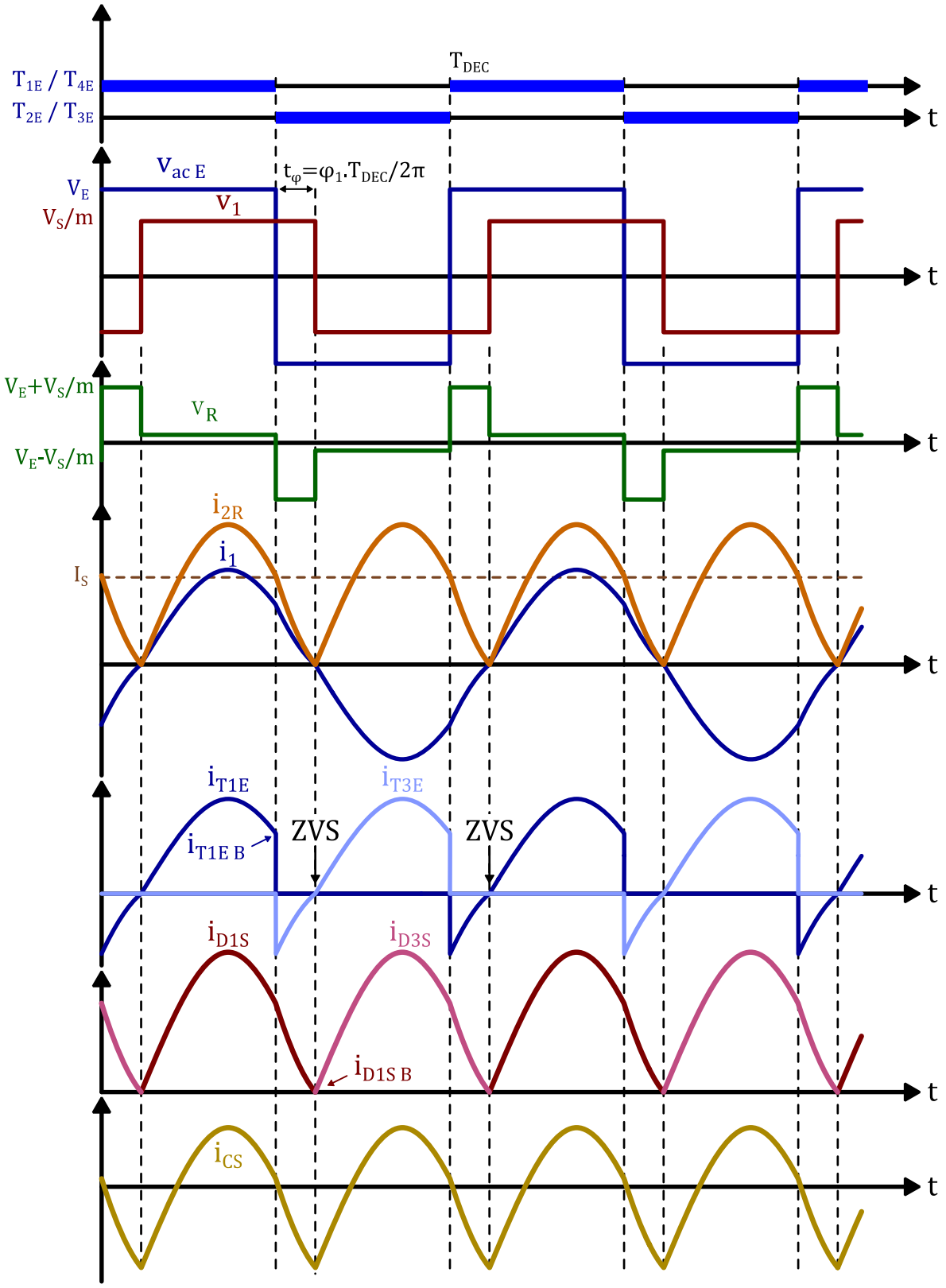


Figure III-21 : SRC : Formes d'ondes pour $F_{DEC} > F_R$

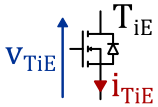
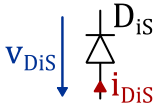
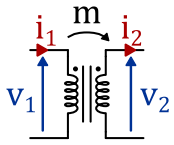
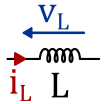
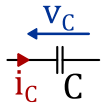
Élément	Contraintes			
	$V_{TiE\ MAX} = V_E$	**(III-49)**	$I_{TiE\ eff} = I_S \cdot \frac{\pi}{4} \cdot m$	**(III-50)**
			Courant au blocage : $I_{TiE\ B} = m.I_S.\frac{\pi}{2}.\sin\varphi_1$	**(III-51)**
			Conditions de ZVS : $I_S \geq \frac{2.F_{DEC}}{\pi.F_R} \cdot \frac{m.V_E}{\sqrt{L_R/C_R}} \cdot \frac{1}{\frac{C_R}{2.C_{TiE}} \cdot \left(1 - \frac{V_S}{m.V_E}\right)}$	**(III-52)**
	$V_{DiS\ MAX} = V_S$	**(III-53)**	$I_{DiS\ eff} = I_S \cdot \frac{\pi}{4}$	**(III-54)**
			Variation du courant au blocage : $\left(di_{DiS}/dt\right)_B \approx I_S.\pi^2.F_{DEC}$	**(III-55)**
	$m = \frac{N_2}{N_1}$	**(III-56)**	$I_{1\ eff} \approx \pi.\frac{I_S}{2\sqrt{2}} \cdot m$	**(III-57)**
			$\varphi_1 = \text{acos}\left(\frac{V_E{}^2 - \left(\frac{V_S}{m}\right)^2 - I_{1\ eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_S}{m} \cdot \sqrt{L_R/C_R}}{V_E \cdot I_{1\ eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{L_R/C_R}}\right)$	**(III-58)**
			$I_{2\ eff} \approx \pi.\frac{I_S}{2\sqrt{2}}$	**(III-59)**
			$I_{L\ eff} = I_{1\ eff}$	**(III-60)**
	$Q = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \frac{P_S}{V_E{}^2} \cdot \frac{F_R}{F_{DEC}}$	**(III-61)**	$V_{C\ eff} = \frac{QV_S}{m\sqrt{2}}$	**(III-62)**

Tableau III-7 : SRC : Contraintes de dimensionnement (étude au premier harmonique)

III.2.1.4.2. Dimensionnement

Le convertisseur à résonance série est spécifique dans la mesure où le réglage se fait par variation de fréquence, depuis la fréquence de résonance vers une fréquence maximale $F_{DEC\,MAX}$. Cette dernière dépend de la tension minimale ou du courant de court-circuit que l'on souhaite obtenir en sortie, dans le cas du mode ZVS. La relation entre la tension de sortie normalisée y et le courant normalisé x est définit de la façon suivante :

$$y = \frac{V_S}{m.V_E} \qquad \text{(III-63)}$$

$$x = \frac{I_S}{V_E} \cdot m \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \qquad \text{(III-64)}$$

$$y = \sqrt{1 - \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{F_R}{F_{DEC}}\right)^2 \cdot \left(\pi \cdot \frac{F_R}{F_{DEC}} \cdot x + \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{F_R}{F_{DEC}} \cdot x\right)^2\right)} \qquad \text{(III-65)}$$

Les caractéristiques de sortie correspondantes sont représentées sur la Figure III-22 :

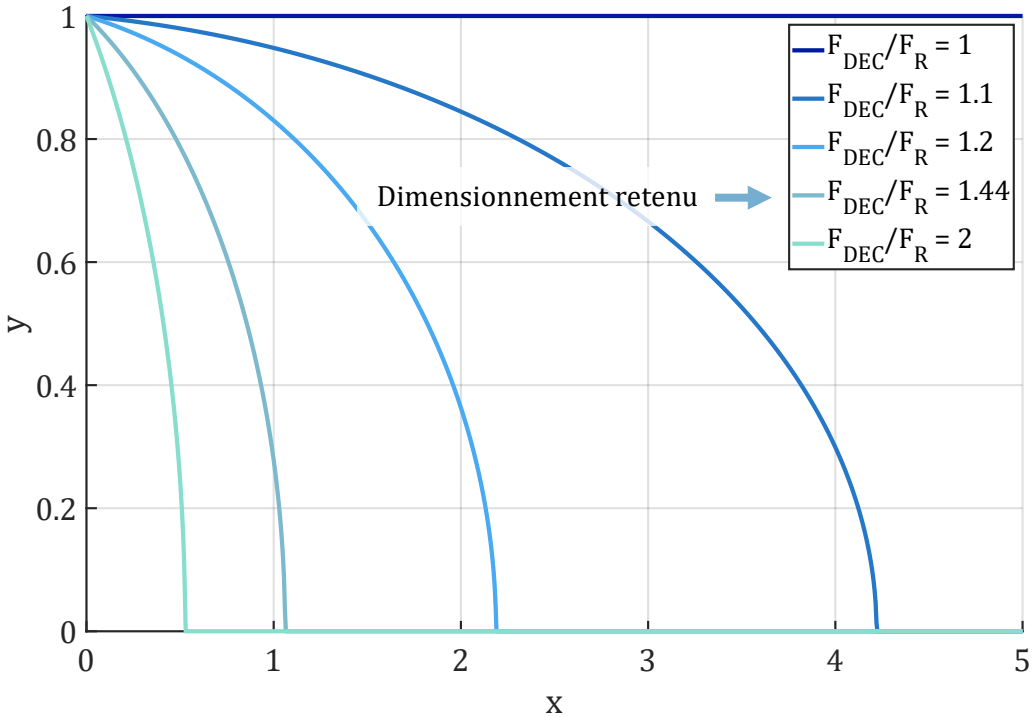


Figure III-22 : SRC : Caractéristique de sortie normalisée

Les courbes en nuances de bleu illustrent la variation du gain statique du convertisseur pour plusieurs fréquences de fonctionnement. Cette caractéristique montre qu'un fonctionnement à vide ($x = 0$) est impossible (aucune possibilité de réglage de la tension de sortie). Ceci peut également être observé en analysant l'équation (III-65) en imposant $x = 0$.

En revanche, on remarque qu'un fonctionnement en court-circuit est admissible et dont la valeur du courant associée est contrôlée et définie par la relation suivante :

$$I_{SCC} = \frac{2.V_E}{\pi.m.\sqrt{L_R/C_R}} \cdot \frac{F_{DEC}}{F_{FR}} \cdot \left(\sqrt{\frac{2}{1+\cos\left(\pi \cdot \frac{F_R}{F_{DEC}}\right)}} - 1 \right) \quad \textbf{(III-66)}$$

Une autre particularité est liée à la présence du circuit résonant dont les composants peuvent être soumis à des tensions très élevées si le dimensionnement retenu conduit à une valeur élevée du coefficient de qualité Q. C'est donc un aspect important du design.

Les données de dimensionnement retenues pour évaluer les contraintes dans cette structure sont les suivantes :

- Rapport de transformation : Le gain statique du convertisseur à résonance série, de fait, ne peut être supérieur à l'unité (équation (III-65) & Figure III-22). C'est pourquoi, compte tenu des plages de tension considérées, le rapport de transformation doit nécessairement être supérieur à 1 lorsque la tension d'entrée est inférieure à la tension de sortie. C'est une tendance similaire à celle du pont phase-shift,

- Tensions maximales aux bornes des composants du circuit résonant : Pour des raisons d'ordre technologique (tension de service des condensateurs et des bobinages), nous limiterons ces tensions à $1000V$,

- Fréquence de commande : Le convertisseur devant délivrer une tension fixe, la dynamique du contrôle doit permettre de gérer les transitoires de charge et d'éventuels défauts. On fait le choix de définir $(F_{DEC}/F_R)_{MAX}$ de façon à limiter le courant de court-circuit à la valeur nominale,

- La puissance maximale est fixée à $15kW$ pour les raisons décrites dans la partie III.2.1.1,

- Fréquence de résonance : De la même manière que pour le DAB, la fréquence de résonance a été fixée à $F_R = 60kHz$. La fréquence de découpage F_{DEC} variera donc entre F_R et $F_{DEC\,MAX}$.

	$V_S = 400V$		$V_S = 200V$
m_{MIN}	2^*		1^*
F_R		$60kHz$	
$V_{CR\,MAX}$		$1000V$	
I_{SCC}	$37.5A$		$75A$
L_R		$22.5\mu H$	
C_R		$312.5nF$	
$(F_{DEC}/F_R)_{MAX}$		1.44	

* *Les différentes chutes de tensions, réduisant de fait le gain du convertisseur, ne sont pas prises en compte.*

Tableau III-8 : SRC : Données de dimensionnement

Le Tableau III-9 représente l'impact de la variation de tension d'entrée sur les formes d'ondes du courant résonant $i_R(t)$ et de la tension aux bornes du condensateur de résonance $v_{CR}(t)$. L'échelle pour ces figures est de $50A/div$ & $500V/div$ et une base de temps de $3.33\mu s/div$.

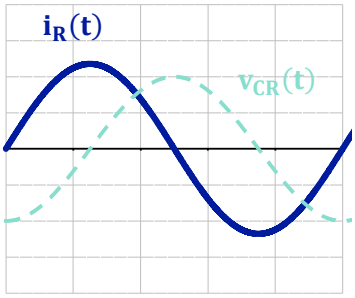
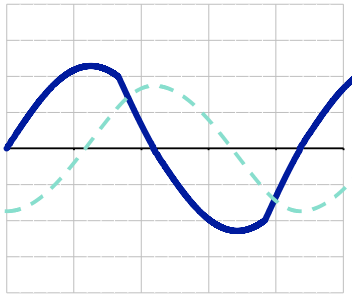
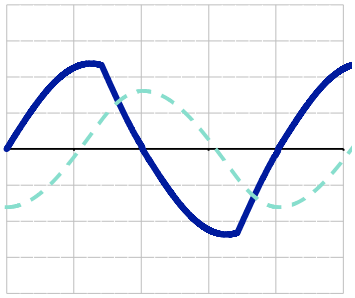
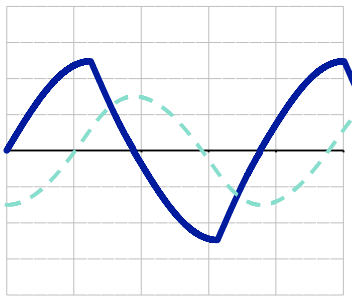
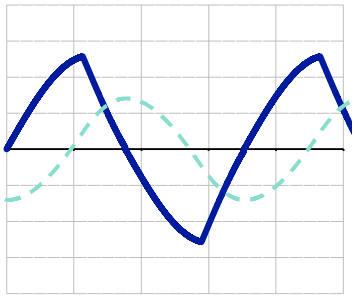
P = 15kW	
$V_E = 200V$	
$V_E = 300V$	
$V_E = 400V$	
$V_E = 500V$	
$V_E = 600V$	

Tableau III-9 : SRC : Impact de la variation de tension d'entrée sur les formes d'ondes (analytique)

Enfin, concluons sur cette architecture en observant l'évolution des différentes grandeurs renseignées dans le Tableau III-1, à commencer par le **courant efficace au primaire du transformateur** (Figure III-23) :

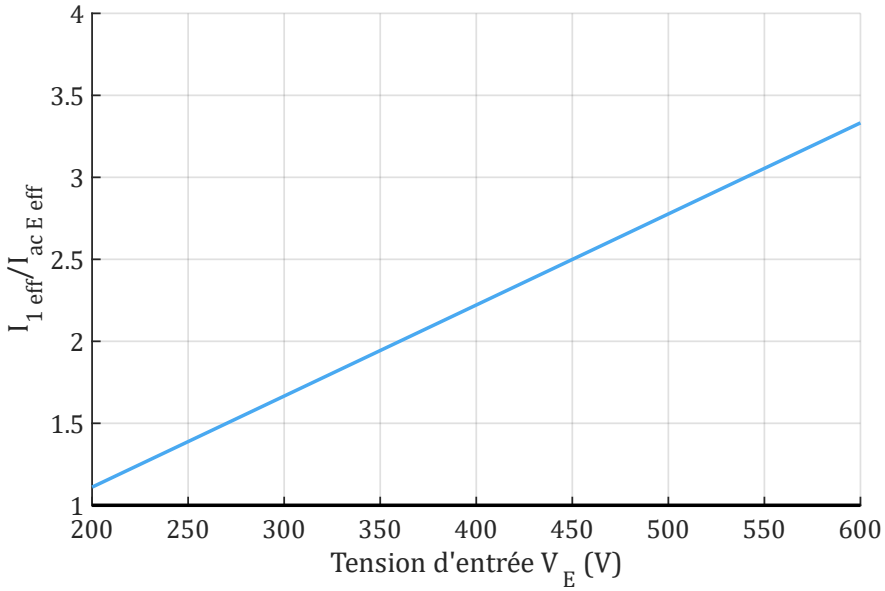


Figure III-23 : SRC : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur

D'après la formule (III-57) et le Tableau III-9, on se retrouve dans une situation similaire au convertisseur ZVS-PSFB, avec une évolution du courant efficace dans la ligne alternative (Figure III-23) qui ne dépendent que du courant de sortie et qui, par conséquent, ne diminue pas avec la tension d'entrée.

Observons maintenant les **courants de blocage pour les interrupteurs** du pont côté entrée (Figure III-24) :

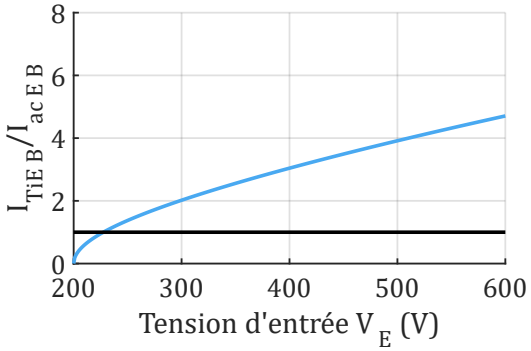


Figure III-24 : SRC : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE}

Cette tendance négative se fait également ressentir sur les courants efficaces des interrupteurs et sur le courant de blocage du pont côté entrée (Figure III-24).

Les conditions de ZVS sont remplies pour le pont côté entrée, quelle que soit le point de fonctionnement à puissance nominale (équation (III-52)). De par la forme sinusoïdale du courant, à la fréquence de résonance, nous pouvons considérer le courant de blocage nul. En revanche, à mesure que la tension d'entrée augmente, la fréquence et donc le déphasage augmente, faisant par conséquent croître le courant de blocage (équation (III-53)).

En ce qui concerne les diodes de sortie, le fonctionnement est sensiblement différent de celui du redresseur en tension. Tout d'abord, la commutation naturelle est activée par la variation sinusoïdale du courant imposé dans la ligne alternative. Le di/dt de blocage est beaucoup plus faible que celui obtenu dans le redresseur du pont du ZVS-PSFB. Ce fonctionnement a une autre conséquence qui est la charge non dissipative des capacités parasites lors du blocage des diodes, ce que l'on pourrait appeler un mode « ZVS-diode ». Enfin, corollaire de l'alimentation en courant, les cellules diodes sont connectées à une source de tension, ce qui limite de fait les régimes parasites. En résumé, un tel redresseur est quasi exempt de pertes par commutation, quelle que soit la technologie de diodes rapides utilisée.

Pour finir, la **tension maximale supportée par les interrupteurs** côté entrée (Figure III-25) et **pour les diodes** côté sortie (Figure III-26) en fonction de la tension d'entrée sont représentées ci-dessous :

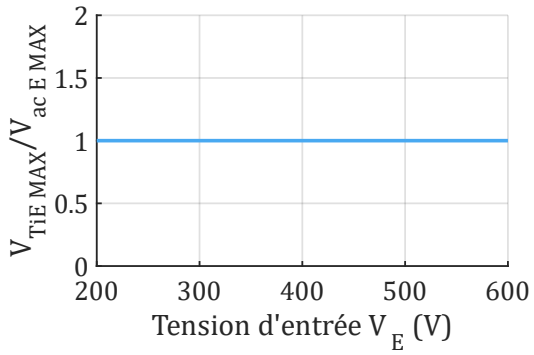


Figure III-25 : SRC : Tension max normalisée pour l'interrupteur T_{iE}

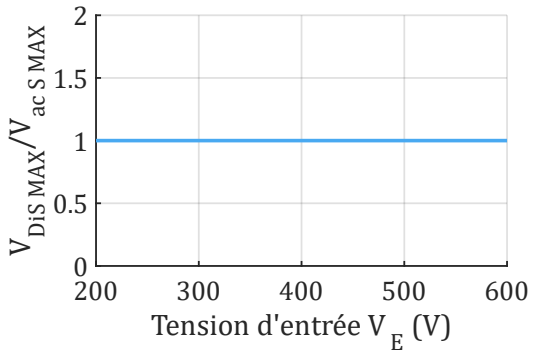


Figure III-26 : SRC : Tension max normalisée pour l'interrupteur D_{iS}

III.2.1.5. Premier bilan qualitatif

Sur la base de cette analyse partielle des différents convertisseurs, il nous est possible d'établir un premier bilan comparatif portant sur les différentes grandeurs significatives listées en début de ce chapitre (Tableau III-1).

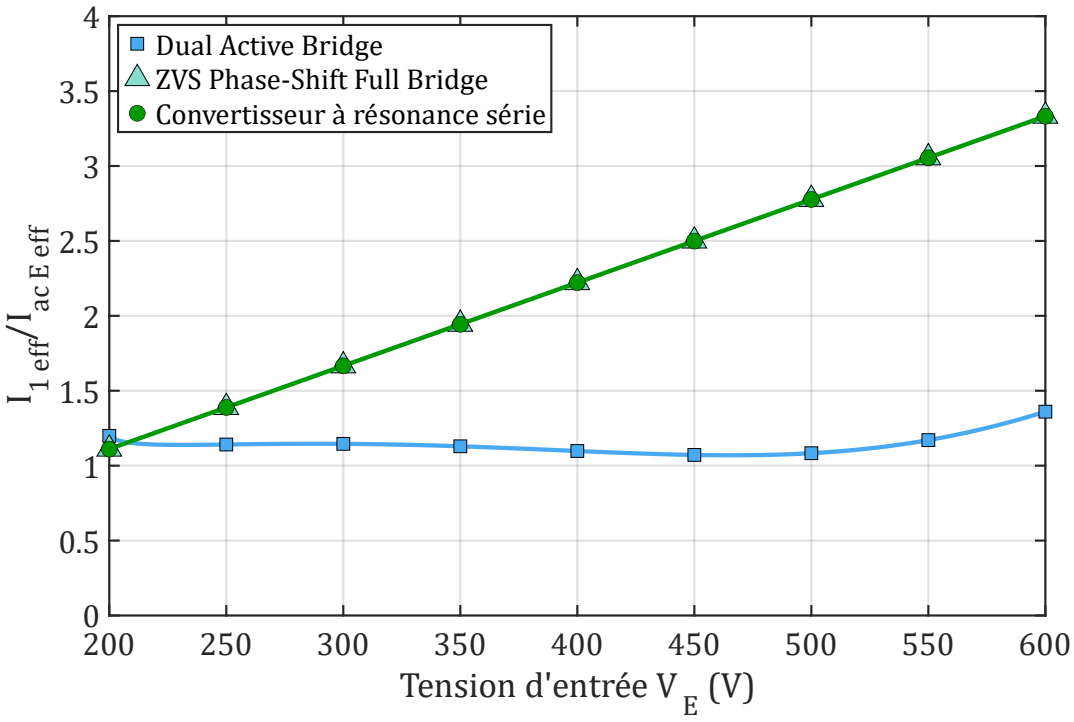


Figure III-27 : Bilan : Courant efficace normalisé au primaire du transformateur

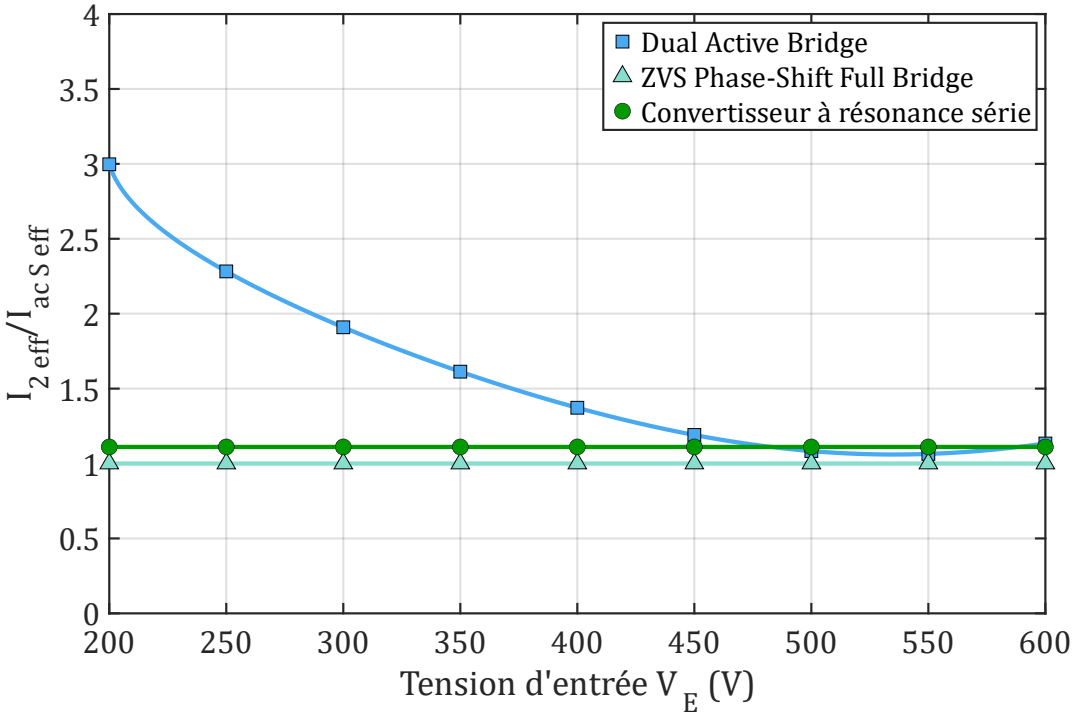


Figure III-28 : Bilan : Courant efficace normalisé au secondaire du transformateur

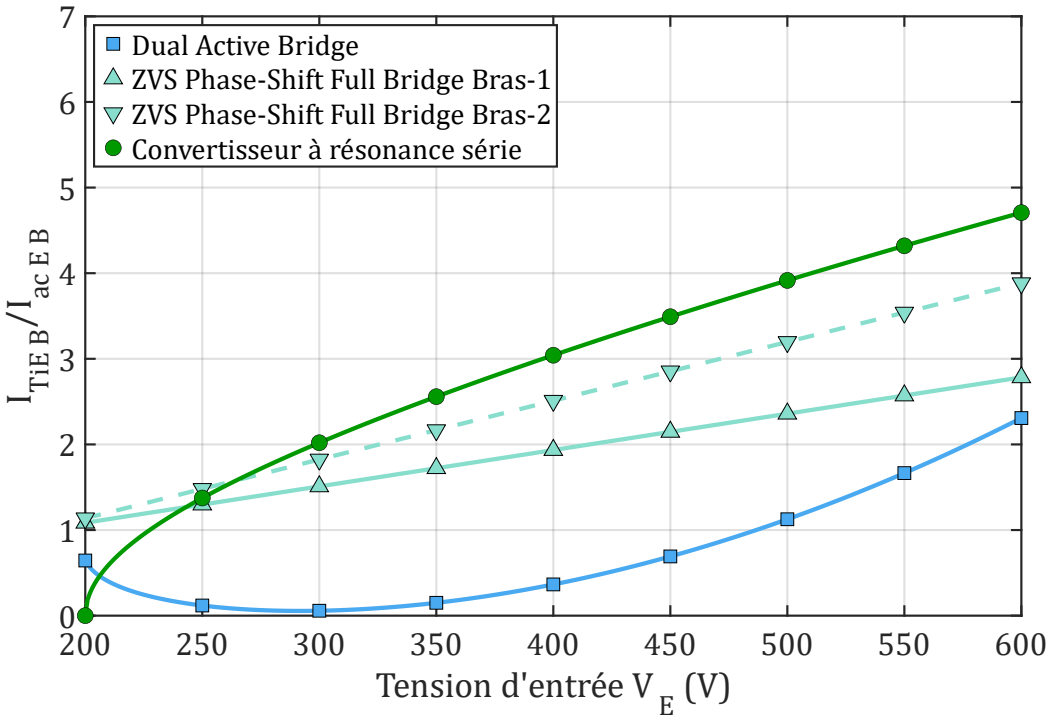


Figure III-29 : Bilan : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iE}

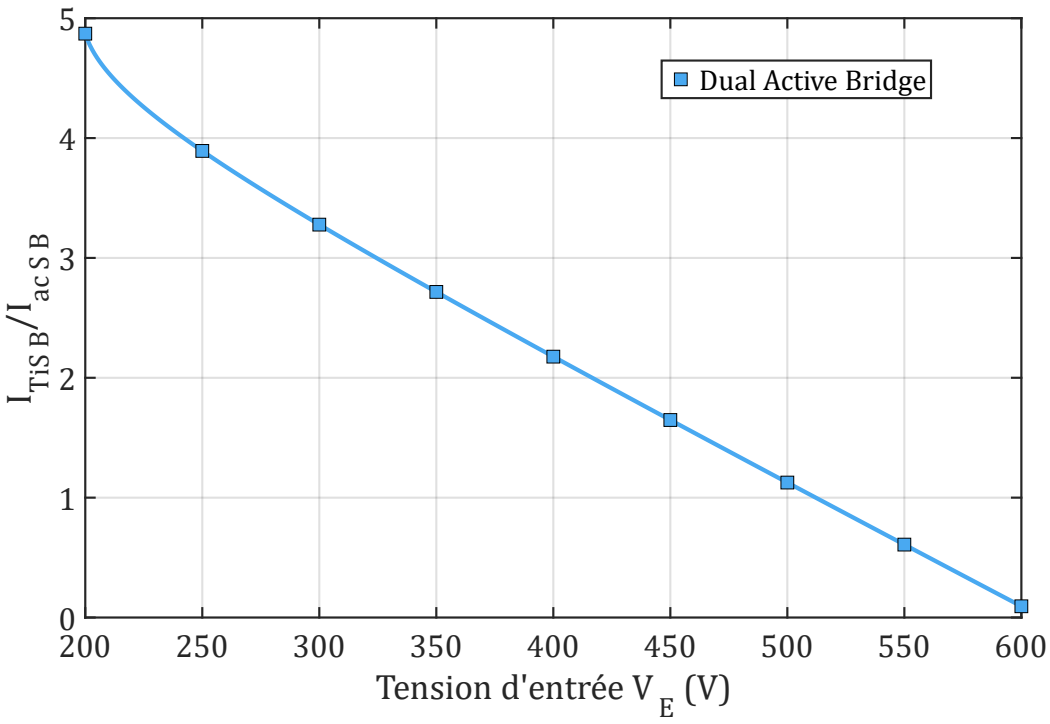


Figure III-30 : Bilan : Courant de blocage normalisé pour l'interrupteur T_{iS}

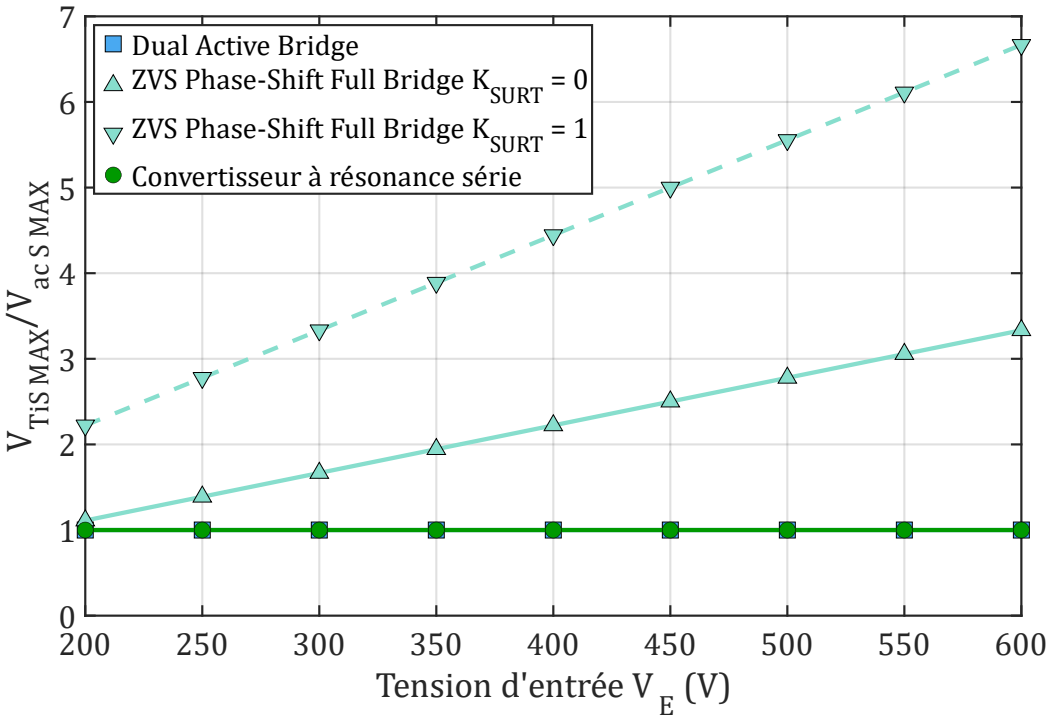


Figure III-31 : Bilan : Tension maximale normalisé pour l'interrupteur T_{iS}

Nous n'avons pas comparé les courants de blocage au secondaire dans la mesure où cette notion n'est pas pertinente pour les redresseurs du ZVS-PSFB et du SRC.

Pour les contraintes en courant côté primaire (Figure III-27 & Figure III-29), on peut constater que le DAB, malgré l'alimentation à tension variable, donne d'excellents résultats dans cette partie du convertisseur. L'explication se trouve dans la capacité à ajuster la phase du pont secondaire, ce qui permet un fonctionnement en élévateur et par voie de conséquence, de réaliser le dimensionnement optimal du convertisseur à la tension maximale d'entrée.

Si au primaire, le DAB démontre un net avantage, il n'en est pas de même pour le secondaire, où la situation est catastrophique. Le fort déphasage entre primaire et secondaire à faible tension d'entrée induit la circulation d'une énergie réactive considérable au secondaire, accompagnée de niveaux de courant efficace et commuté ingérables (Figure III-28 & Figure III-30). À l'opposé, les redresseurs des 2 autres structures fonctionnent à courant constant directement lié au courant de charge, avec des pertes très probablement faibles. On peut néanmoins apporter une petite nuance pour le ZVS-PSFB dans la mesure où la phase de blocage s'accompagne nécessairement de surtensions transitoires qu'il faut gérer, ce qui a toujours un coût énergétique, en particulier lorsque la tension est élevée.

Pour ce qui concerne les contraintes en tension au secondaire (Figure III-31), le ZVS-PSFB est largement désavantagé du fait du dimensionnement pour la tension la plus basse, qui a pour conséquence un accroissement considérable de la tension secondaire à forte tension d'entrée. Les deux autres convertisseurs sont similaires de ce point de vue.

Cette brève analyse comparative des différentes structures isolées a permis de mettre en lumière, de façon purement qualitative, l'impact de la variation de la tension d'entrée sur les différentes grandeurs principales représentatives des pertes du système. La suite de ce chapitre va alors s'orienter sur l'option, déjà évoquée précédemment, de la mise en place d'un étage pré-régulateur, permettant de limiter les contraintes liées à la tension d'entrée V_E variable.

III.2.2. Étage pré-régulateur

III.2.2.1. Préambule

La mise en cascade de deux étages permet d'imposer une tension continue en entrée de l'étage isolé. Le degré de liberté que nous offre cette option est la valeur de la tension du bus intermédiaire V_i. Plusieurs paramètres sont à prendre en compte.

Que ce soit pour les composants à semi-conducteurs ou les composants magnétiques, pour la puissance dont il est question, nous avons tout intérêt à retenir une tension relativement élevée pour réduire les contraintes en courant. Dans un souci de limitation du nombre de composants à semi-conducteurs, et en observant les calibres en tension à l'heure actuelle, le choix s'est porté sur une tension intermédiaire d'environ $650V$, ce qui représente à notre sens un bon compromis.

C'est une valeur qui permet d'une part, de gérer la plage de tension d'entrée (200 à $600V$) avec une fonction de conversion élévatrice de type « $BOOST$ » et d'autre part, d'utiliser des composants à semi-conducteurs SiC particulièrement performants qui existent en calibre 900 à $1200V$, même si d'autres options sont à considérer (voir ci-après).

En ce qui concerne le choix de la structure, plusieurs options sont envisageables. On peut séparer la question en deux aspects :

- La mise en parallèle de N_P cellules de commutations, dans le but de réduire les contraintes en courant vues par les composants à semi-conducteurs. On parlera alors de convertisseurs multi-cellulaires parallèles (Figure III-32.(a)),
- La mise en série de N_S cellules de commutations, dans le but de réduire les contraintes en tension vues par les composants à semi-conducteurs. On parlera alors de convertisseur multi-cellulaire série ou multi-niveaux (Figure III-32.(b)).

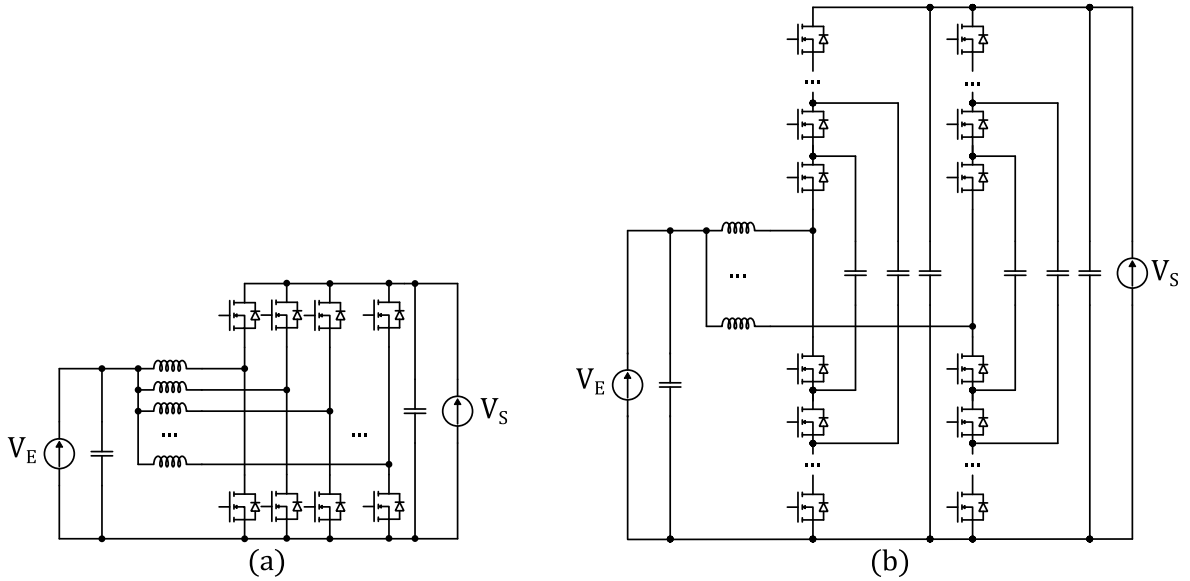


Figure III-32 : Configuration possible pour l'étage pré-régulateur, (a) : Convertisseur multicellulaire parallèle, (b) : Convertisseur multicellulaire série « flying capacitors »

C'est un aspect qui a été analysé plus précisément dans le **Chapitre II**, mais deux configurations sont envisageables, compte tenu de la tension intermédiaire retenue de 650V :

- L'utilisation de composants à calibre en tension compris entre 900 et 1200V, dont la tenue en tension est égale à la tension intermédiaire. Cette option induit l'utilisation de topologie classique « BOOST » sans mise en série de composant.

- La mise en série de composants à calibre en tension compris entre 100 et 200V et à très faible R_{DSon}, par l'intermédiaire de structures dites « multiniveaux ». La tenue en tension d'un composant élémentaire est donc égale à une fraction de la tension intermédiaire.

Le choix de la configuration va fortement dépendre des performances des composants à semi-conducteurs dans les gammes de tension considérées, mais également, du nombre de composants, de la complexité etc.

A noter également que cet étage élévateur, dans le but d'améliorer le rendement, peut fonctionner à une fréquence inférieure à celle de l'étage isolé. Ceci doit évidemment être analyser précisément en tenant compte des composants passifs de cette structure.

III.2.2.2. Hacheur BOOST 2 niveaux

La première possibilité qui vient naturellement est un hacheur BOOST basé sur une cellule deux niveaux, utilisant un MOSFET en lieu et place de la traditionnelle diode pour limiter les pertes par conduction. Cette orientation impose d'utiliser des composants à calibre en tension adaptée à la tension de sortie V_S, dans notre cas égale à V_i de l'ordre de 650V (pas de mise en série de cellule de commutation) :

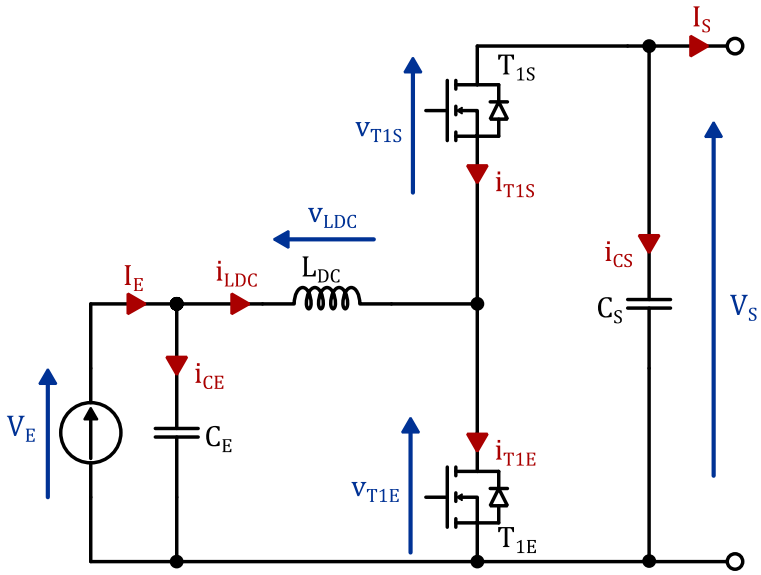


Figure III-33 : BOOST 2 niveaux, 1 cellule

Le Tableau III-10 résume les contraintes de dimensionnement concernant les composants à semi-conducteurs et l'inductance, pour ce type de structure.

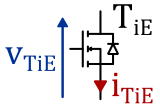
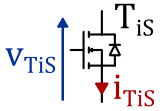
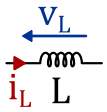
Élément	Contraintes			
	$V_{TiE\ MAX} = V_S$	**(III-67)**	$I_{TiE\ eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \cdot \sqrt{3.I_E^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}}$	**(III-68)**
	$V_{TiS\ MAX} = V_S$	**(III-69)**	$I_{TiS\ eff} = \sqrt{\frac{1-\alpha}{3}} \cdot \sqrt{3.I_E^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}}$	**(III-70)**
	$L_{DC\ MIN} = \frac{V_S}{4.\Delta i_{LDC\ MAX}.F_{DEC}}$	**(III-71)**	$I_{LDC\ eff} \approx I_E$	**(III-72)**

Tableau III-10 : BOOST 2 niveaux, 1 cellule, contraintes de dimensionnement

L'énergie stockée dans le composant magnétique (critère de dimensionnement), équivaut à :

$$L_{DC}.I_{LDC\ MAX}^2 = \frac{V_S.I_{LDC\ MAX}}{4.F_{DEC} \cdot \frac{\Delta i_{LDC\ MAX}}{I_{LDC\ MAX}}} \qquad \textbf{(III-73)}$$

Les formes d'ondes principales pour ce type de structure sont représentées sur la Figure III-34 :

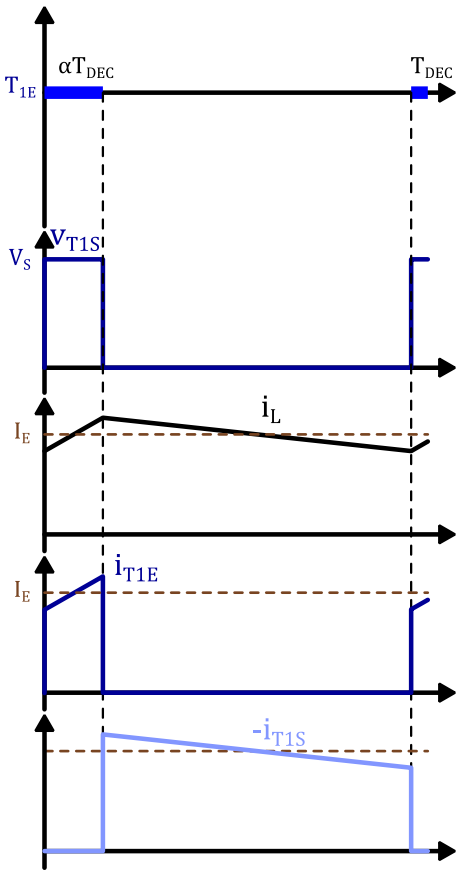


Figure III-34 : Formes d'ondes BOOST 2 niveaux, 1 cellule

Si cette structure possède des avantages liés à la simplicité de mise en œuvre et au faible nombre de composant, il va de soi, après évaluation du cahier des charges, que le niveau de contraintes en courant est très important sur l'ensemble des composants. Pour une puissance de 30kW, le courant d'entrée I_E varie entre 50A et 150A. Il est donc nécessaire d'associer des composants à semi-conducteurs en parallèle (dans l'hypothèse de l'usage de MOSFETs SiC) et l'implantation de la cellule s'en trouve complexifiée.

La mise en parallèle de cellules de commutation est une option classique qui n'est pas véritablement plus complexe (Figure III-32.(a) & Figure III-35). Dans la mesure où l'on doit paralléliser N_P composants à semi-conducteurs, il est plus intéressant pour l'équilibrage des courants de les répartir dans N_P cellules. De surcroît, ces cellules sont plus faciles à implanter, et d'une compacité plus en accord avec les performances dynamiques des composants visés. Rappelons l'effet positif classique qui est la combinaison d'un courant commuté N_P fois plus faible dans une maille et d'une inductance parasite nécessairement plus faible.

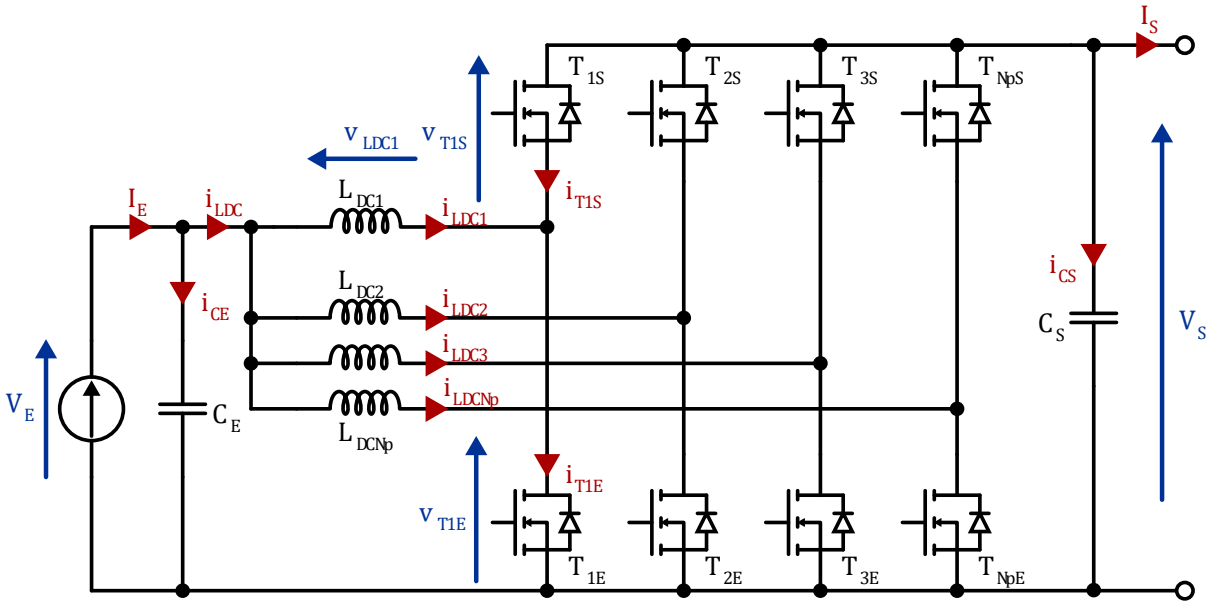


Figure III-35 : BOOST 2 niveaux, N_p cellules

Le Tableau III-11 résume les contraintes de dimensionnement pour ce type de structure :

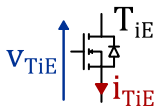
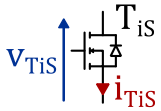
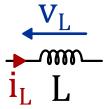
Élément	Contraintes			
	$V_{TiE\ MAX} = V_S$	**(III-74)**	$I_{TiE\ eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \cdot \sqrt{3\left(\frac{I_E}{N_P}\right)^2 + \frac{\Delta i_{LDCi}{}^2}{4}}$	**(III-75)**
	$V_{TiS\ MAX} = V_S$	**(III-76)**	$I_{TiS\ eff} = \sqrt{\frac{1-\alpha}{3}} \cdot \sqrt{3\left(\frac{I_E}{N_P}\right)^2 + \frac{\Delta i_{LDCi}{}^2}{4}}$	**(III-77)**
	$L_{DCi\ MIN} = \frac{V_S}{4.\Delta i_{LDCi\ MAX}.F_{DEC}}$	**(III-78)**	$I_{LDCi\ eff} \approx \frac{I_E}{N_P}$	**(III-79)**

Tableau III-11 : BOOST 2 niveaux, N_p cellules, contraintes de dimensionnement

En ce qui concerne les inductances de lissage, à même ondulation de courant relative dans une cellule, l'énergie inductive totale, qui est le critère dimensionnant, est identique dans les deux cas :

$$N_P . L_{DCi} . I_{LDCi\ MAX}{}^2 = \frac{V_S . I_{LDC\ MAX}}{4 . F_{DEC} \cdot \frac{N_P . \Delta i_{LDCi\ MAX}}{I_{LDC\ MAX}}} \qquad \textbf{(III-80)}$$

$$\frac{N_P . \Delta i_{LDCi\ MAX}}{I_{LDC\ MAX}} = \frac{\Delta i_{LDC\ MAX}}{I_{LDC\ MAX}} \qquad \textbf{(III-81)}$$

A nouveau, il est plus simple technologiquement de réaliser N_P « petites » inductances qu'une grosse, avec en particulier l'usage de conducteurs de section N_P plus faible donc moins sensibles à l'effet de peau.

La contrepartie est un assemblage plus complexe sur le plan des interconnexions et une augmentation du nombre de drivers de grille. En revanche, avec les systèmes de commande numérique, on peut considérer que le pilotage de N_P voies ne constitue pas un problème.

Les formes d'ondes principales pour ce type de structure sont représentées sur la Figure III-36 :

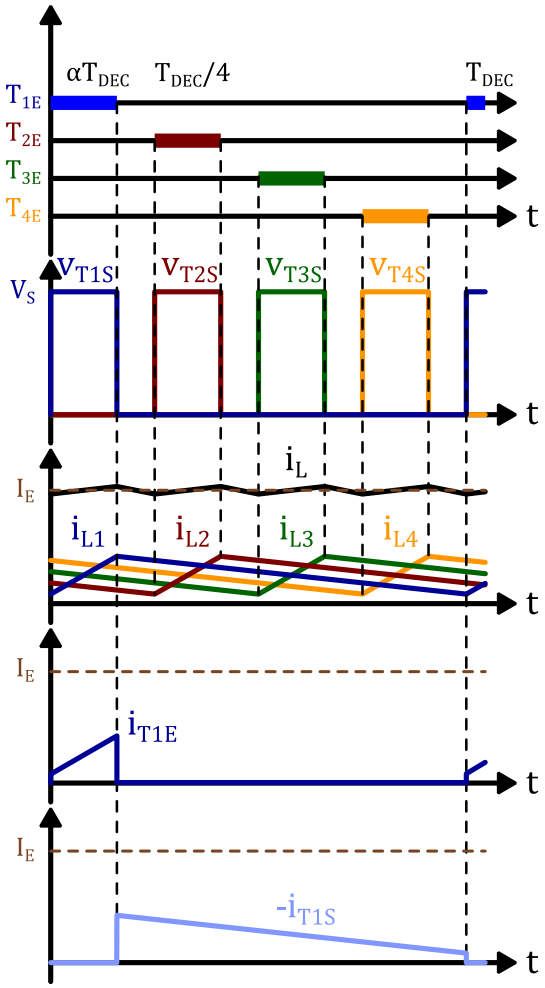


Figure III-36 : Formes d'ondes BOOST 2 niveaux, 4 cellules entrelacées

III.2.2.3. Hacheur BOOST multiniveaux

A l'origine de ce travail, nous envisagions la possibilité de réaliser des « macro-cellules » BOOST par association série de cellules 2 niveaux. Cette stratégie a été expérimentée avec succès avec des composants MOSFETs très basse tension à très faible R_{DSon} et à très faible coût, avec un nombre de cellules en série de l'ordre de la dizaine. Il y a quelques années, cette approche était tout à fait concurrentielle voire très performante, compte tenu des caractéristiques des composants moyenne tension dont on disposait pour constituer une cellule classique à 2 niveaux.

Outre l'amélioration des performances énergétiques, la technologie multi-niveaux permettait de limiter considérablement les filtres. Depuis, les MOSFEts SiC ont été développés puis considérablement améliorés, si bien que l'intérêt de cette stratégie a quasiment disparu, à l'exception peut-être de la composante économique. Nous avons donc rapidement abandonné cette option pour nous orienter vers la mise en parallèle de cellules 2 niveaux.

Bien évidemment, notre propos ne concerne pas les convertisseurs de forte puissance sous haute tension où la mise en série de cellules est une nécessité et s'est donc généralisée.

III.2.3. Comparaison chiffrée des différentes solutions

Dans cette partie nous nous proposons donc de comparer les différentes structures finales (avec ou sans étage pré-régulateur) sur la partie critique des pertes dans les semi-conducteurs. Nous rajouterons quelques commentaires qualitatifs sur les composants magnétiques mais une analyse argumentée était extrêmement difficile à réaliser sur cet aspect.

Cet exercice est très délicat car il nécessite l'usage de modèles Spice de composants dont la précision et l'ampleur du domaine de validité restent moyennes voire médiocres (**Chapitre II**). Nous avons tenté de pallier ces limitations par différentes caractérisations expérimentales mais qui ne peuvent couvrir tout le spectre des contraintes rencontrées dans les convertisseurs considérés, dans ce contexte à tension d'entrée largement variable.

Par ailleurs, compte tenu de ces problèmes, il serait illusoire de conduire une telle comparaison en considérant plusieurs références de composants. La première restriction que nous avons donc apporté à cette analyse est le choix d'un composant MOSFET SiC unique, que nous considérons, à l'heure où nous écrivons ces lignes comme le plus performant des différents composants que nous avons eu l'occasion de tester (une demi-douzaine). Il s'agit du MOSFET C3M0016120K 1200V-16mΩ dont les caractéristiques combinées conduction/commutation sont impressionnantes. Même pour le pont côté sortie sous 200V, nous n'avons pas trouvé de concurrents capables de rivaliser, les gammes 300-400V étant peu développées pour les MOSFETs Si.

Cet état de fait induit un certain confort car on se retrouve dans la configuration du composant unique capable d'opérer efficacement dans toutes les zones de tension de notre convertisseur. Les différentes caractérisations menées sur ce composant et le modèle de pertes que nous en avons déduit, en introduisant des tendances tirées des datasheets, sont présentés dans le **Chapitre II**. Compte tenu de notre opinion sur ce composant, nous pensons que ce que nous avons introduit comme une restriction n'en est pas véritablement une ; dans la mesure où nous allons comparer les différentes topologies sur la base de l'usage d'un composant qui devrait permettre d'obtenir le meilleur de chacune d'entre elles.

Rappelons les principaux paramètres du modèle de pertes établi pour ce composant :

La valeur de la température de jonction a été fixée arbitrairement à 80°C, sachant que ce paramètre ne devrait pas avoir d'impact significatif sur la hiérarchie des résultats. Rappelons que ce modèle résulte du croisement de données entre datasheets et relevés expérimentaux conduits dans la gamme 10-20A. Pour les valeurs supérieures de courant, il est à craindre que les pertes réelles ne soient sensiblement plus élevées que celles données par ce modèle, les datasheets montrant clairement un accroissement supérieur à l'ordre 1 pour des courants entre 30 et 60A.

À partir de ce choix, qui simplifie grandement notre démarche, nous avons dû choisir ce que nous voulions comparer. En restant fidèle à notre quête du meilleur rendement et donc du principe « une cellule/deux puces plutôt surcalibrées », nous nous sommes orientés vers une « mise en compétition » à même nombre de composants/puces. Nous avons alors convergé vers 10 cellules (5 ponts complets) 20-35A pour la version 200V/15kW et 8 cellules (4 ponts complets) 20-35A pour la version 400V/15kW, sachant que la tension de cellule peut atteindre 700-800V avec le MOSFET SiC considéré (Tableau III-12). Cela implique que dans les structures ZVS-PSFB et SRC les redresseurs sont synchrones, c'est-à-dire réalisés avec des MOSFETs supposés synchronisés avec le fonctionnement d'un pont de diodes

Nous avons retenu les configurations suivantes pour réaliser un demi-convertisseur 15kW :

Solution			$V_S = 200V$ Figure III-37	$V_S = 400V$ Figure III-38
1 étage	DAB $V_S = 200V$: $m = 0.4$ $V_S = 400V$: $m = 0.8$ $L_{AC} = 13.8\mu H$	Dimensionnement optimisé pour :	$V_{E\,ref} = 500V$	
		Nombre de **ponts primaire** :	2 en parallèle	
		Nombre de **ponts secondaire** :	3 en parallèle	2 en parallèle
	ZVS-PSFB $V_S = 200V$: $L_S = 47.1\mu H$, $m = 1.11$ $V_S = 400V$: $L_S = 188.6\mu H$, $m = 2.22$	Dimensionnement optimisé pour :	$V_E = V_{E\,MIN} = 200V$	
		Nombre de **ponts primaire** :	2 en parallèle	
		Nombre de **ponts secondaire** :	3 en parallèle	2 en série
	SRC $V_S = 200V$: $m = 1$ $V_S = 400V$: $m = 2$ $L_R = 22.5\mu H$ $C_R = 312.5nF$	Dimensionnement optimisé pour :	$V_E = V_{E\,MIN} = 200V$	
		Nombre de **ponts primaire** :	2 en parallèle	
		Nombre de **ponts secondaire** :	3 en parallèle	2 en parallèle
2 étages	BOOST + DAB $V_S = 200V$: $m = 0.333$ $V_S = 400V$: $m = 0.667$ $L_{AC} = 20\mu H$ $L_{DC} = 280\mu H$	Dimensionnement DAB optimisé pour :	$V_i = 650V$	
		Nombre de **ponts BOOST** :	2 en parallèle	
		Nombre de **ponts primaire DAB** :	1	
		Nombre de **ponts secondaire DAB** :	2 en parallèle	1

Tableau III-12 : Options retenues pour un demi-convertisseur de 15kW

Une information importante est le niveau de courant efficace dans les cellules dans chaque cas à la tension d'entrée critique de 200V. Le tableau ci-dessous résume la situation. On constate d'emblée, comme déjà indiquée précédemment, que le secondaire du DAB est extrêmement contraint.

Solution			$V_E = 200V$	$V_S = 200V$	$V_S = 400V$
1 étage	**DAB**		$I_{TiE\,eff}$	31.8A	
			$I_{TiS\,eff}$	**53.0A**	39.7A
	ZVS-PSFB		$I_{TiE\,eff}$	29.46A	
			$I_{TiS\,eff}$	17.7A	26.5A
	SRC		$I_{TiE\,eff}$	29.45A	
			$I_{TiS\,eff}$	19.6	14.7A
2 étages	**BOOST + DAB**	**BOOST**	$I_{TiE\,eff}$	16.6A	
			$I_{TiS\,eff}$	11.2A	
		DAB	$I_{TiE\,eff}$	19.2A	
			$I_{TiS\,eff}$	28.8A	

Tableau III-13 : Courants efficaces des composants à semi-conducteurs pour la tension d'entrée minimale $V_E = 200V$

Il faut ensuite statuer sur la valeur de la fréquence de découpage à laquelle sera effectuée cette comparaison. Ceci consiste toujours une difficulté dans la conception d'un convertisseur car définir une valeur optimale supposerait de disposer de modèles de représentation fiables et « large bande » pour l'ensemble des composants, pour pouvoir appliquer ensuite une procédure d'optimisation. Cette démarche est quasiment impossible pour les composants magnétiques AC-HF, car il n'y pas de structures technologiques figées et l'estimation des pertes y reste très délicate (forte imbrication entre la géométrie et les pertes). On est donc amené à faire un choix très empreint d'arbitraire et s'appuyant fortement sur l'expérience.

C'est donc la démarche qui a été retenue ici, en nous basant sur les performances des MOSFETs SiC et sur l'expérience que nous avions sur la conception de composants magnétiques, en particulier les inductances AC et les transformateurs. Pour ces derniers, il faut plutôt « tirer » les fréquences vers le haut (mais pas trop) pour diminuer le volume mais en contrôlant les pertes, tandis que les composants à semi-conducteurs auront des pertes d'autant plus faibles que la fréquence sera basse. Pour les inductances de lissage, à courant et champs magnétique quasiment continus, le volume et les pertes évoluent favorablement avec l'augmentation de la fréquence. Pour la partie isolée, ces considérations nous ont conduit à une valeur de **60kHz**. Les transformateurs auraient été certainement plus performants vers 100kHz mais le niveau de pertes par commutation aurait été trop élevé pour notre objectif de rendement.

Dans le cas du hacheur BOOST, nous avons opté, pour cette analyse comparative, pour une fréquence plus faible de 40kHz, sachant que la contribution des pertes par commutation y est majoritaire. Du fait de notre choix multi-cellulaire, l'impact de cette fréquence relativement basse sur le volume magnétique serait limité.

Enfin, pour les structures ZVS-PSFB et SRC, nous avons négligé les pertes par commutation au secondaire.

A partir de ces différentes hypothèses, nous avons élaboré un code Matlab permettant de calculer les pertes dans l'ensemble des MOSFETs des différentes structures en se basant sur les équations de pertes du **Chapitre II**, pour quelques points caractéristiques de la gamme de tension d'entrée. Les résultats de ces calculs sont résumés dans les deux graphes des Figure III-37 et Figure III-38, donnant respectivement les tendances pour les sorties 200V et 400V.

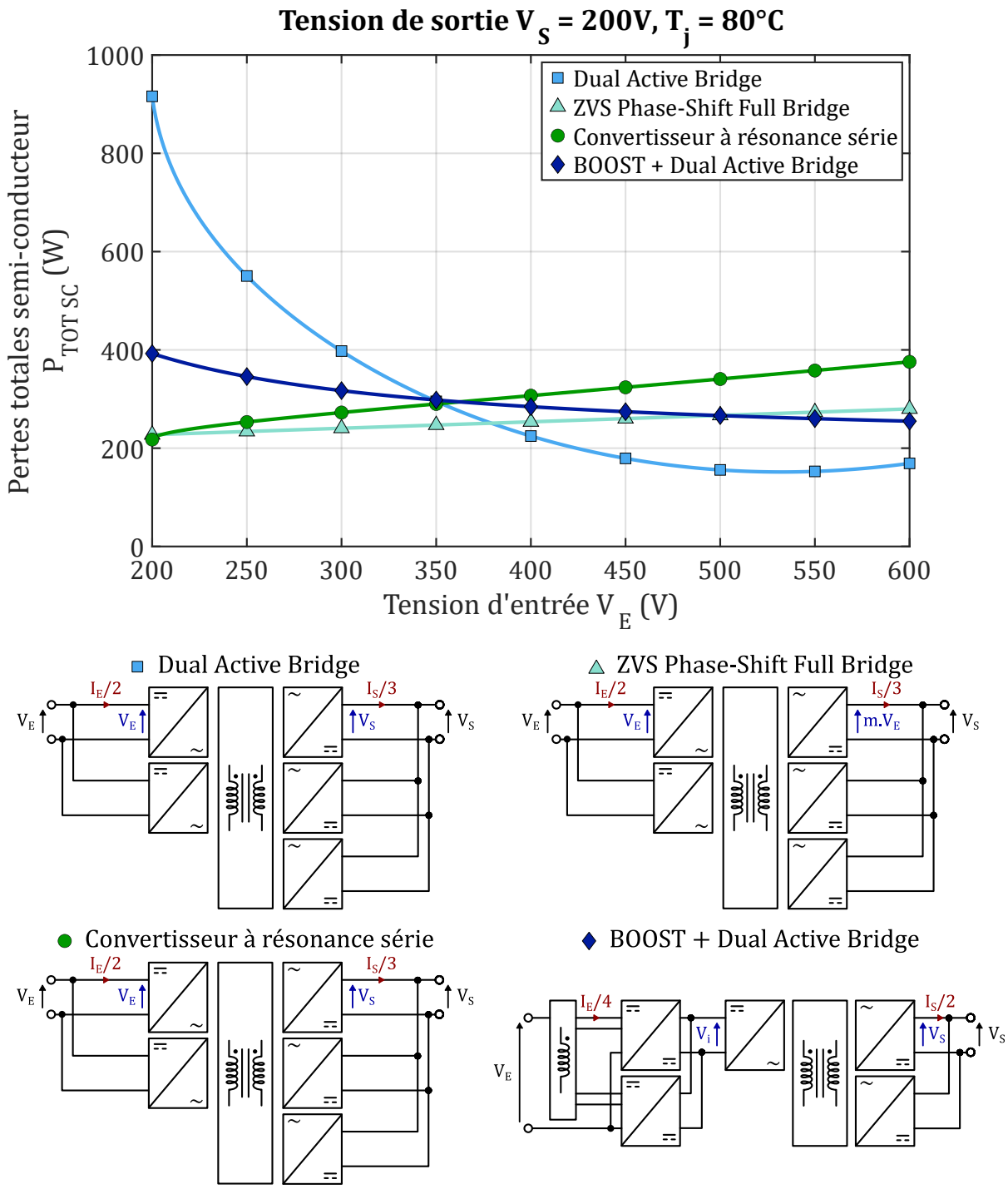


Figure III-37 : Comparaison chiffrée des pertes « côté semi-conducteur » des différentes structures pour V_S = 200V

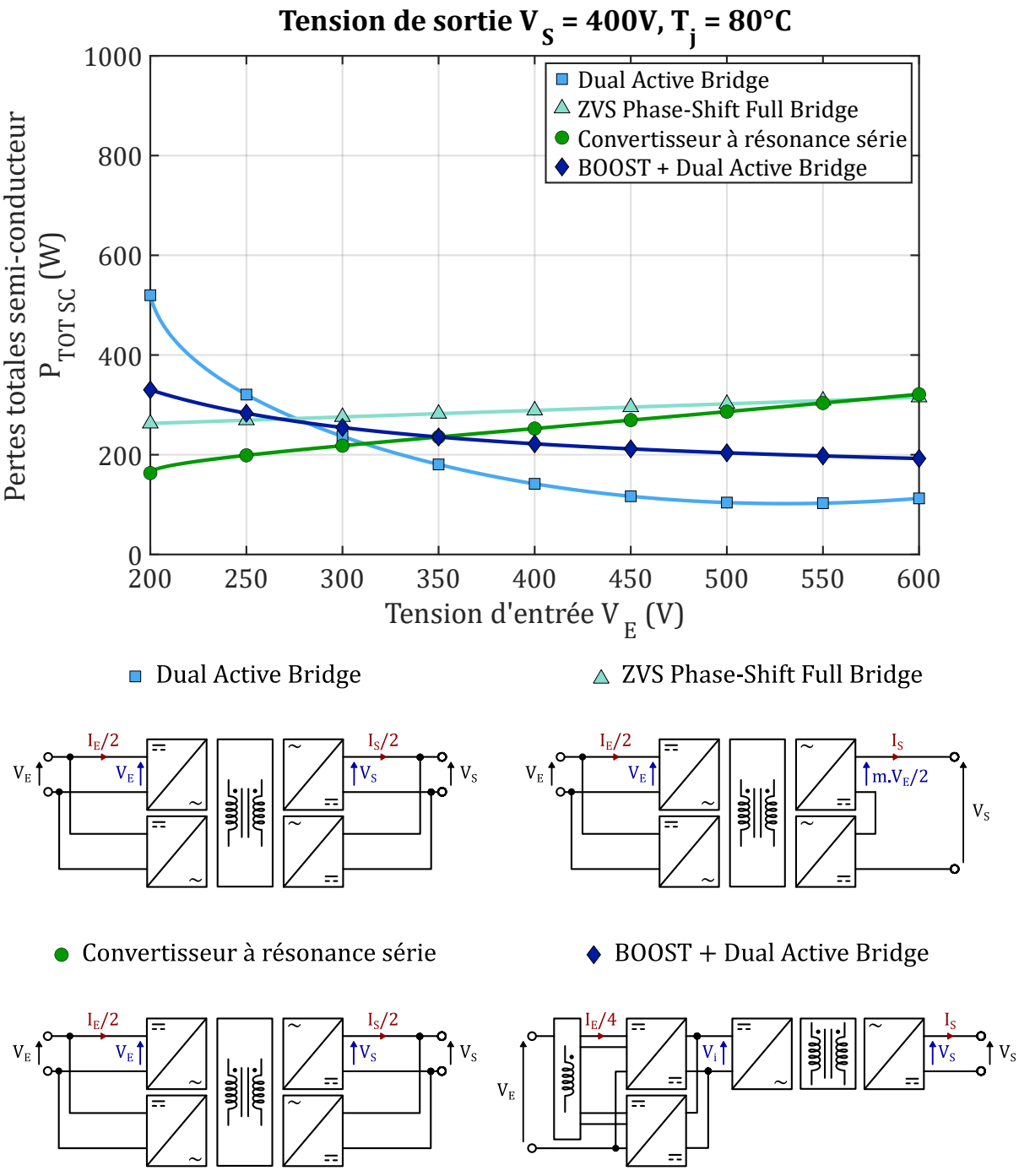


Figure III-38 : Comparaison chiffrée des pertes « côté semi-conducteur » des différentes structures pour V_S = 400V

III.2.4. Conclusion sur les structures possibles

L'analyse des résultats précédents permet de tirer un certain nombre de points intéressants, en prenant toutes les précautions d'usage, compte-tenu du niveau d'approximation qui demeure sur l'estimation des pertes.

III.2.4.1. Sortie 200V

Le DAB seul présente des pertes considérables en basse tension, il paie le fonctionnement du secondaire avec un déphasage élevé, donc à très forte énergie réactive. En milieu de gamme de la tension d'entrée, il reprend l'avantage pour être de loin le plus performant dans la partie haute tension. Malheureusement, ses performances dans la gamme basse l'excluent de la « compétition ». Les autres structures sont très proches avec des pertes variant relativement peu sur toute la gamme.

Il faut garder à l'esprit que, dans différentes configurations, les courants en basse tension sont supérieurs voire très supérieurs au domaine de validité de notre modèle de pertes. C'est vrai pour le DAB seul, mais également pour le ZVS-PSFB et le SRC au primaire, quelle que soit la tension d'entrée. C'est vrai également pour l'ensemble semi-conducteur côté sortie de la solution à deux étage BOOST + DAB dans toute la gamme. Dans la réalité, il est donc probable que toutes ces courbes vont remonter dans le graphe avec des nuances difficile à estimer, mais il est certain que cela va conforter l'exclusion du DAB seul.

Dans le même registre, nous avons complètement négligé les pertes par commutation au secondaire du ZVS-PSFB, ce qui est optimiste pour ce convertisseur. A minima, il faut introduire des éléments pour gérer les régimes transitoires et limiter la tension crête, ce qui est nécessairement une source de pertes supplémentaires. La courbe réelle de ce convertisseur, toutes choses égales par ailleurs, va donc remonter dans ce graphe, en particulier pour les tensions hautes.

Il est difficile de comparer ces structures sans évoquer sur les composants magnétiques :

1) En ce qui concerne les transformateurs, par expérience, nous savons qu'à puissance et fréquence de dimensionnement équivalente, un transformateur HF fonctionnant avec des courants efficaces plus faibles est a priori plus performant en termes de pertes (épaisseur des conducteurs, effet de peau), sachant qu'il est toujours délicat de paralléliser des conducteurs HF. De ce point de vue, la solution BOOST + DAB est certainement plus avantageuse.

2) Pour les inductances AC en série avec le transformateur, les trois structures ont besoin d'inductances finalement similaires mais la solution BOOST + DAB est à nouveau celle qui contraint le moins ce composant, s'il est placé au primaire.

3) Enfin, des inductances DC sont présentes dans la solution ZVS-PSFB et dans la solution BOOST + DAB. Ces dernières fonctionnent quasiment à même courant global (puisque dimensionnées pour une tension faible d'environ 200V) et à fréquence de découpage proche. Leur dimensionnement global est probablement équivalent, pour un lissage effectué, soit en entrée (BOOST) soit en sortie (ZVS-PSFB). La structure SRC a donc un avantage sur ces deux structures, même si elle intègre un condensateur de résonance, ce qui constitue un problème technologique moindre.

En supposant que les résultats présentés donnent des tendances correctes malgré toutes les limitations de notre démarche, on constate qu'il est difficile d'avoir une opinion tranchée, à l'exception de l'exclusion du DAB seul. Ces résultats ont le mérite de montrer que la solution de deux convertisseurs en cascade est tout à fait viable, avec des performances très intéressantes dans la gamme haute. Tout choix dans ce domaine a une part de subjectivité mais nous dirions que notre préférence va à deux structures, évidemment celle que nous avons développée dans ce travail et la structure SRC. C'est une solution dans laquelle les composants fonctionnent dans d'excellentes conditions, malgré les contraintes liées à la variation de la tension d'entrée. Nous avons manqué de temps pour le faire, mais il aurait été intéressant d'évaluer une cascade intégrant l'option d'un étage isolé à résonance de type SRC.

La figure ci-dessous représente le choix final concernant le convertisseur dimensionné pour la puissance nominale (30kW) et dont la tension de sortie est de 200V. Nous nous attarderons plus en détail sur la construction du prototype réalisé dans le **Chapitre IV**.

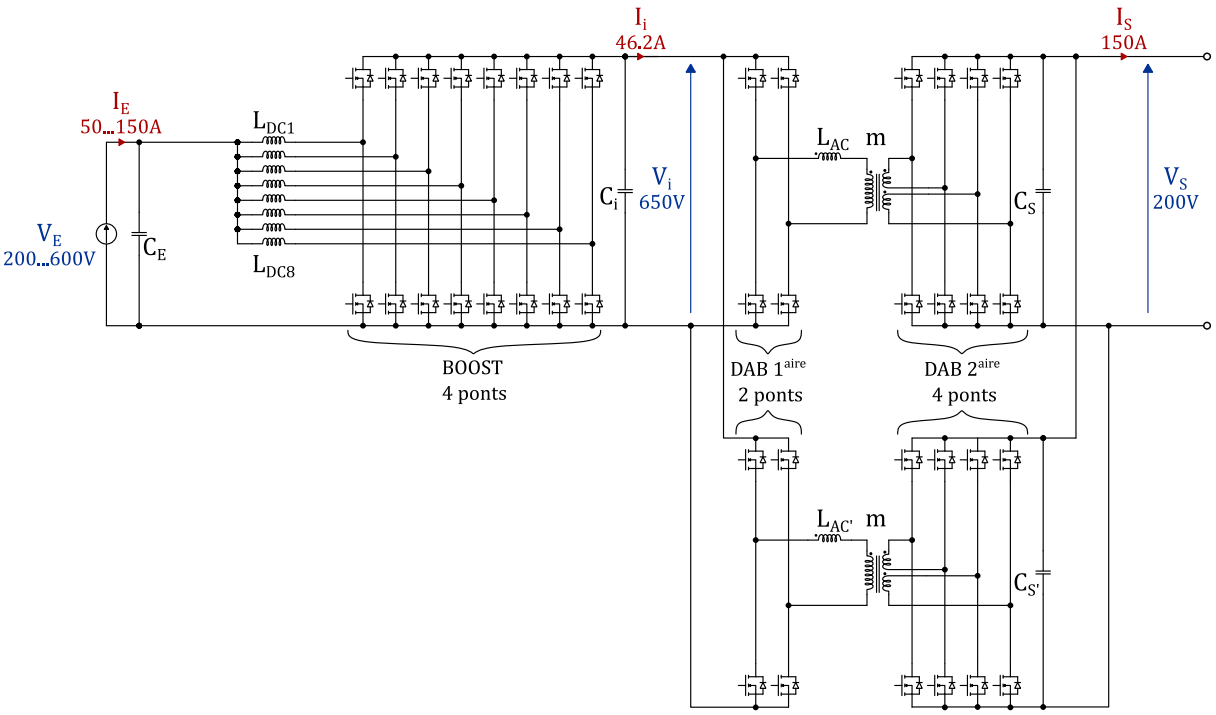


Figure III-39 : Choix final, convertisseur 30kW, 200V en sortie

III.2.4.2. Sortie 400V

Dans cette configuration, les ponts côté sortie fonctionnent avec une tension deux fois plus élevées, mais les contraintes en courant, (qui sont majoritairement plus impactantes) sont allégées. En effet, il est question ici d'utiliser un pont 35A en lieu et place de deux ponts 35A. Les pertes au secondaire sont donc approximativement divisées par 2 pour la solution BOOST + DAB. Pour le primaire, la disposition et les contraintes sont inchangées, tout ce que nous avons dit précédemment reste vrai, y compris sur les composants magnétiques.

L'allégement des contraintes en courant côté sortie profite largement à la structure DAB, même si cette dernière reste inutilisable à basse tension. Sur cette version 400V, la structure cascade BOOST + DAB semble émerger plus clairement, d'autant que les résultats obtenus seront confortés par les données expérimentales relevées sur le prototype réalisé.

La conclusion finale peut être déclinée en 3 points :

1) Il n'y a pas de solution véritablement incontournable mais la philosophie des convertisseurs en cascade avec un pré régulateur « gérant » la variation de tension est tout à fait concurrentielle. L'équipe avait une expérience importante dans la conception de convertisseurs à un étage à grande variation de tension d'entrée. Le développement de cette structure, décrit dans la suite, a montré tout le « confort » qu'apportait la prise en charge de la dynamique de tension d'entrée par un convertisseur somme toute « rudimentaire » comme le BOOST.

2) L'absence d'une même tentative de comparaison au niveau des composants magnétiques est un manque certain mais nous sommes convaincus que cette comparaison maintiendrait le statu quo, voire privilégierait la cascade.

3) L'analyse des courbes obtenues pourrait cependant faire ressortir la solution d'un DAB seul à condition de réduire le niveau de puissance en sortie (allègement des contraintes en courant, surtout à basse tension). Cet aspect est du ressort du spécificateur du cahier des charges. Cette dérogation serait pour le moins intéressante dans le sens où la structure ne nécessiterait aucune mise en cascade (simplicité) et offrirait des performances tout à fait concurrentielles sur la grande majorité de la plage de variation de tension d'entrée.

La figure ci-dessous représente le choix final concernant le convertisseur dimensionné pour la puissance nominale (30kW) et dont la tension de sortie est de 400V. A noter que le transformateur est le même que pour la version 200V en sortie, dont les spires du secondaire ont été mises en série.

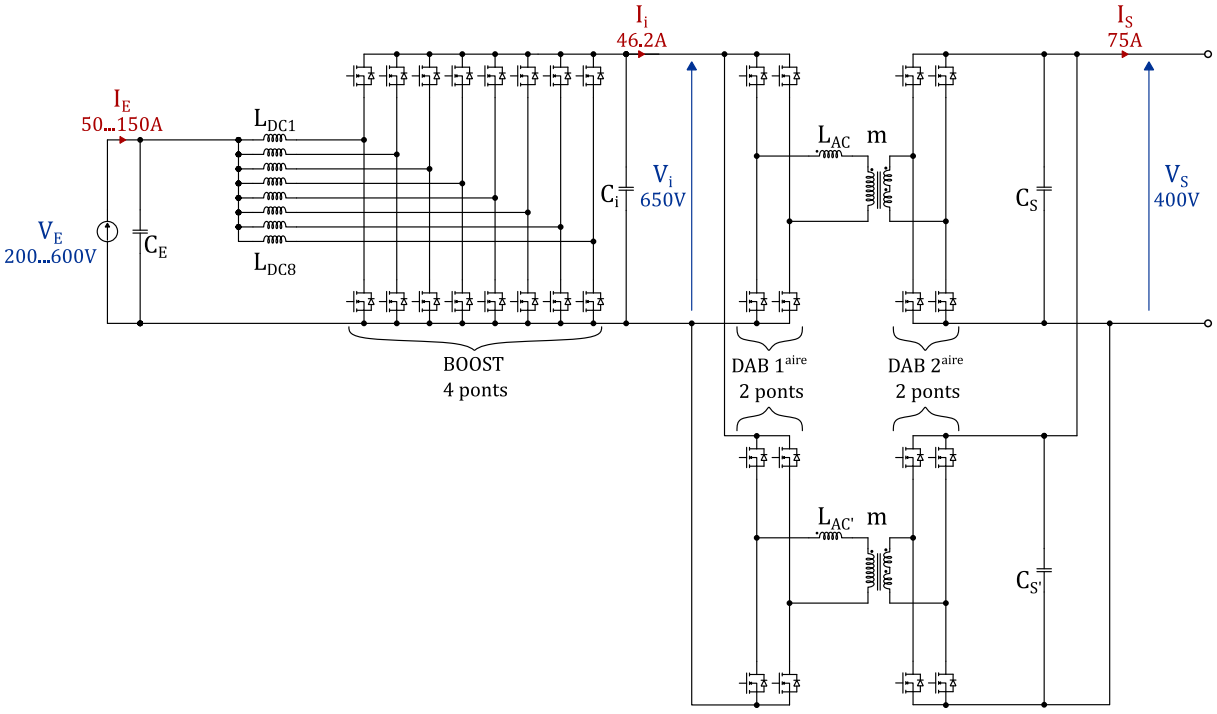


Figure III-40 : Choix final, convertisseur 30kW, 400V en sortie

III.3. Bibliographie du chapitre

[1] **M. BLANC**, « Optimisation d'une structure de conversion DC/DC réversible pour application aéronautique de forte puissance », Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble, **2017**. [En ligne]. Disponible sur: http://www.theses.fr/2017GREAT115

[2] **F. KRISMER**, « Modeling and optimization of BidirectionalDual active bridge DC–DC ConverterTopologies », ETH Zurich, **2010**. [En ligne]. Disponible sur: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/Krismer_2011_03_17_Modeling_and_Optimization_of_Bidirectional_Dual_Active_Bridge_DC-DC_Converter_Topologies.pdf

[3] **P. A. M. BEZERRA, F. KRISMER, R. M. BURKART, ET J. W. KOLAR**, « Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications », in *2014 international power electronics and application conference and exposition*, **nov. 2014**, p. 1038-1044. doi: 10.1109/PEAC.2014.7038003.

[4] **D.-D. NGUYEN, N.-T. BUI, ET K. YUKITA**, « Design and optimization of three-phase dual-active-bridge converters for electric vehicle charging stations », *Energies*, vol. 13, n° 1, **2020**, doi: 10.3390/en13010150.

[5] **J. EVERTS**, « Design and optimization of an efficient (96.1%) and compact (2 kW/dm3) bidirectional isolated single-phase dual active bridge AC-DC converter », *MDPI Energies*, vol. 9, **oct. 2016**, doi: 10.3390/en9100799.

[6] **E. E. HENAO-BRAVO, C. A. RAMOS-PAJA, A. J. SAAVEDRA-MONTES, D. GONZALEZ-MONTOYA, ET J. SIERRA-PEREZ**, « Design method of dual active bridge converters for photovoltaic systems with high voltage gain », *Energies*, vol. 13, n° 7, **2020**, doi: 10.3390/en13071711.

[7] **TEXAS INSTRUMENTS**, « Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations », Texas Instruments, **2019**.

[8] **L. ZHU**, « A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC–DC converter for bidirectional high power applications », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 2, p. 422-429, **mars 2006**, doi: 10.1109/TPEL.2005.869730.

[9] **J.-Y. LEE, J.-H. CHEN, ET K.-Y. LO**, « An interleaved phase-shift full-bridge converter with dynamic dead time control for server power applications », *Energies*, vol. 14, n° 4, p. 853, **févr. 2021**, doi: 10.3390/en14040853.

[10] **M. ESCUDERO, M.-A. KUTSCHAK, D. MENESES, N. RODRIGUEZ, ET D. P. MORALES**, « A practical approach to the design of a highly efficient PSFB DC-DC converter for server applications », *Energies*, vol. 12, n° 19, p. 3723, **sept. 2019**, doi: 10.3390/en12193723.

[11] **INFINEON**, « AN 201709 : 800 W ZVS phase shift full bridge evaluation board », Infineon, **2017**.

[12] **R. ULLAH, ABDAR ALI, ET Z. ULLAH**, « Zero voltage switched full bridge converters for the battery charger of electric vehicle », **2016**, doi: 10.5281/ZENODO.1126363.

[13] **STMICROELECTRONICS**, « AN4856 : STEVAL-ISA172V2: 2 kW fully digital AC - DC power supply(D-SMPS) evaluation board », STMicroelectronics, **2016**.

[14] **G. LIU, D. LI, J. Q. ZHANG, ET M. L. JIA**, « High efficiency wide range bidirectional DC/DC converter for OBCM application », in *2014 international power electronics and application conference and exposition*, **nov. 2014**, p. 1434-1438. doi: 10.1109/PEAC.2014.7038075.

[15] **J. DENG, S. LI, S. HU, C. C. MI, ET R. MA**, « Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, n° 4, p. 1581-1592, **2014**, doi: 10.1109/TVT.2013.2287379.

[16] **Z. ZHANG, C. LIU, M. WANG, Y. SI, Y. LIU, ET Q. LEI**, « High-Efficiency High-Power-Density CLLC Resonant Converter With Low-Stray-Capacitance and Well-Heat-Dissipated Planar Transformer for EV On-Board Charger », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 10, p. 10831-10851, **oct. 2020**, doi: 10.1109/TPEL.2020.2980313.

[17] **G. FORTES, P. LADOUX, J. FABRE, ET D. FLUMIAN**, « Characterization of a 300 kW Isolated DCDC Converter using 3.3 kV SiC-MOSFETs », in *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, **mai 2021**, p. 1-8.

[18] **G. YANG**, « Design of a High Efficiency High Power Density DC/DC Converter for Low Voltage Power Supply in Electric and Hybrid Vehicles », phdthesis, Supélec, **2014**. Consulté le: mars 24, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01140766

[19] **H. XU, Z. YIN, Y. ZHAO, ET Y. HUANG**, « Accurate Design of High Efficiency LLC Resonant Converter With Wide Output Voltage », *IEEE Access*, vol. PP, p. 1-1, **sept. 2017**, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2757764.

CHAPITRE IV : CONSTRUCTION ET ESSAIS DU CONVERTISSEUR

IV.1. Préambule

Compte-tenu des objectifs de cette thèse, dès son origine nous avons initié le développement de maquettes de test et de démonstration, dans une logique de flexibilité afin de pouvoir apporter des modifications assez facilement. A partir d'éléments modulaires, nous avons pu faire de nombreux essais et mesures puis affiner la définition de notre ensemble de conversion, tout en travaillant parallèlement sur les éléments plus théoriques du design. Nous avons ensuite conçu un prototype beaucoup plus avancé en termes d'intégration, afin de disposer d'un démonstrateur abouti. Ces différentes étapes seront donc présentées dans ce chapitre.

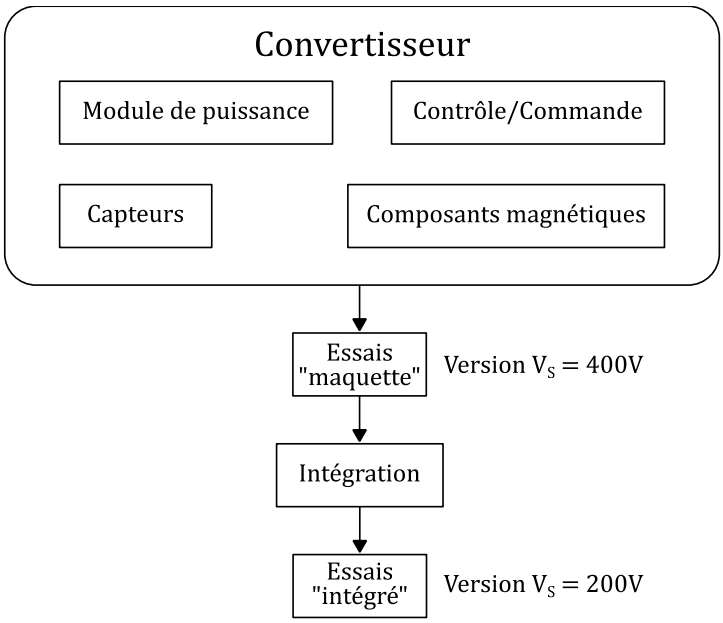


Figure IV-1 : Représentation globale du convertisseur

Nous allons dans un premier temps aborder la partie « semi-conducteur », à savoir, le développement des cartes de puissance, permettant l'interconnexion entre les composants MOSFETs et le reste du circuit de puissance d'une part, et des cartes de commande de grille (ou cartes drivers) d'autre part. Nous appellerons ici « Module de puissance » l'ensemble des éléments permettant de réaliser cette fonction. Nous ne parlons pas ici de composants montés dans des boîtiers aussi appelés « Module de puissance à semi-conducteurs ».

Dans un second temps, nous décrirons un organe essentiel de cette chaine de conversion qui est la carte numérique permettant le contrôle commande du convertisseur. Cette dernière est basée sur un FPGA et permet l'acquisition de données issues de capteurs et la génération des signaux de commande. Différents capteurs de courant et de tension ont été mis en place dans le prototype final pour mettre en œuvre une régulation complète du convertisseur. Cependant, pour des raisons de temps, nous n'avons mis en place qu'une régulation simple de courant de sortie du convertisseur. Celle-ci permet d'effectuer des mesures de rendement à courant constant. Cette carte numérique permet également de communiquer avec un ordinateur via une interface développée sous LabView.

Une partie importante sera ensuite consacrée aux composants magnétiques, qui nécessitent une attention particulière quant à leurs dimensionnements. Nous avons dans ce travail principalement mis l'accent sur le développement du transformateur HF, un des composants critiques dans notre convertisseur. Le fonctionnement de l'inductance du DAB, parcouru par un courant purement alternatif, nécessite aussi une attention particulière pour la maitrise des pertes HF. La réalisation des inductances de lissage pour le BOOST sera finalement présentée de façon succincte.

Dans l'optique d'obtenir des informations précises de rendement, nous avons fait fonctionner le convertisseur dans une configuration « rebouclée ». Dans une approche similaire à celle de la méthode d'opposition, ce principe permet de faire fonctionner le prototype dans des conditions réelles de fonctionnement, avec une alimentation de puissance ne fournissant que les pertes du système et sans charge. Les pertes totales sont donc parfaitement connues. Des mesures thermiques liées aux pertes au sein des ponts à semi-conducteurs nous permettent ensuite d'établir un bilan relativement précis des pertes dans les différents composants du convertisseur global.

Enfin, après validation des performances à partir des maquettes préliminaires, une version intégrée a été conçue, destinée à notre partenaire industriel ECA-Robotics. Outre sa « transportabilité », elle nous a apporté certains avantages en termes de sureté de fonctionnement et de confort expérimental. Elle a également permis de réduire les perturbations électromagnétiques et d'améliorer la qualité des mesures.

Rappelons ici sur les deux figures qui suivent le choix retenu pour la structure finale, avant de rentrer dans les détails de chaque brique constitutive de ce convertisseur :

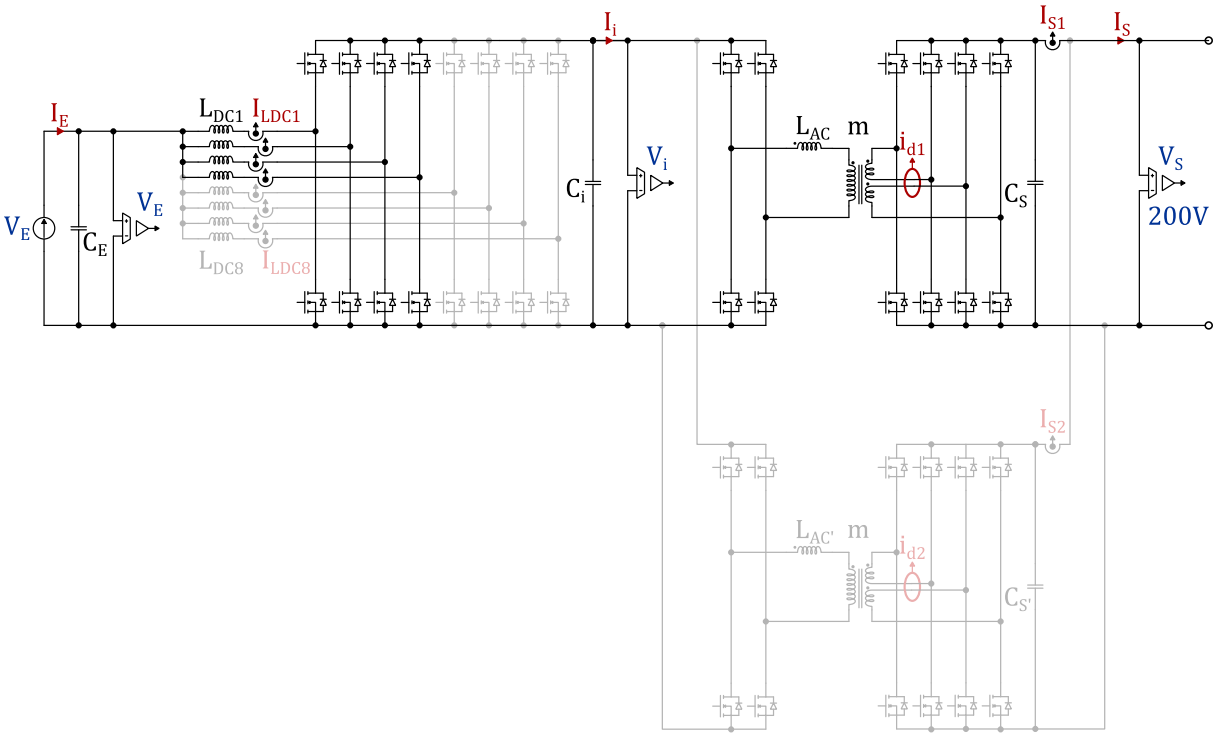


Figure IV-2 : Convertisseur DC/DC isolé de 30kW, 200V en sortie

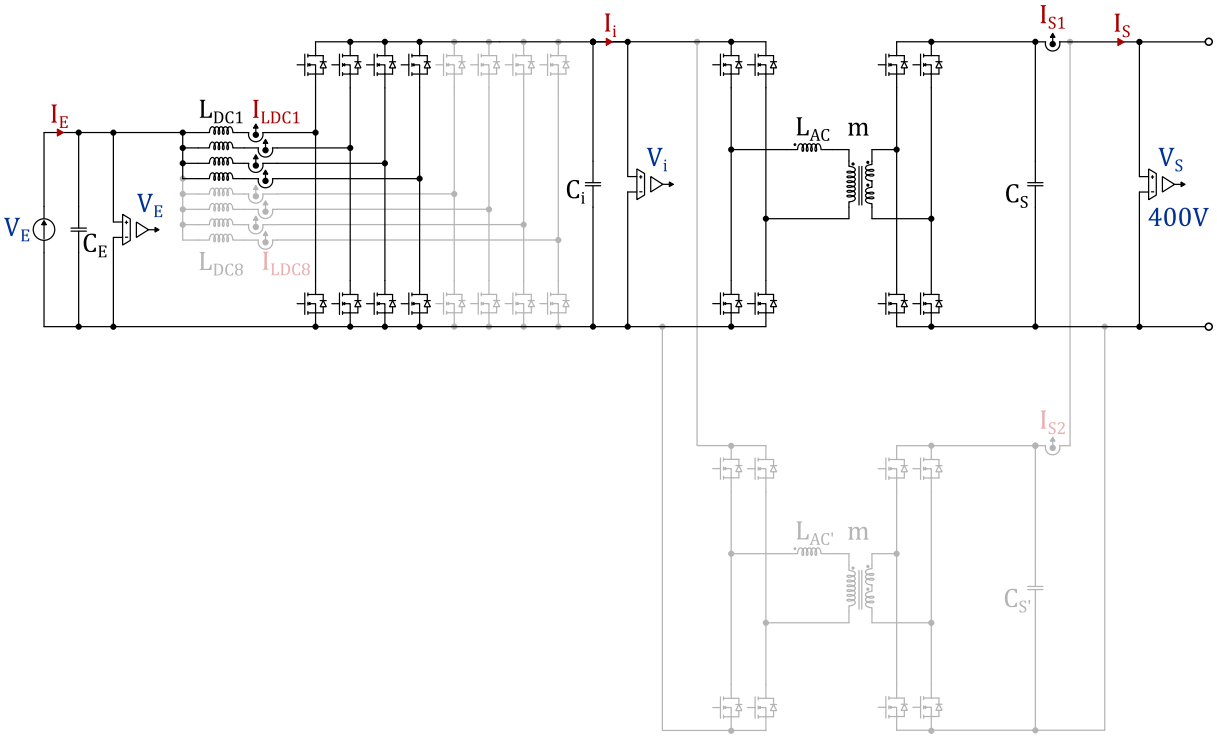


Figure IV-3 : Convertisseur DC/DC isolé de 30kW, 400V en sortie

Ce convertisseur de 30kW peut être considéré comme deux structures de 15kW en parallèle. C'est pourquoi, pour simplifier la réalisation du prototype, nous ne concevront que la moitié du convertisseur (Figure IV-2 et Figure IV-3). Les essais qui suivront permettront cependant de démontrer la faisabilité de cette structure puisque chaque composant se retrouve dans les mêmes conditions de fonctionnement que pour la structure finale à 30kW. Notons également la forte ressemblance entre ces deux versions. La différence se situe uniquement côté secondaire du transformateur, avec un couplage différent des bobinages.

Différents capteurs sont implantés sur les Figure IV-2 et Figure IV-3. Pour aider à la compréhension de ce schéma, le tableau ci-dessous résume la nature des grandeurs mesurées. Leur finalité sera précisée dans la suite.

Grandeur mesurée	Description	Type de capteur
$I_{LDC1} \dots I_{LDC8}$	Courant continu dans les différentes cellules de l'étage BOOST	Capteur de courant absolu
I_{S1}, I_{S2}	Courant de sortie de chaque DAB de 15kW	
i_{d1}, i_{d2}	Courant alternatif de déséquilibre entre les deux secondaires pour la version 200V en sortie. Une mesure par DAB	Capteur de courant différentiel
V_E	Tension d'entrée	Capteur de tension isolé
V_i	Tension intermédiaire	
V_S	Tension de sortie	

Tableau IV-1 : Grandeurs mesurées et types de capteur

IV.2. Module de puissance

IV.2.1. Préambule

La réalisation de module de puissance a permis dans un premier temps de mettre en place une maquette « sur table » (chaque élément constitutif du prototype étant disposé bout à bout, sans intégration). Nous appelons module de puissance l'ensemble constitué des éléments suivants :

- **PCB de puissance**. Ce circuit réalise l'interconnexion entre les composants de puissance à semi-conducteurs et le reste du schéma électrique. Il permet également de faire le lien entre les signaux de commande conditionnés par les drivers et les MOSFETs. Enfin, sont également implantés sur ces PCB les indispensables condensateurs de découplage et les composants nécessaires à la mesure de tension/courant côté puissance.

- **PCB « driver »**. Cette carte assure, à partir des signaux numériques générées par l'organe de commande (FPGA), la commande de grille des MOSFETs par le biais de « drivers ». Cette carte est de manière générale le lien entre la carte numérique et la partie puissance. C'est sur cette carte que transite les informations fournies par les capteurs situés sur les PCB de puissance.

- **Ensemble radiateur/ventilateur**. Cet ensemble permet le refroidissement des composants de puissance à semi-conducteurs, mais également la mesure de températures permettant la caractérisation des ponts de puissance (**Chapitre II**).

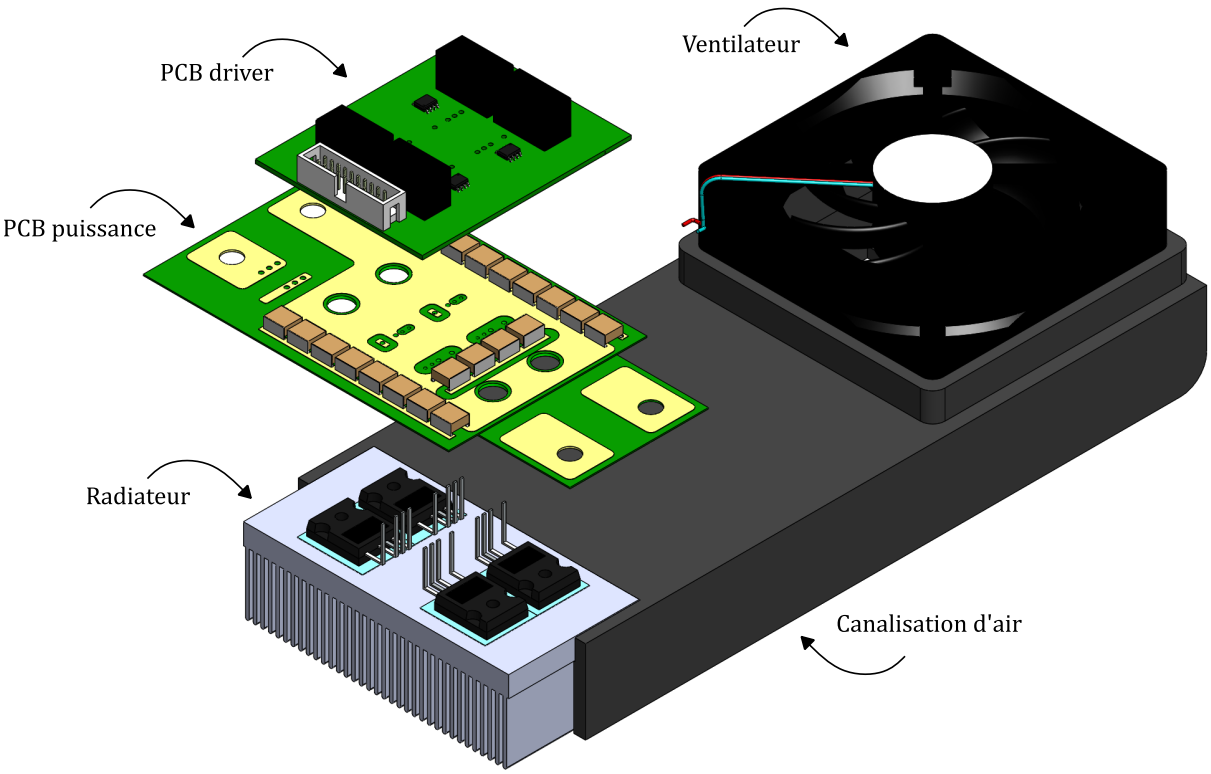


Figure IV-4 : Module de puissance

IV.2.2. Capteurs

Comme évoqué en début de ce chapitre, plusieurs capteurs ont été mis en place dans la chaine de puissance du prototype. Ces capteurs, pour la plupart d'entre eux, ont été intégrés soit aux cartes PCB de puissance (courant), soit aux PCB driver (tension), pour permettre une communication aisée avec la carte de contrôle/commande via la nappe portant les signaux logiques de commande. Dans le cas du BOOST, dans sa version intégrée, l'ensemble des capteurs mesurant le courant dans les inductances DC sont implantés sur un autre PCB réalisant l'interconnexion de ces inductances.

En ce qui concerne les tensions, nous souhaitions mesurer l'ensemble des tensions continues présentes dans ce convertisseur, à savoir, la tension d'entrée V_E, la tension intermédiaire V_i et la tension de sortie V_S qui est la grandeur à réguler dans une projection finale du prototype. La mesure de la tension intermédiaire ouvre la voie à la régulation en tension éventuelle du BOOST. Enfin, la mesure de la tension d'entrée permet d'envisager la modification des paramètres de correcteur dans cette même régulation, le comportement dynamique dépendant, entre autres, de la valeur de cette tension.

En ce qui concerne les courants, différentes exigences ont été considérées. Tout d'abord, le courant de sortie $I_{S1,2}$ de chaque DAB doit être mesuré, afin de pouvoir réaliser l'équilibrage lors de la mise en parallèle des blocs 15kW. Au passage, cette mesure peut être exploitée pour améliorer les performances de la boucle de tension de sortie.

Pour la version 200V en sortie, une mesure de courant différentielle entre chaque secondaire d'un même transformateur i_{d1} et i_{d2} a été retenue pour mesurer un éventuel déséquilibre. Nous reviendrons sur cet aspect dans un second temps, lors de la présentation des essais.

Enfin, toujours dans un objectif d'équilibrage, au niveau des différentes cellules BOOST, il a été décidé de mesurer les huit courants d'entrée dans les inductances DC de ce BOOST.

IV.2.3. PCB de puissance

IV.2.3.1. Pont MOSFETs

Pour apporter une certaine flexibilité à la mise en place des expérimentations, nous avons choisi de concevoir un module intégrant un pont de puissance (composés de 4 MOSFETs SiC de référence C3M0016120K $1200\text{V} - 16\text{m}\Omega$). On retrouvera ce « motif » à tous les niveaux du convertisseur et il sera possible d'en associer différents exemplaires selon les besoins. Ainsi, la maquette réalisée ($P_S = 15\text{kW}$) est composé de 2 modules pour l'étage BOOST, et de 2 modules pour l'étage DAB pour la version 400V. L'étage secondaire du DAB pour la version 200V, est composé de 2 ponts en parallèle. Pour cet étage-ci seulement, le PCB de puissance sera alors composé de 2 ponts afin de minimiser les interconnexions :

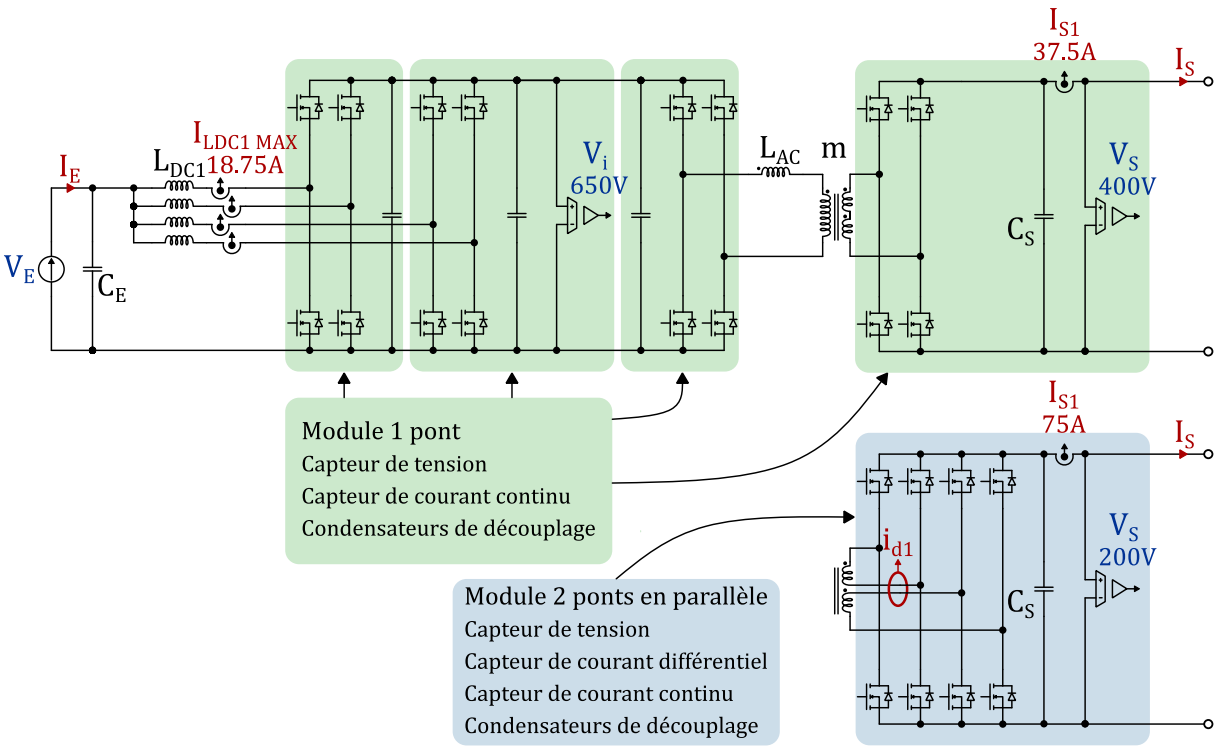


Figure IV-5 : Prototype complet, composition des modules de puissance

La conception de ces PCB de puissance repose principalement sur des bonnes pratiques permettant de limiter les inductances parasites tant sur l'étage de puissance que dans la liaison driver MOSFETs :

- L'utilisation de condensateurs de découplage. Ces derniers permettent de recréer une source de tension locale, limitant ainsi les surtensions à l'ouverture, à condition d'être placés au plus proche des cellules. Les condensateurs utilisés ici sont des condensateurs céramiques multicouche, présentant une inductance interne et des pertes faibles (TDK série Ceralink B58031U7504M062–0.5µF). Ils doivent être parallélisés mais leur encombrement réduit permet de construire un macro-condensateur dont on peut adapter au mieux la forme à la géométrie de la cellule.

- L'emploi de conducteur les plus larges possibles ainsi que la superposition de conducteurs aller-retour quand cela est possible, pour réduire les inductances parasites. Ces inductances sont à l'origine des surtensions intervenant à chaque blocage d'un MOSFETs. L'estimation de ces inductances parasites, pour des conducteurs plans avec une géométrie simple, est faisable à partir de formules théoriques. Pour un PCB plus complexe, il est nécessaire de passer par des simulations 3D. Nous n'avons cependant pas exploré cette possibilité.

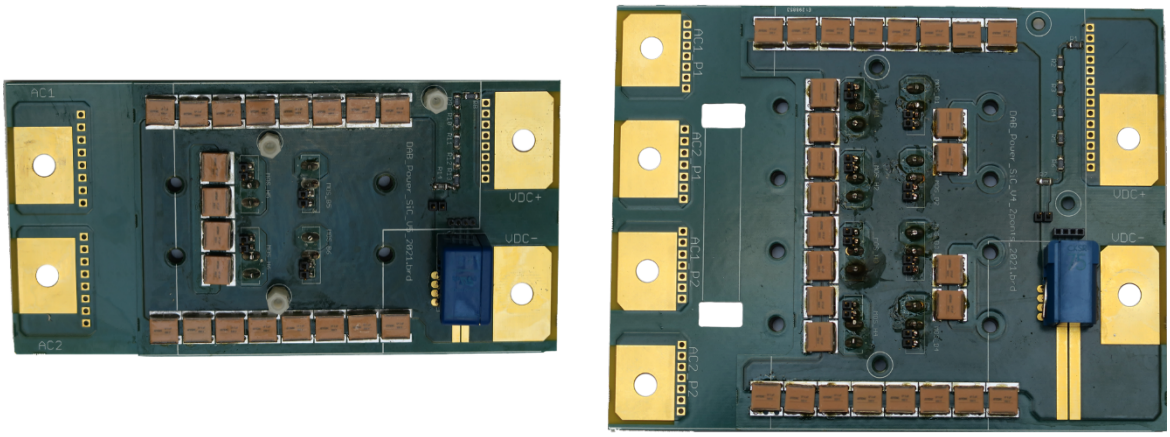


Figure IV-6 : PCB de puissance 1 pont (gauche) et 2 ponts en parallèle (droite)

IV.2.3.2. Mesures de courant

IV.2.3.2.1. Courant absolu

Les capteurs de courant absolus utilisés dans ce convertisseur sont destinés, d'une part, à la mesure de courant de sortie des deux étages isolés en parallèle, et d'autre part, aux courants dans les cellules du BOOST. Les besoins en gamme de courant sont les suivants :

- Courant de sortie :
  - Pour la version $V_S = 400V$, le courant de sortie est de $37.5A$,
  - Pour la version $V_S = 200V$, le courant est double et de $75A$,
- Courant dans les cellules du BOOST : au maximum, le courant dans une cellule est de $18.75A$.

Notre choix s'est porté sur l'utilisation de capteurs issus du commerce, déjà utilisés dans plusieurs applications au laboratoire. Il s'agit de capteur LEM de la série des CKSR.

IV.2.3.2.2. Courant différentiel

Pour le convertisseur avec une tension de sortie de $200V$, il était nécessaire de s'assurer que les amplitudes des courants dans les deux secondaires soient équilibrées, afin d'éviter l'apparition de points chauds et la dégradation des performances du transformateur. L'idée est donc de pouvoir observer la différence entre les courants alternatifs primaire et secondaire, par le biais d'un transformateur de courant. Précisons que cette mesure ne permet pas de se prémunir d'une valeur moyenne du courant, tant au primaire qu'au secondaire.

Sur le PCB de puissance du secondaire du DAB dans sa version $200V$ en sortie (pont double), un emplacement a été prévu afin d'insérer un circuit magnétique embrassant les deux pistes de cuivre traversées par les deux courants secondaires avec des signes opposés. Cette mesure permet donc d'obtenir directement la différence entre ces deux courants.

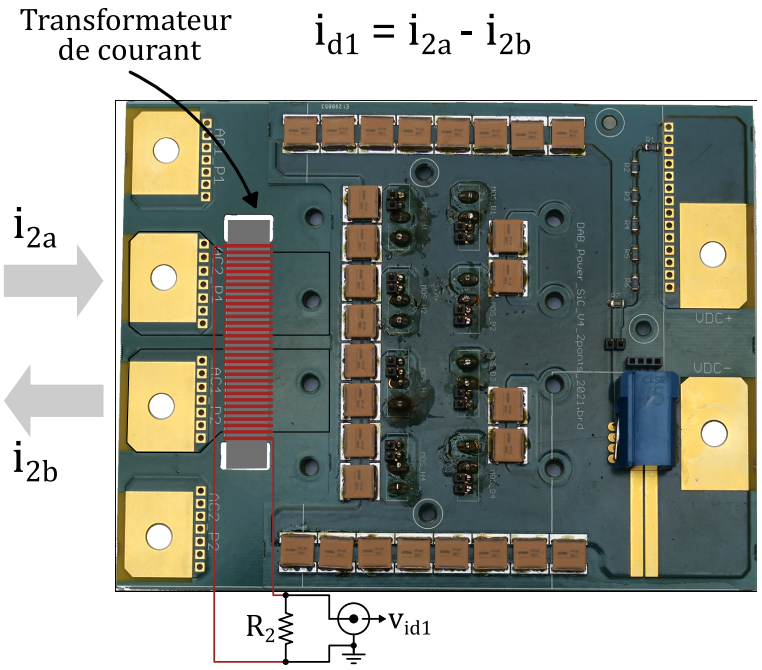


Figure IV-7 : Mesure du courant de déséquilibre entre les deux secondaires d'un même transformateur

Ce courant différentiel, i_{d1} sur la Figure IV-7, va induire un courant au secondaire, au rapport de transformation près (70 spires au secondaire). Une résistance R_2 de 16.5Ω est ajoutée afin d'obtenir une tension v_{id1} image du courant différentiel. La sensibilité de ce capteur est estimée à 235mV/A. Cette valeur de résistance a été choisie en supposant un courant de déséquilibre d'une vingtaine d'Ampère maximum et dont la tension résultante pouvait être compatible avec la tension d'entrée des CAN utilisés (LTC2315). Dans un premier temps, ce signal sera observé à l'aide d'une sonde de tension pour évaluer ce déséquilibre et prévoir si besoin une action corrective (voir section IV.6.2.1).

IV.2.4. PCB driver

IV.2.4.1. Étage driver

Les cartes driver ont pour fonctions de récupérer les signaux envoyés par l'organe de contrôle/commande et d'adapter ce signal pour pouvoir piloter les MOSFETs (adaptation des niveaux de tension, amplification de puissance). Nous nous placerons ici dans une approche simplifiée visant à mettre en place rapidement un dispositif expérimental. Nous nous sommes dons orientés vers l'utilisation de drivers intégré adaptés à la commande de composants SiC.

Un driver fabriqué par Infineon, dont la référence est 1EDI60N12AF, a donc été sélectionné. Celui-ci inclut l'isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

Les niveaux de tension nécessaires à la commande des MOSFETs, à savoir -4V et +15V, sont fournies par des alimentations isolées 2W fabriquées par Murata PS dont la référence est le MGJ2D121505SC. Ces alimentations sont spécifiquement développées pour cet usage et présentent une très faible capacité parasite de couplage primaire-secondaire. Pour limiter au maximum l'influence mutuelle entre les commandes d'un même bras, chaque driver possède sa propre alimentation.

Un élément important dans la mise en place de ces cartes drivers est le choix des résistances de grille. Ces dernières vont impacter directement la vitesse de commutation du composant. Plus un composant change d'état rapidement, moins les pertes par commutation sont élevées. En revanche, l'apparition de fort di/dt et dv/dt engendre des problèmes d'ordre CEM qui peuvent aller jusqu'à l'auto-perturbation et qu'il faut donc garder à l'esprit. Le driver sélectionné permet de mettre en place deux résistances de grille, $R_{G\,A}$ et $R_{G\,B}$, influant respectivement sur la vitesse de l'amorçage et du blocage du MOSFET. D'une façon générale, la commutation d'amorçage est la plus violente et on essaye d'en modérer la dynamique. De surcroît, dans le cas des ponts fonctionnant en ZVS, les pertes à l'amorçage sont « nulles », ce qui est une autre raison de ne pas « pousser » la dynamique d'amorçage. Pour ces raisons, nous avons testé puis choisi une valeur de 15Ω pour la résistance d'amorçage $R_{G\,A}$. Enfin, pour limiter les pertes au blocage, nous avons opté pour une valeur de la résistance au blocage $R_{G\,B}$ de 4.7Ω :

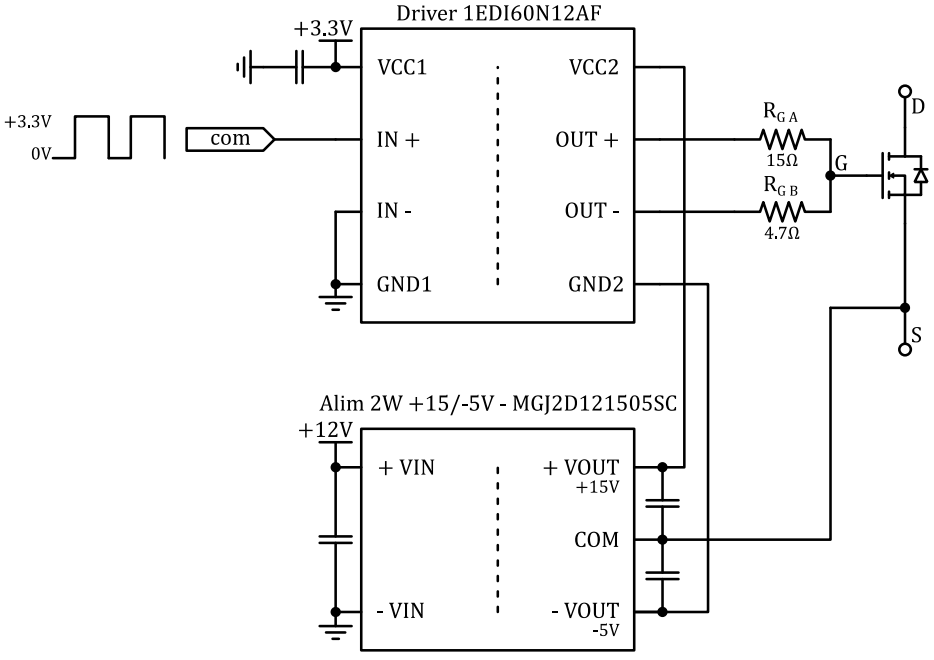


Figure IV-8 : Schéma électrique du driver pour un MOSFET

IV.2.4.2. Capteurs de tension

Compte tenu des niveaux de tensions présents dans le convertisseur (plusieurs centaines de Volts) et de la présence d'un isolement galvanique, des capteurs de tensions isolés ont été utilisés.

La mesure de la tension côté continu du pont de puissance est réalisée par l'intermédiaire d'un pont diviseur résistif permettant de récupérer une fraction de la tension totale (rapport $1/100$) directement sur le PCB de puissance. Cette mesure est ensuite conditionnée et isolée électriquement de la partie puissance, pour être transmise à la carte numérique. Ce circuit de conditionnement est quant à lui disposé sur le PCB « driver ». Il utilise un optocoupleur intégrant une photodiode émettrice et deux photodiodes réceptrices appairées dont les courants sont théoriquement identiques. Le courant circulant dans la diode primaire est imposé par la tension atténuée appliquée à une résistance de précision (R_m). Le courant de la diode secondaire circule dans une résistance de même valeur aux bornes de laquelle on retrouve donc l'image de la tension mesurée.

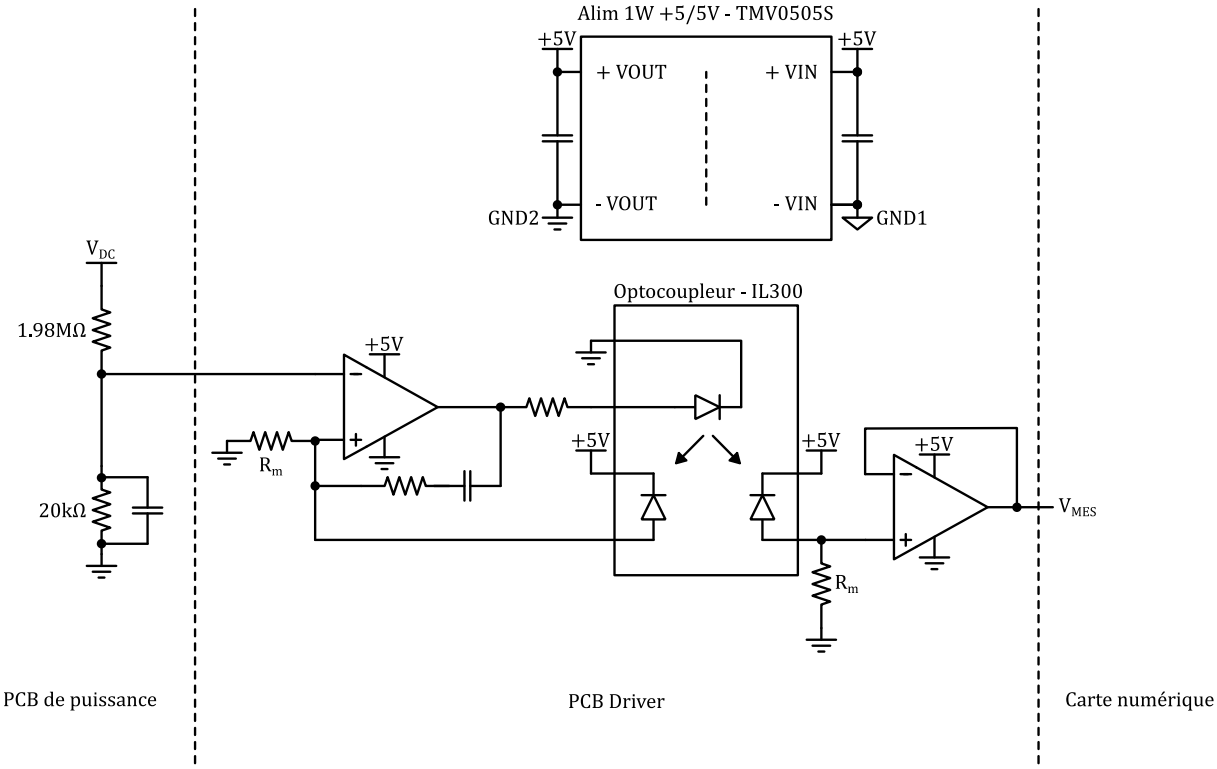


Figure IV-9 : Schéma électrique du capteur de tension

IV.2.4.3. Réalisation du PCB driver

La prise en compte des éléments précédents ont conduit à la réalisation d'une carte driver dont le schéma électrique est le suivant :

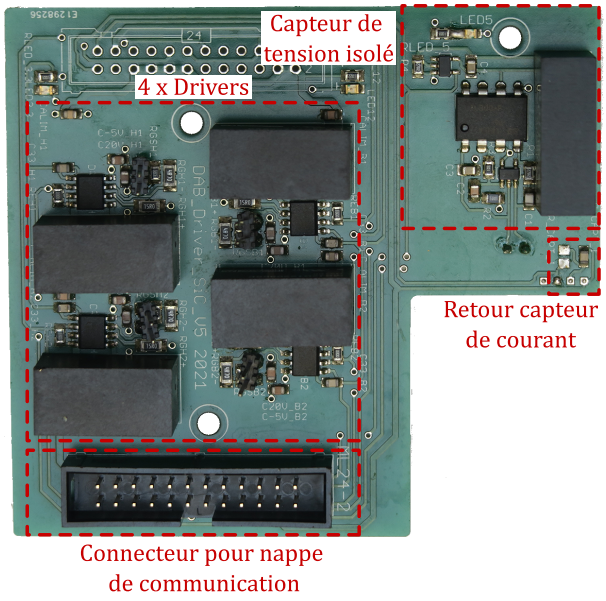


Figure IV-10 : Photo du PCB Driver (1pont)

Dans la conception de ces cartes driver, il faut répondre à l'exigence de proximité avec les MOSFET, tout en prévoyant les possibles interventions de modification ou réparation. Nous avons donc opté pour une structure de carte enfichable sur la carte de puissance et minimisant les longueurs de liaison. Ce système permet également de faciliter la maintenance en évitant toute soudure définitive entre le PCB de puissance et le PCB driver :

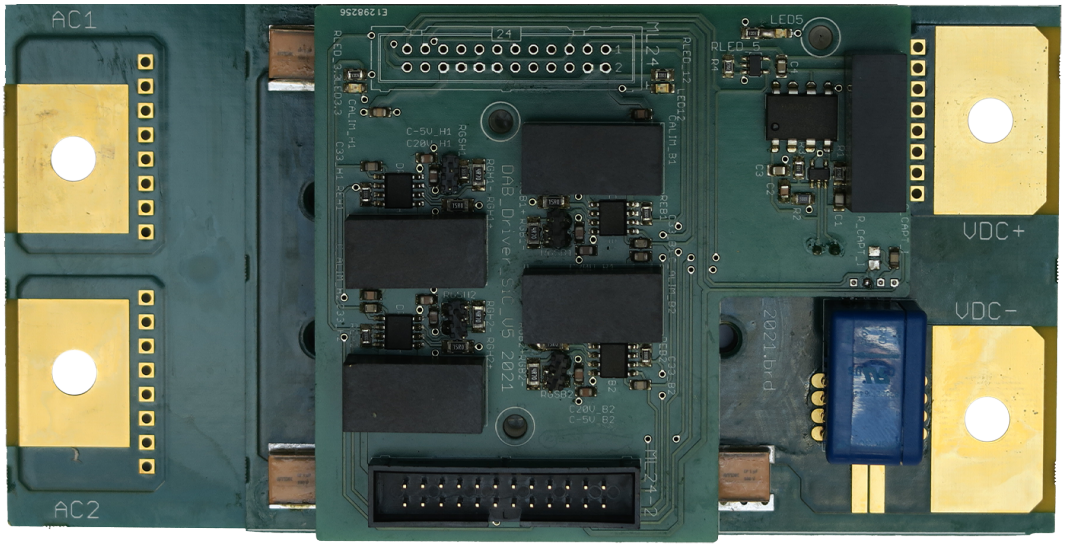


Figure IV-11 : Assemblage du module de puissance (1 pont)

IV.3. Carte contrôle/commande

IV.3.1. Structure matérielle

La carte numérique doit remplir plusieurs fonctions :

- Premièrement, la génération et l'envoi des signaux de commande. Pour l'étage BOOST final (8 cellules), un total de 16 signaux de commandes doit pouvoir être généré. Pour le DAB, le nombre de signaux est compris entre 16 et 24 (selon la tension de sortie). Au maximum, la carte numérique doit pouvoir gérer un total de 40 signaux, uniquement pour la commande des MOSFETs,

- Ensuite, plusieurs capteurs ont été prévus, en vue d'une régulation (Tableau IV-1). Un total de 15 capteurs a été déployé pour l'ensemble du convertisseur. Les signaux issus des capteurs (analogique) doivent être conditionnés pour pouvoir être interprétés par l'organe de contrôle. Pour chaque mesure effectuée, 3 signaux y sont associés (utilisation d'un convertisseur analogique-numérique par mesure). Au total, 45 signaux doivent être assignés aux retours des capteurs,

- La nécessité de pouvoir communiquer avec un ordinateur (interface visuelle, gestion des correcteurs, des consignes) implique l'utilisation d'un module de communication (carte FT2232H). Cette carte utilise un protocole de communication série (SPI) sur 4 fils côté FPGA et une liaison USB côté PC,

- Enfin, des dispositifs permettant une action sur le convertisseur (codeurs incrémentaux) ou encore la gestion de la ventilation du convertisseur viennent s'ajouter au système.

Au total, environ une centaine de signaux doivent être gérés par l'organe de commande. Dans notre cas, le choix s'est porté sur l'utilisation d'une carte de développement (Terasic De0-Nano) basée sur un FPGA Cyclone IV, cadencé à 50MHz. Le choix de cette carte vient essentiellement du fait qu'elle a été utilisée dans de nombreux projets au sein du laboratoire où elle a démontré son aptitude à assurer efficacement l'ensemble des fonctions demandées :

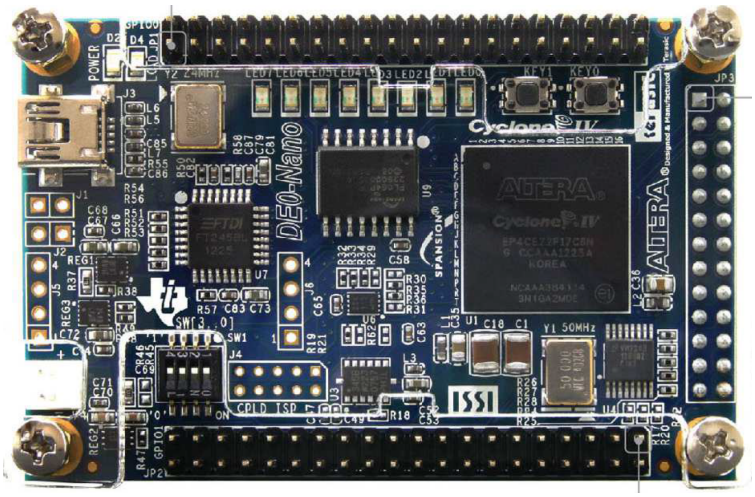


Figure IV-12 : Carte De0-Nano

Cependant, vu la quantité nécessaire de signaux à gérer et le nombre d'entrées/sorties disponibles sur une carte De0-Nano (au nombre de 88), nous avons opté pour l'utilisation de deux cartes numériques. L'une pour l'étage BOOST, l'autre pour le DAB. Pour simplifier la réalisation des cartes numériques, nous choisissons de concevoir deux cartes numériques similaires dont l'organisation générale est illustrée par la figure suivante :

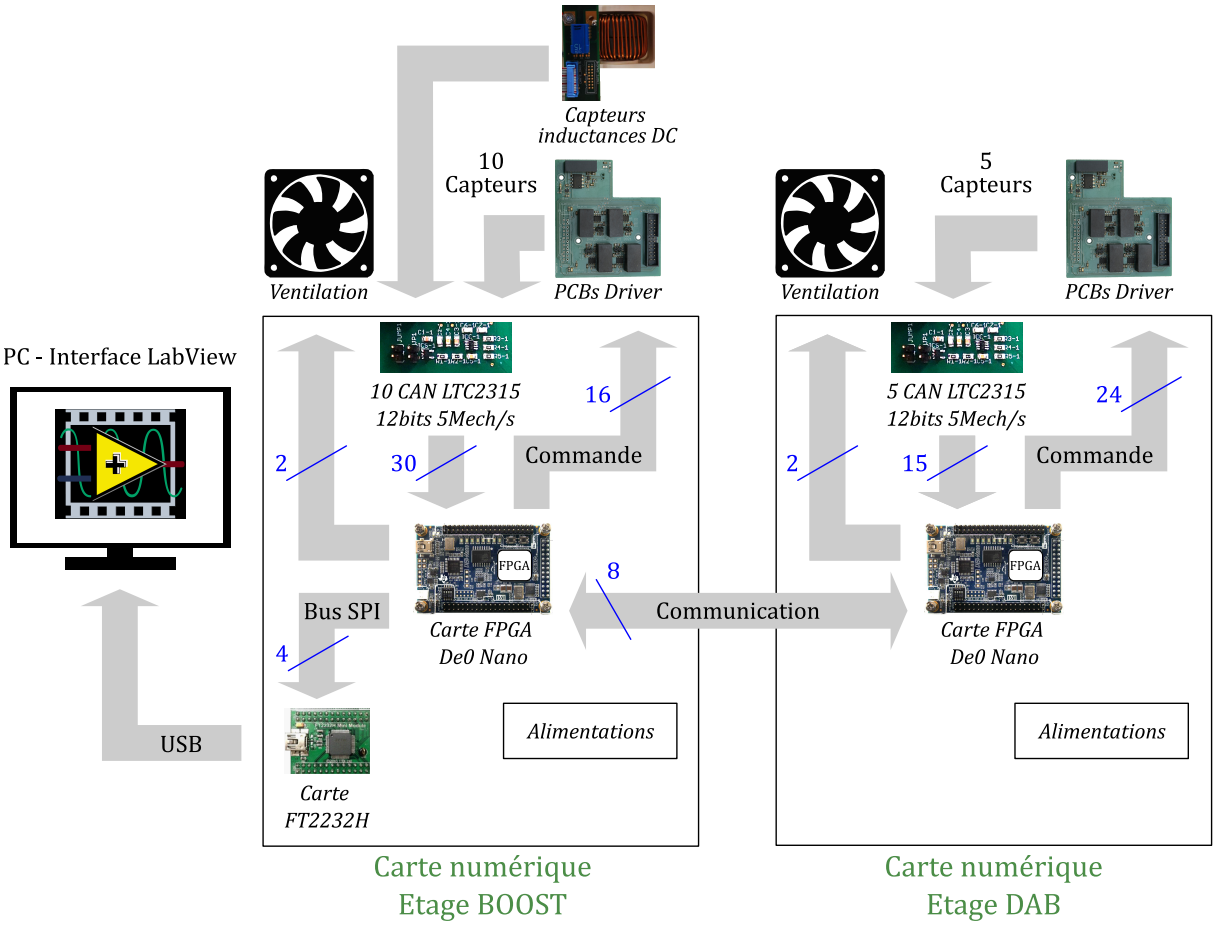


Figure IV-13 : Fonctions principales de la carte contrôle/commande

Une communication entre les deux cartes numériques a été testée et validée avec des essais en puissance. Une fonction de protection du convertisseur a été programmée et utilise nécessairement cette communication. Si la tension mesurée sur un des capteurs est supérieure à un certain seuil, un ordre de blocage est envoyé sur l'ensemble des MOSFETs.

Les différents signaux issus des capteurs sont des grandeurs continues. Un filtrage analogique (type RC) a été implanté et réglé au besoin sur chacun des mesures.

IV.4. Composants magnétiques

IV.4.1. Transformateur du DAB

IV.4.1.1. Choix technologiques

Des différents composants magnétiques qui constituent ce convertisseur, le transformateur est celui qui a d'abord retenu notre attention. Replaçons-nous dans le contexte initial. Après avoir analysé différentes structures isolées potentielles pour la réalisation de ce convertisseur, le DAB « point fixe » (c'est-à-dire, fonctionnant à rapport de tension d'entrée/sortie fixe) s'est imposé pour des questions de simplicité de mise en œuvre et de performances. Ce point a d'ailleurs pu être consolidé dans notre analyse comparative des différentes structures dans le **Chapitre III**.

A ce stade, les données d'entrée dont nous disposons sont la réalisation d'un étage isolé de type DAB, dont la tension d'entrée est fixée à $V_i = 650V$ et la tension de sortie à $V_S = 200$ ou $400V$. Plusieurs solutions sont donc envisageables pour assurer la fonction d'isolation. Le choix entre l'utilisation d'un transformateur unique de $P_S = 30kW$ ou d'un ensemble de transformateurs à puissance de dimensionnement réduite ($P_S/2$, $P_S/3$ etc.) résulte d'un compromis entre encombrement, performances estimées et complexité de réalisation. Nous allons montrer dans cette section les choix et considérations techniques qui ont finalement amenés à la mise en œuvre, de 2 transformateurs de $15kW$ ($P_S/2$) pour l'étage isolé.

Plusieurs orientations ont été prises en début d'analyse. Tout d'abord, le choix de la technologie du transformateur. On peut en distinguer deux :

- La technologie dite « classique » : Utilisation de noyaux magnétiques « massifs », et réalisation des bobinages à partir de fil cylindrique (plein ou fil de Litz) ou à partir de conducteur plans (feuillard) (Figure IV-14 – gauche).
- La technologie dite « planar » : Utilisation de noyaux magnétiques plus compacts, et généralement, réalisation des bobinages avec des conducteurs plans ou des conducteurs sur PCB (Figure IV-14 – droite).

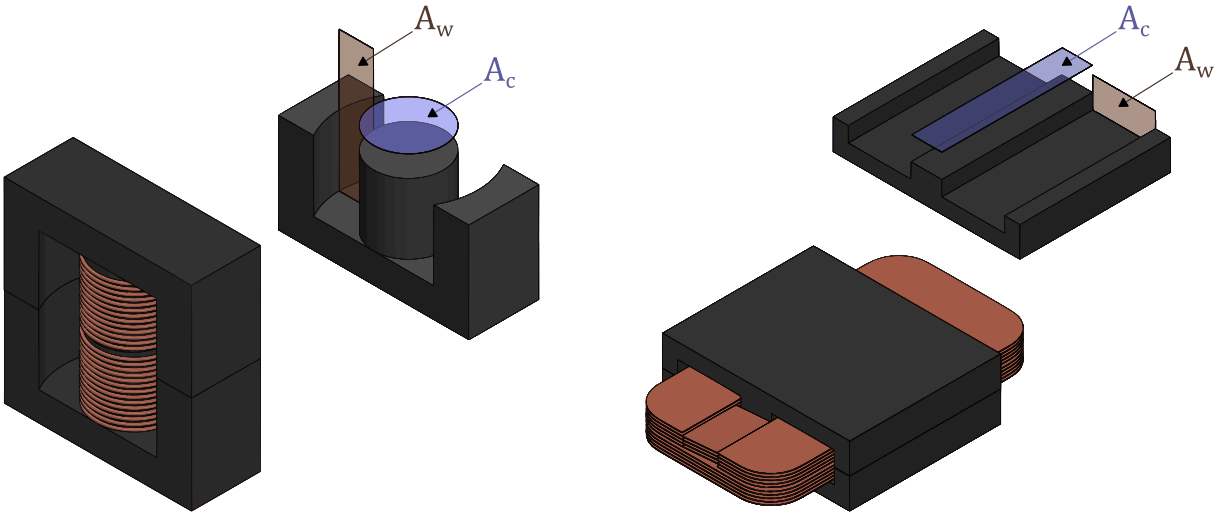


Figure IV-14 : Technologies de transformateur : « classique » (gauche) / « planar » (droite)

Notre choix s'est plutôt porté sur la technologie planar en raison, d'une part, de la compacité des circuits magnétiques (et donc de réduction des pertes fer comparativement à une technologie classique) et, d'autre part, de la limitation des pertes Joules permise par l'usage de conducteurs plan au sein de bobinages plus aisément configurables (alternance des conducteurs primaires et secondaires par exemple). De plus, pour un même produit des aires, et avec une quantité de pertes égale, un circuit de type planar évacuera mieux la chaleur qu'un circuit classique [1].

A l'inverse, les transformateurs planar ont pour inconvénient de présenter des capacités parasites inter-spires importantes du fait de ces conducteurs plans. Dans la suite de ce manuscrit, nous présenterons une technique d'assemblage pour réduire ces capacités, qui aura également pour avantage de faciliter la ventilation du composant, le tout au prix d'une plus grande complexité du processus de fabrication.

Pour les circuits magnétiques, deux paramètres ont été fixés en début d'analyse : la forme et le matériau. Ces choix résultent des performances attendues, mais également, des disponibilités du marché.

Pour ce qui est de la forme du circuit magnétique, plusieurs formes standardisées existent à l'heure actuelle pour les circuits planar. Compte tenu de la puissance mise en jeu, nous nous sommes orientés vers les circuits les plus gros disponibles sur le marché, à savoir, les $\mathrm{E64}$. A même quantité de pertes, privilégier l'utilisation des circuits magnétiques les plus gros permettra une meilleure dissipation de la chaleur et donc une moindre élévation de la température. La forme de base que nous avons retenue est obtenue en associant deux de ces circuits (pour former un $\mathrm{EE64}$) et obtenir une plus grande hauteur pour les bobinages.

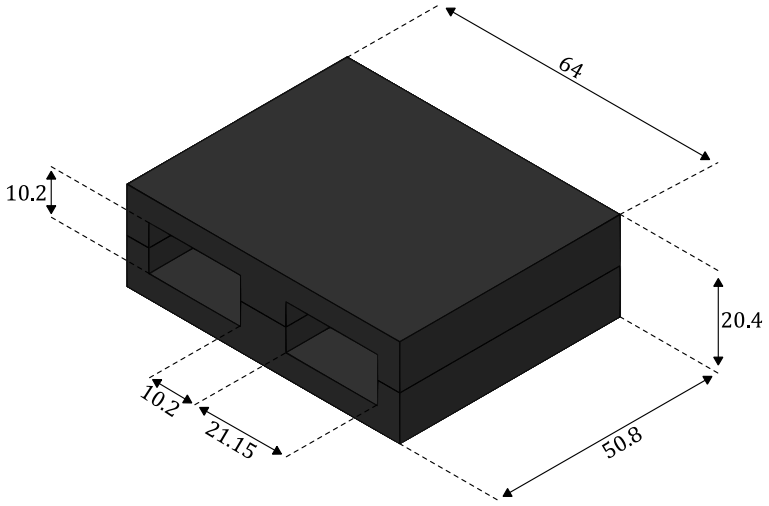


Figure IV-15 : Circuit magnétique élémentaire $\mathrm{EE64}$ (dimensions en mm)

Il faut ensuite choisir un matériau magnétique adapté mais également disponible pour la forme considérée, ce qui en pratique limite les options possibles. Les matériaux considérés sont tous adaptées pour un fonctionnement à des fréquences de l'ordre de $100\mathrm{kHz}$ et sont composés de Manganèse et de Zinc (MnZn). On pourra citer deux principaux fournisseurs de ces circuits magnétiques, EPCOS/TDK (N**XX**) et Ferroxcube (3C**XX**), chaque constructeur proposant plusieurs références de matériaux pour ce format.

Les performances en termes de pertes fer volumique $\mathrm{P_{c\,vol}}$ en fonction de la température et pour des conditions spécifiques de fonctionnement (profil d'induction de forme sinusoïdale, d'amplitude $\mathrm{B_{MAX}}$ de $0.2\mathrm{T}$ et de fréquence F de $100\mathrm{kHz}$) sont représentées sur la figure suivante pour plusieurs références de matériaux :

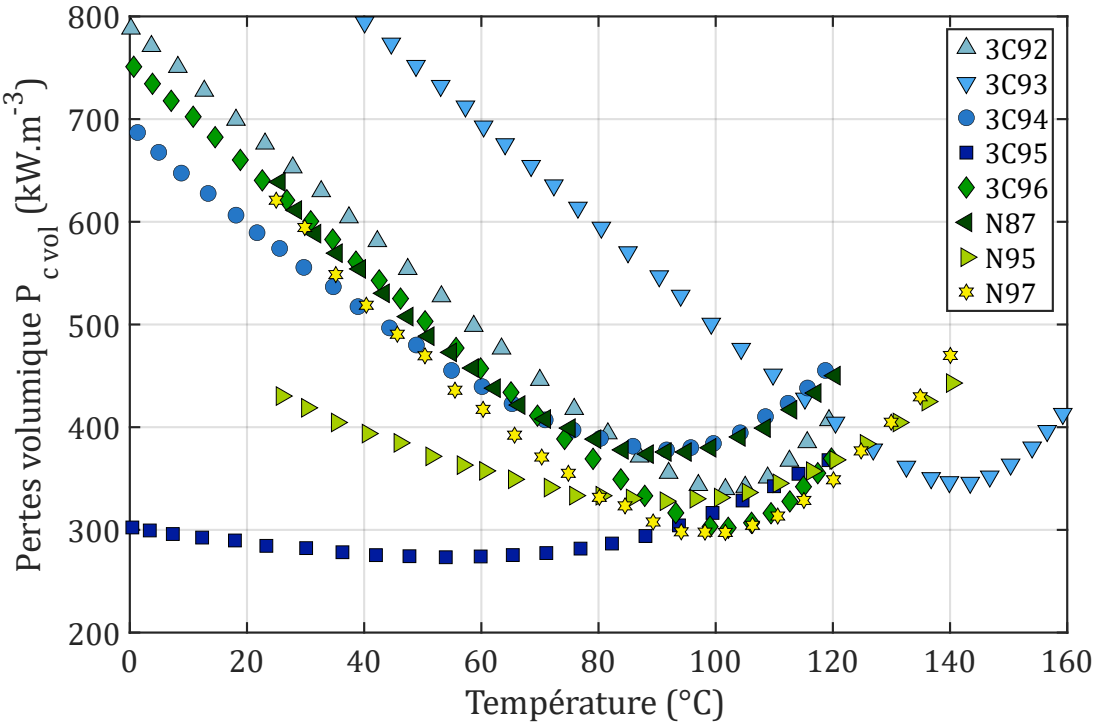


Figure IV-16 : Pertes fer volumiques de différents matériaux magnétiques @sinus, B_{MAX} = 0.2T, F = 100kHz

Ces différentes caractéristiques présentent un minimum autour d'une température le plus souvent proche de 80 - 100°C. Certaines caractéristiques évoluent plus ou moins sensiblement avec la température. Dans notre cas, nous avons opté pour l'utilisation du matériau 3C95, présentant des pertes fer volumiques les plus faibles sur une grande plage de température, avec un minimum à 60°C.

Pour les bobinages, nous avons opté pour une technologie sur PCB, ce qui implique l'utilisation de cuivre, et n'est envisageable que pour des épaisseurs maximales de quelques 100µm ce qui sera adapté à ce composant plutôt haute tension. Cette technologie possède plusieurs avantages : elle peut aisément être sous-traitée, la forme et l'épaisseur des conducteurs sont parfaitement maîtrisées et reproductibles, et il est facile de combiner les conducteurs pour constituer le bobinage de son choix. L'inconvénient est la limitation dans le choix de l'épaisseur de cuivre, qui dépend de ce que proposent les fabricants de PCB. Il faut donc éventuellement forcer le design avec des épaisseurs disponibles. Nous le verrons par la suite, l'épaisseur de cuivre nécessaire est de l'ordre de 200µm pour le primaire, et supérieure à 300µm pour le secondaire. Il faut également noter que le choix de la technologie sur PCB implique de mettre en œuvre des solutions adéquates pour interconnecter les différentes spires.

Dans cette gamme d'épaisseur de cuivre, seule l'entreprise Safe-Pcb a pu satisfaire en partie cette exigence, rendant possible le design de spire d'une épaisseur maximale de 210µm. Compte tenu de cette limitation, nous avons fait le choix de fixer la même épaisseur de cuivre (et donc la même section de conducteur) au primaire et au secondaire du transformateur. Nous avons préféré ne pas paralléliser de conducteurs pour éviter d'éventuels déséquilibres en courant entre bobinages.

IV.4.1.2. Fonctionnement général de l'outil de design

Les différentes orientations préliminaires étant définies, il est nécessaire à présent de rappeler les grandes lignes de la méthode de design utilisée pour le transformateur. L'équipe montpelliéraine possède une certaine expérience en matière de transformateur HF de type planar. Un outil de design a notamment été développé aux fils des années et a été utilisé dans d'autres projets [2]–[5]. Les lecteurs sont invités à se référer aux travaux présentés dans l'article [2] et dans les thèses [3], [4] pour une analyse plus détaillée de l'outil.

Le processus de dimensionnement d'un transformateur, reposant sur l'outil de design évoqué précédemment, vise à répondre à plusieurs caractéristiques :

- Respecter un cahier des charges électrique : la tension et le courant maximal appliqué à chaque enroulement, la puissance, le rapport de transformation, la fréquence de fonctionnement, la forme des signaux etc. Ces différentes données sont imposées par le choix de la topologie du convertisseur et le cahier des charges initial,
- Le circuit magnétique doit être choisi judicieusement d'une part, sur sa géométrie (forme disponible sur le marché, compatible avec la puissance en jeu, section magnétique et fenêtre de bobinage suffisantes) et sur son matériau (choix d'un matériau performant) d'autre part. Une estimation des pertes au sein du circuit magnétique est également mise en place selon un modèle de Steinmetz modifié [2],
- Le bobinage doit lui aussi être étudié, premièrement sur des caractéristiques telles que le nombre de spires, la section des conducteurs et la répartition des conducteurs. Une estimation des pertes dans le bobinage est également effectuée dans un second temps, à partir d'une modélisation $1\mathrm{D}$ initiée par Dowell [6],
- Enfin, toutes les caractéristiques précédentes doivent tenir compte des aspects thermiques, tels que la température maximale acceptée et la technique de refroidissement utilisée.

In fine, le transformateur dimensionné est le résultat d'un processus itératif mêlant les différents points évoqués précédemment et une estimation des pertes dans le circuit magnétique et dans le bobinage. L'outil utilisé n'est pas à proprement parler un outil d'optimisation, dans la mesure où de nombreux paramètres doivent être fixés par le concepteur, en particulier en ce qui concerne l'organisation du bobinage. Il donne une solution unique correspondant aux choix effectués et il est généralement nécessaire d'itérer le processus pour converger vers une solution adaptée (pertes et élévation de température minimisées), avec la forme souhaitée.

La méthode de résolution employée par cet outil est basée sur l'usage de la classique formule du produit des aires, qui est le produit de la surface traversée par le flux magnétique dans le noyau $\mathrm{A_c}$ et de la surface dans laquelle s'inscrit le bobinage $\mathrm{A_w}$:

$$\mathrm{AP} = \mathrm{A_w}.\mathrm{A_c} \qquad \textbf{(IV-1)}$$

Cette formule permet de lier indirectement le volume du transformateur avec les différents paramètres géométriques et physiques caractéristiques conformément à la relation suivante :

$$\mathrm{AP} = \mathrm{P_S} \cdot \frac{\mathrm{K_{P1}} \cdot \frac{\mathrm{K_{w1}}}{\mathrm{J_1}} + \mathrm{K_{P2}} \cdot \frac{\mathrm{K_{w2}}}{\mathrm{J_2}}}{\Delta\mathrm{B}.\mathrm{F_{DEC}}} \qquad \textbf{(IV-2)}$$

On y retrouve premièrement une contribution de la puissance, notée ici P_S. Naturellement, plus la puissance du transformateur est importante, plus il sera volumineux. Inversement, et de façon tout à fait classique, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, ici, F_{DEC}, implique une diminution du volume du transformateur (loi de Lenz).

Des coefficients K_{P1} et K_{P2} d'une part et K_{w1} et K_{w2} d'autre part, sont des coefficients liés respectivement à la topologie du convertisseur et au facteur de remplissage des conducteurs.

Enfin, la densité de courant efficace au primaire J_1 et au secondaire J_2 d'un côté, et l'amplitude de la variation d'induction ΔB de l'autre, sont les paramètres qui permettront de remonter respectivement aux pertes dans les bobinages P_w (aussi appelées *pertes Joules,* ou encore *« **w**inding losses »* en anglais) et dans le circuit magnétique P_c (aussi appelées *pertes fer, « **c**ore losses* » en anglais). Ils sont, dans un premier temps, inconnus et sont par ailleurs dépendants de la géométrie. La résolution, telle quelle, de l'équation (IV-2) est donc impossible à ce stade.

Pour pouvoir appliquer cette formule, il faut pouvoir exprimer les densités de courant J_1, J_2 et l'amplitude de l'induction ΔB à partir d'une estimation des pertes P_w et P_c. Pour cela, la prise en compte de l'élévation de la température ΔT est essentielle et permet d'exprimer ces derniers paramètres en fonction de la géométrie, sur la base d'un modèle thermique surfacique élémentaire :

$$\Delta T = \frac{P_w + P_c}{H.A_{TH}} \qquad \textbf{(IV-3)}$$

Avec H le coefficient d'échange thermique et A_{TH} la surface d'échange thermique.

On peut introduire un coefficient $K_{w/c}$ quantifiant la répartition entre les pertes Joules et les pertes fer. Fixer ce paramètre permet de résoudre indépendamment, pour une élévation de température ΔT donnée, les pertes Joules P_w et les pertes fer P_c :

$$K_{w/c} = \frac{P_w}{P_c} \qquad \textbf{(IV-4)}$$

$$\Delta T = \frac{P_c \times (1 + K_{w/c})}{H.A_{TH}} = \frac{P_w \times \left(1 + \frac{1}{K_{w/c}}\right)}{H.A_{TH}} \qquad \textbf{(IV-5)}$$

Il a été démontré dans l'article de référence qu'un produit des aires optimal était obtenu pour une valeur particulière de ce coefficient :

$$K_{w/c} = \frac{\beta_F}{2} \qquad \textbf{(IV-6)}$$

Avec β_F un paramètre du modèle de Steinmetz modifié (IV-8)

- L'évaluation des **pertes Joules** P_w est basée sur une étude analytique monodimensionnelle (modèle 1D), tenant compte de l'imbrication des bobinages :

  $$P_w = \rho.\left(Vol_{w1}.{J_1}^2.g_1 + Vol_{w2}.{J_2}^2.g_2\right) \qquad \textbf{(IV-7)}$$

  Avec ρ la résistivité du conducteur, $Vol_{w1,2}$ les volumes des bobinages primaire et secondaire.

  Les fonctions g_1 et g_2 représentent l'accroissement de la résistance du bobinage avec la fréquence pour le primaire et le secondaire. Elles tiennent compte de la forme du courant (décomposition en série de Fourier du signal) et de l'agencement des bobinages. Ces fonctions sont liées indirectement au produit des aires. Plus l'entrelacement entre primaire et

secondaire sera élevé, plus faible sera cet accroissement (réduction du champ magnétique dans les conducteurs)

- L'estimation des **pertes fer** P_c est basée quant à elle sur un modèle de Steinmetz étendu :

$$P_c = (K_{c1} F^{\alpha_1} + K_{c2} F^{\alpha_2}) . \Delta B^{\beta_F} . Vol_c \qquad \textbf{(IV-8)}$$

Avec $K_{c1,2}$, $\alpha_{1,2}$ et β_F des constantes liées aux performances du matériau et Vol_c le volume du circuit magnétique.

Ce modèle de pertes fer est établi par approximation des courbes présentes dans les datasheets. Enfin, ce modèle est valable pour un champ magnétique de forme sinusoïdale. Dans notre cas (champ magnétisant triangulaire), nous considérons que le modèle devrait donner des résultats cohérents étant donné le faible contenu harmonique d'un tel signal. D'autres modèles permettent de prendre en compte des formes d'ondes autres que sinusoïdales [7] mais cela n'a pas été implanté dans l'outil de dimensionnement.

La combinaison des équations (IV-2) à (IV-8) conduit à l'expression du produit des aires suivante :

$$AP = P_S \cdot \frac{\dfrac{K_{P1} . K_{w1}}{\left(\dfrac{\Delta T . H . A_{TH}}{\left(1 + \dfrac{1}{K_{w/c}}\right) . Vol_{w1} . g_1 . \rho}\right)^{\frac{1}{2}}} + \dfrac{K_{P2} . K_{w2}}{\left(\dfrac{\Delta T . H . A_{TH}}{\left(1 + \dfrac{1}{K_{w/c}}\right) . Vol_{w2} . g_2 . \rho}\right)^{\frac{1}{2}}}}{\left(\dfrac{\Delta T . H . A_{TH}}{\left(1 + K_{w/c}\right) . Vol_c . (K_{c1} F^{\alpha_1} + K_{c2} F^{\alpha_2})}\right)^{\frac{1}{\beta_F}} . F_{DEC}} \qquad \textbf{(IV-9)}$$

Le second membre de l'équation contient des termes eux-mêmes dépendant de AP. La résolution doit être numérique, et deux orientations sont possibles :

- En imposant la fréquence F_{DEC} : On peut appliquer une méthode « homothétique » (détaillée dans l'article de référence), dont le principe est que toutes les variables géométriques (dimensions, surface, volume) évoluent en suivant une loi homothétique. Une forme de circuit magnétique est imposée au départ, et les différentes dimensions vont évoluer pour converger vers une solution. C'est une étape préliminaire permettant de dégager une tendance générale, avec un circuit magnétique dont les dimensions sont plus ou moins proches du circuit de référence.

- En imposant le circuit magnétique, et donc le produit des aires AP : C'est maintenant la fréquence qui est la variable d'ajustement. C'est l'étape finale permettant la réalisation d'un transformateur avec un circuit magnétique directement tiré du commerce.

IV.4.1.3. Dimensionnement retenu

Nous avons pu trouver, lors des premiers dimensionnements, qu'un transformateur constitué de deux circuits élémentaires EE64 pouvait atteindre une puissance de 3.75kW. Afin d'éviter la multiplication des connexions et des têtes de bobines qu'engendrerait l'association de plusieurs transformateurs, transposer ce résultat en juxtaposant en ligne 2 voire 4 de ces noyaux avec un bobinage commun est tout à fait envisageable. Trois options ont donc été évaluées pour la réalisation d'un prototype de 15kW comme illustré sur la figure suivante :

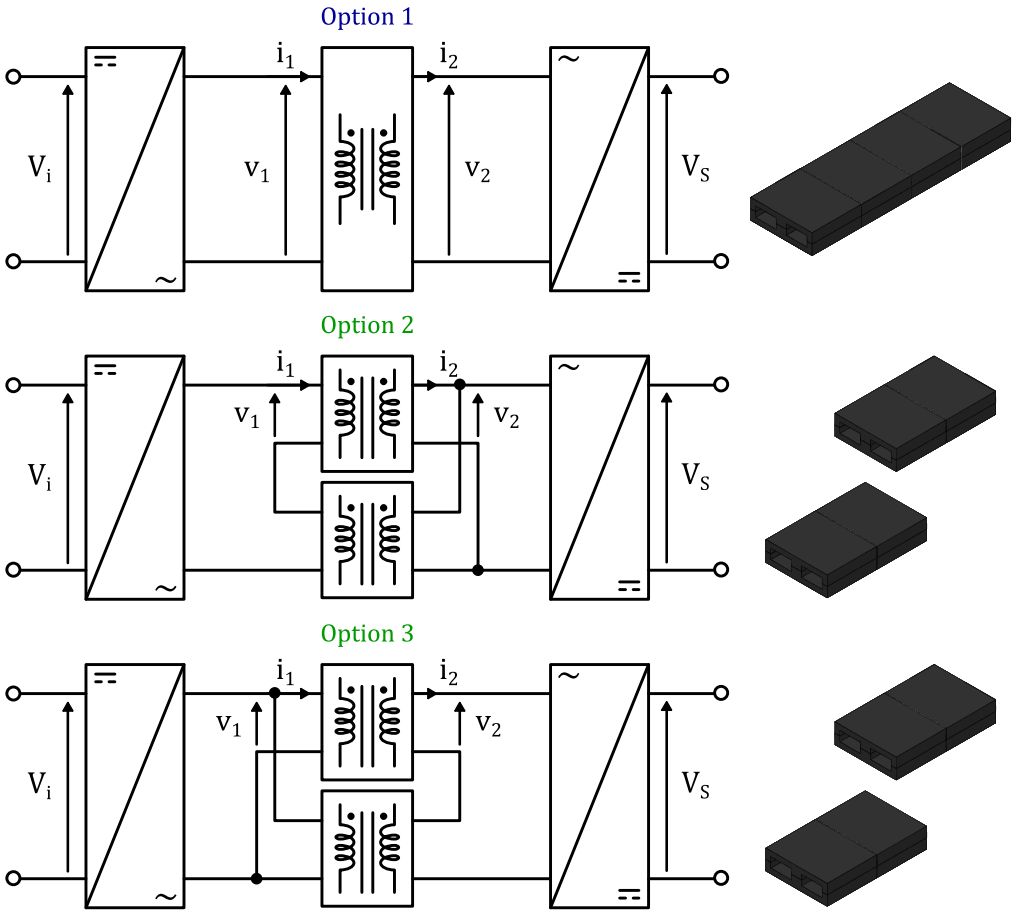


Figure IV-17 : Différentes options pour l'étage isolé d'une puissance de 15kW

Option	Tension de sortie V_S	Tension max primaire $v_{1\,MAX}$	Courant max primaire $i_{1\,MAX}$	Tension max secondaire $v_{2\,MAX}$	Courant max secondaire $i_{2\,MAX}$
1	400V 200V	650V	25A	400V 200V	37.5A 75A
2	400V 200V	325V	25A	400V 200V	18.75A 37.5A
3	400V 200V	650V	12.5A	200V 100V	37.5A 75A

Tableau IV-2 : Contraintes électriques pour les différentes options de transformateur

Une analyse comparative a été menée sur ces trois options. Les paramètres communs appliqués pour cette analyse sont résumés dans le tableau ci-dessous :

Élévation de température	Matériau magnétique	Balayage de fréquence	Tension continue côté primaire	Coefficient d'échange thermique
$\Delta T = 60°C$	3C95	$F = 50$ à $100kHz$	$V_i = 650V$	$H = 25W.°C^{-1}.m^{-2}$

Tableau IV-3 : Paramètres communs à l'analyse comparative des transformateurs du DAB

Le choix du coefficient thermique est une des difficultés de paramétrage de la procédure. Ce coefficient n'est évidemment pas constant sur toutes les faces et dépend de la situation du transformateur dans le système. La valeur retenue ici est une moyenne et suppose la mise en œuvre d'une convection forcée.

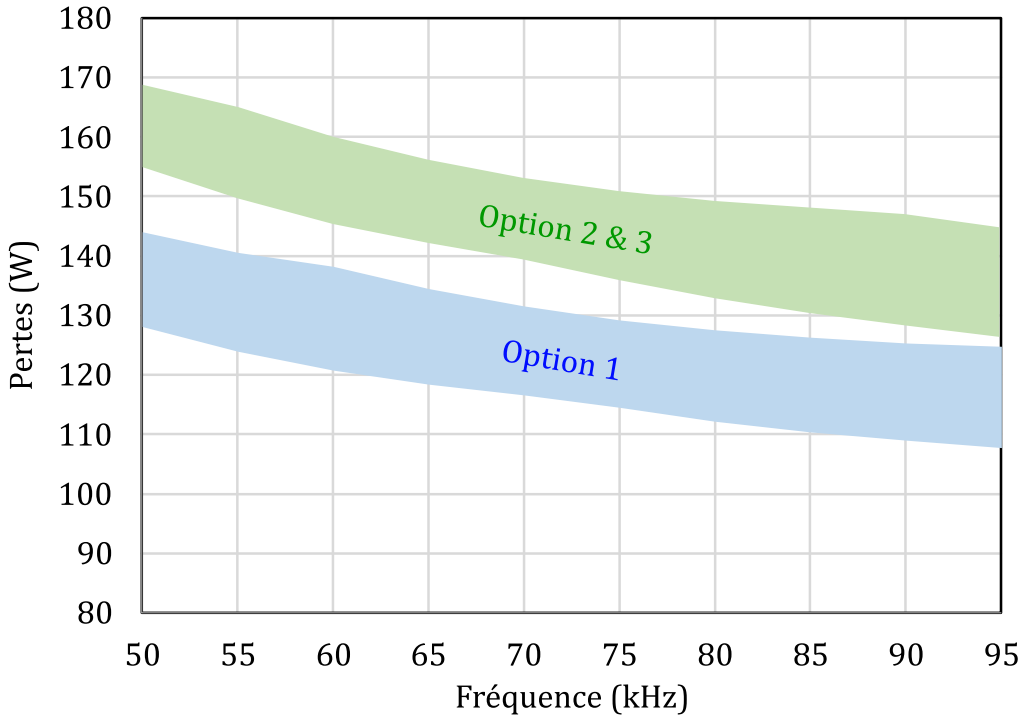


Figure IV-18 : Estimation des pertes côté transformateur pour la solution complète 30kW

La Figure IV-18 représente les données de différents dimensionnements (sur l'agencement des bobinages notamment) pour chacune des trois options. La solution utilisant un transformateur de 15kW semble donc, d'après ces données, présenter moins de pertes que les solutions à deux transformateurs de 7.5kW. A ceci s'ajoute l'effet bénéfique de réduction des interconnexions entre les différents sous éléments de ce convertisseur et du nombre de têtes de bobines. Le transformateur retenu possède donc les caractéristiques suivantes :

F	**N_1**	**N_2**	**e_1**	**e_2**
60kHz	6	4	200µm	300µm
ΔB	**P_c**	**$J_{1,2}$**	**P_w**	**P_{TOT}**
0.196T	24.1W	$7.9A.mm^{-2}$	38.6W	62.7W

Tableau IV-4 : Caractéristiques théoriques du transformateur dimensionné pour 15kW

La configuration retenue pour les bobinages, permettant d'obtenir les résultats résumés dans le Tableau IV-4, est un entrelacement quasi-complet entre primaire et secondaire, tel que représenté sur la Figure IV-19 (représentation non à l'échelle) :

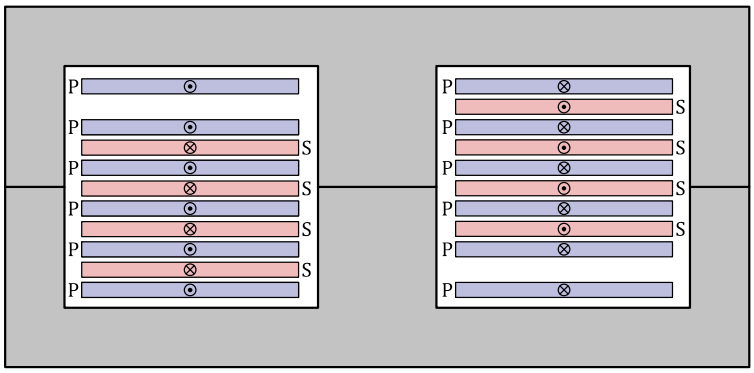


Figure IV-19 : Répartition des bobinages ; P : Primaire, S : Secondaire

Dans l'optique de présenter une solution proche pour les deux versions du convertisseur, le choix a été fait d'utiliser le même transformateur pour les versions 200V et 400V en sortie. Pour cela, le bobinage secondaire a été divisé en deux groupes, mis en série dans la version 400V et mis en parallèle indirectement pour la version 200V (2 ponts secondaires).

IV.4.1.4. Construction et essais

La principale étape de construction du transformateur concerne le bobinage où la technologie PCB s'est imposée. C'est un aspect qui a été considéré en amont du dimensionnement (voir section IV.4.1.1) et qui impose l'utilisation de conducteurs de $210\mu\text{m}$ d'épaisseur pour le primaire et pour le secondaire. Chaque spire a été conçue sur du circuit simple couche. L'interconnexion entre les spires d'un même enroulement a été faite par l'ajout de rubans de cuivre pré-étamés (Figure IV-20). Pour simplifier l'assemblage des spires, nous avons opté pour une méthode électrique. L'ensemble des spires, non assemblées, ont été contraintes mécaniquement, suffisamment pour laisser passer un courant important dans le bobinage. Le passage de ce courant va faire monter en température le cuivre jusqu'à atteindre le point de fusion de l'étain assurant ainsi la brasure de toutes les connexions.

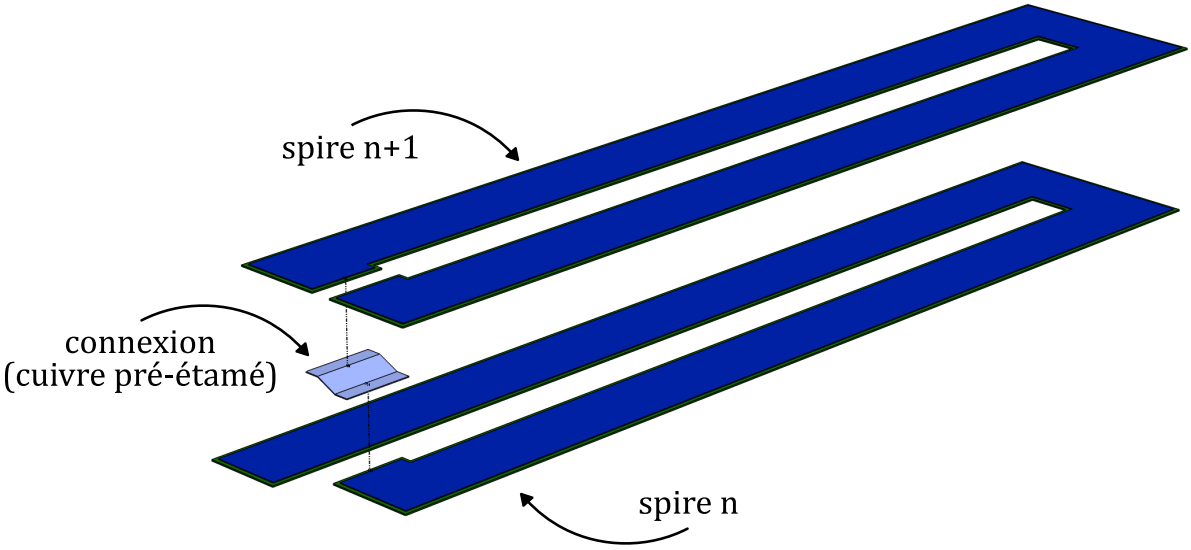


Figure IV-20 : Assemblage des spires

L'assemblage du transformateur est représenté sur la figure suivante :

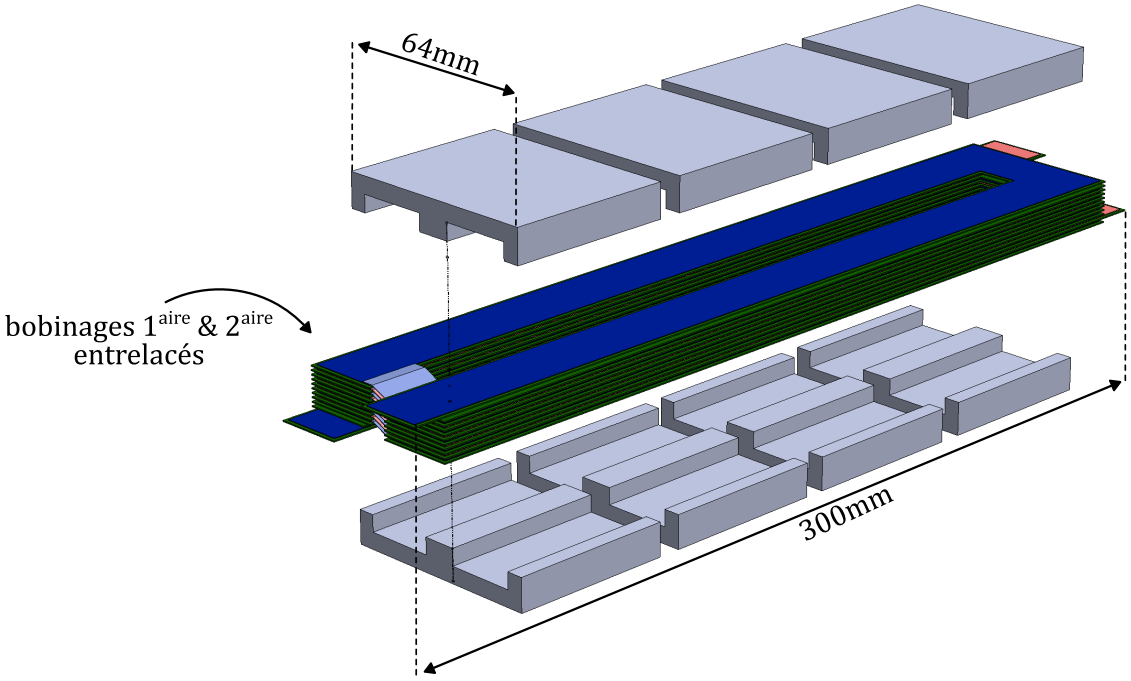


Figure IV-21 : Assemblage complet du transformateur

Les premiers essais du transformateur ont montré d'importants et problématiques effets d'oscillations sur le courant, ici, au niveau du primaire comme illustré sur la Figure IV-22 :

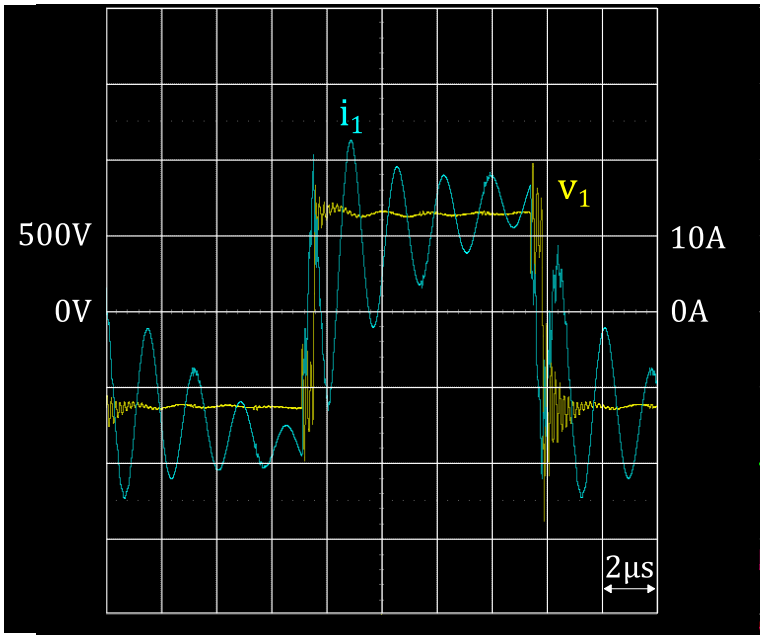


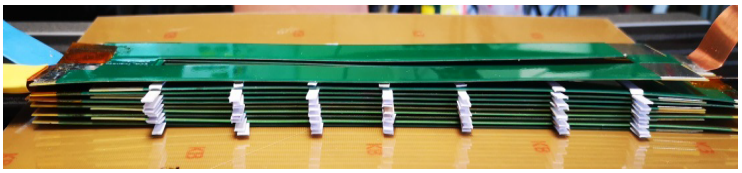
Figure IV-22 : Ondulations sur le courant dans la ligne alternative du DAB

Ces ondulations, d'une fréquence de l'ordre de 500kHz et de plus de 10A d'amplitude, sont dues aux capacités parasites entre primaire et secondaire. En association avec l'inductance AC du DAB, un circuit oscillant est constitué et excité par des échelons de tension générés par les ponts. Nous savons que l'utilisation d'un transformateur planar présente l'inconvénient de capacités parasites importantes, surtout pour les dimensions en question (surface d'une spire S_{sp} de l'ordre de 100cm^2). Un rapide calcul montre qu'entre deux spires jointives, séparées par une couche de FR4 d'épaisseur

e_{FR4} de $350\mu m$ (matériau de base pour les circuits imprimés de permittivité relative proche de 4), la capacité inter-spire C_{is} vaut :

$$C_{is} = C_{FR4} = \frac{\varepsilon_0 . \varepsilon_{r\,FR4} . S_{sp}}{e_{FR4}} \rightarrow \approx 1nF \qquad \textbf{(IV-10)}$$

Cette valeur a pu être vérifiée à l'aide d'un pont RLC de référence HM8118. Afin de réduire cette capacité inter-spire, nous avons inséré des cales en papier (permittivité $\varepsilon_{r\,p} \approx 2.5$) sur une surface S_p d'environ 10% de la surface d'une spire (soit $10cm^2$) pour une épaisseur e_p de $350\mu m$. Les 90% de surface restante étant de l'air ($\varepsilon_{r\,air} = 1$) :



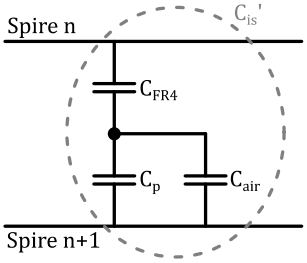


Figure IV-23 : Réduction des capacités parasites par ajout de cales en papier

Par calcul, on obtient une capacité inter-spire C_{is}', également validée par une mesure avec le même pont RLC, de :

$$C_{is}' = \frac{1}{\frac{1}{C_{FR4}} + \frac{1}{C_p + C_{air}}} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{\varepsilon_0 . \varepsilon_{r\,FR4} . S_{sp}}{e_{FR4}}} + \frac{1}{\frac{\varepsilon_0 . \varepsilon_{r\,p} . S_p}{e_p} + \frac{\varepsilon_0 . \varepsilon_{r\,air} . S_{air}}{e_{air}}}} \rightarrow \approx 220pF \qquad \textbf{(IV-11)}$$

La réduction des capacités parasites (d'un facteur 5) a eu pour effet immédiat une forte réduction de l'amplitude des ondulations de courant :

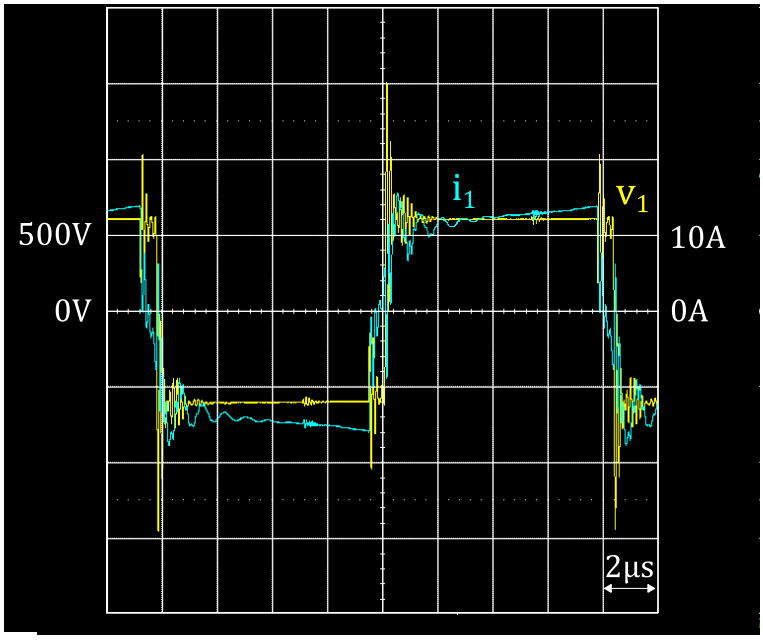


Figure IV-24 : Réduction des ondulations sur le courant dans la ligne alternative du DAB

Lors des essais en puissance, nous avons observé à l'aide d'une caméra thermique l'évolution de la température en surface du transformateur (ferrites situées au-dessus et bobinage au niveau des têtes de bobines), sans système de refroidissement. Naturellement, la température au cœur du

transformateur est plus élevée, mais à ce stade, nous ne souhaitions qu'observer la surface du transformateur pour avoir une tendance :

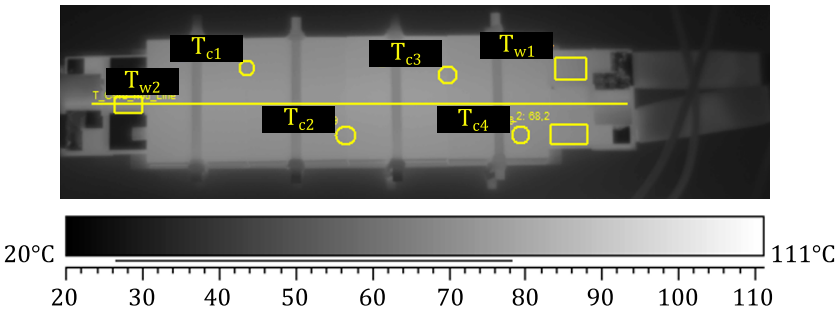


Figure IV-25 : Dispositif de mesure de température au niveau du transformateur (caméra thermique)

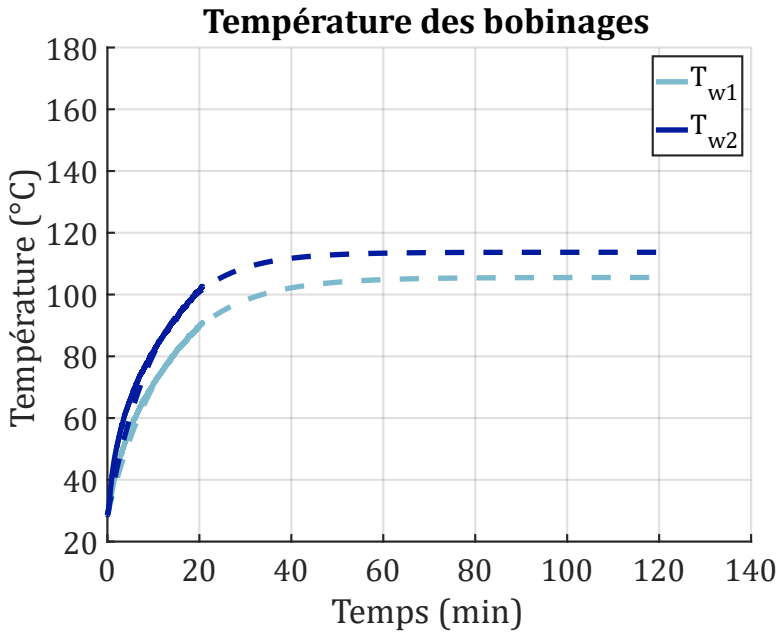


Figure IV-26 : Relevés de température des bobinages du transformateur en convection naturelle

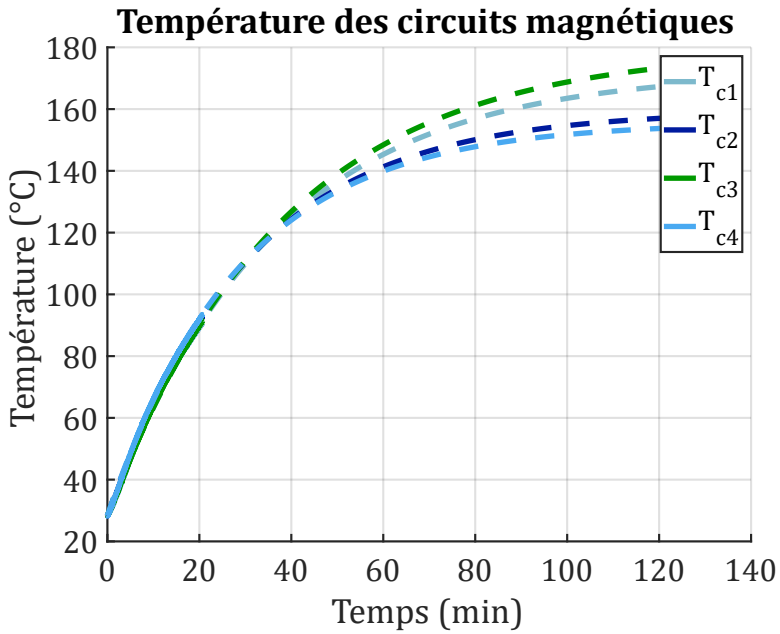


Figure IV-27 : Relevés de température des circuits magnétiques du transformateur en convection naturelle

A puissance légèrement réduite (environ 12kW), les essais ont été stoppés avant d'endommager le transformateur (environ $100°\text{C}$ côté bobinage au bout de 20min). Si l'on suppose que l'évolution de la température au niveau des bobinages et au niveau des ferrites, prise en compte séparément, sont régis par deux systèmes du premier ordre, la température du bobinage devrait atteindre 105 à $115°\text{C}$ et les ferrites 150 à $180°\text{C}$. Cette approximation ne tient pas compte de l'interaction entre les bobinages et les ferrites. Rappelons-le, ces températures sont obtenues sans système de refroidissement. Initialement, il était prévu d'évacuer la chaleur issue des pertes vers la surface du transformateur par conduction (bobinage et ferrites en contact proche) et de ventiler. Pour assurer une bonne conduction, les spires et les ferrites doivent être les plus rapprochées possibles, venant en contradiction avec la réduction des capacités parasites, qui suppose l'éloignement des spires, nécessaire pour le bon fonctionnement du DAB.

S'est alors imposée la nécessité d'imaginer un système de refroidissement plus complexe, permettant de ventiler l'intérieur du transformateur (utilisation de l'air disponible entre chaque spire et entre les ferrites et le bobinage). Ceci est rendu possible par la mise en place d'un système de canalisation d'air et d'ajout de cales en polymère (impression 3D) disposées sur les spires et ne gênant pas la circulation de l'air. Afin d'assurer une ventilation efficace et une réduction de la température des conducteurs, nous avons rehaussé la fenêtre de bobinage du transformateur, au prix d'une augmentation d'environ 6% du volume du circuit magnétique (et donc des pertes fer). Afin de remplir au maximum la fenêtre de bobinage, l'épaisseur des cales en polymère a été fixée à $700\mu\text{m}$:

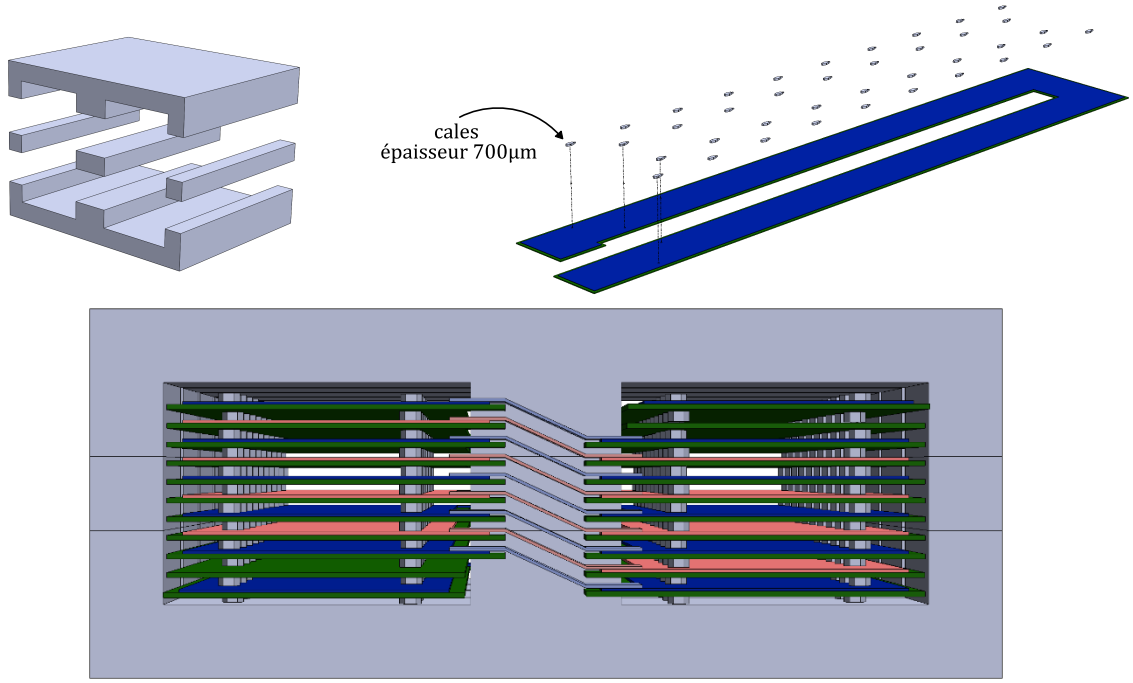


Figure IV-28 : Augmentation de la hauteur de fenêtre de bobinage (gauche) et ajout de cale en polymère sur les spires (droite). Assemblage complet (bas).

Le bon refroidissement du transformateur est assuré :

- D'une part, par une boîte à air, permettant de forcer la circulation de l'air autour des ferrites et entre les spires. Cette boîte à air est également une aide au maintien mécanique de l'ensemble du transformateur.
- D'autre part, par la séparation des 4 circuits magnétiques (environ 0.5cm). Cette séparation permet de diviser par 4 la distance parcourue par l'air entre les spires. Les pertes de charge sont réduites, ainsi que l'augmentation de la température de l'air. Les canaux d'air étant en parallèle, le débit est multiplié par 4 pour une même vitesse de l'air.

Le principe de refroidissement du transformateur est illustré sur la Figure IV-29 :

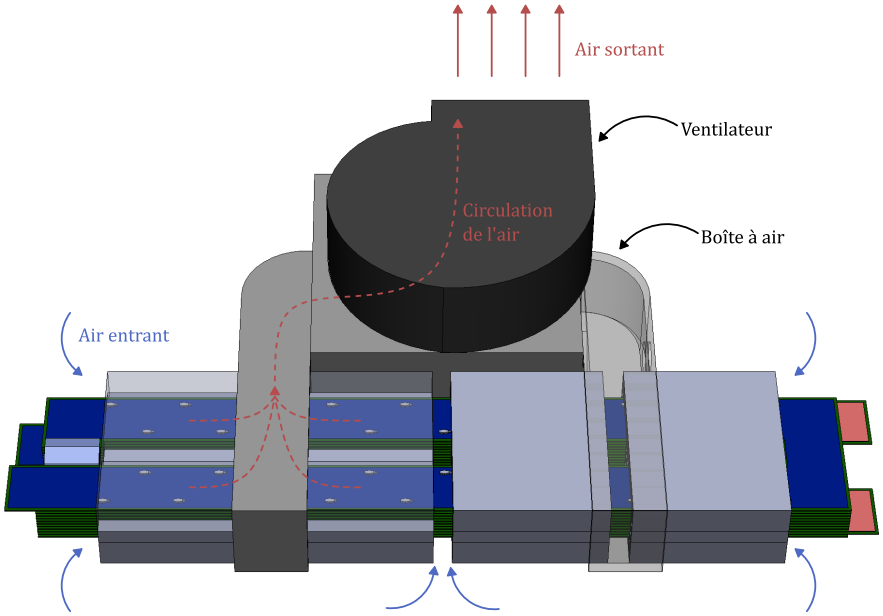


Figure IV-29 : Système de refroidissement complet dédié au transformateur

Des essais complémentaires ont été effectués avec le système de refroidissement complet, cette fois-ci, à puissance réduite (7kW) puis à puissance nominale (15kW). Des sondes PT1000 ont été installées entre plusieurs spires. L'élévation de température ΔT après stabilisation thermique est comprise entre 8 et 13°C :

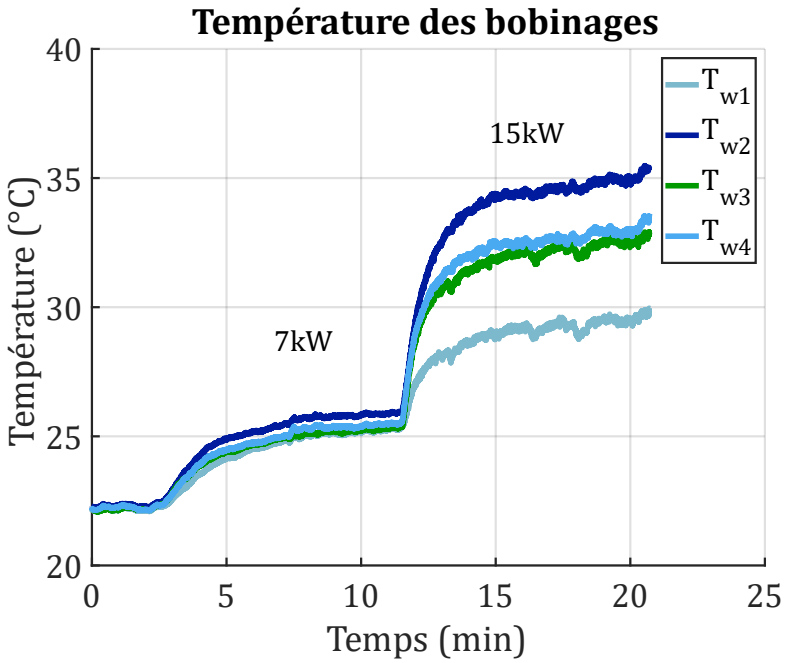


Figure IV-30 : Relevés de température des bobinages du transformateur en convection forcée

Par cet essai, nous pouvons valider la méthode de refroidissement, permettant d'une part de réduire l'échauffement du transformateur et d'autre part d'imaginer, par la suite, une mutualisation du refroidissement de l'ensemble des composants du convertisseur. Cet aspect sera traité en section IV.6 page 154. Nous pouvons cependant noter que le système de refroidissement, tel qu'utilisé pour la maquette est surdimensionné par rapport aux nécessités. Il s'agit ici d'une validation de principe.

IV.4.2. Inductance de la ligne alternative du DAB

Le fonctionnement particulier de l'inductance du DAB avec une composante de courant purement alternative, pose le problème de la maîtrise des pertes HF tant pour le bobinage que pour le noyau magnétique. Dans un premier temps, avant de tenir compte des aspects technologiques, établir la valeur de cette inductance est essentiel.

Comme indiqué dans le **Chapitre III**, la valeur de l'inductance est un élément crucial concernant la zone de fonctionnement en ZVS et la puissance maximale transmise. Le choix de l'architecture composée de deux étages, permettant au DAB de fonctionner en point fixe, est un net avantage sur la valeur de l'inductance. Située au primaire du DAB, pour la version 400V, cette inductance est soumise aux contraintes électriques suivantes :

Tension maximale	Courant efficace
$V_M = 1250V$	$i_{L_{AC}\,eff} = 27A$

Tableau IV-5 : Contraintes électrique de l'inductance du DAB

En fonctionnant en point fixe, le DAB fonctionne dans des conditions idéales concernant le mode ZVS, et ce, en théorie, quelle que soit la valeur de l'inductance. Cependant, nous devons souligner l'impact de cette valeur en pratique. Dans le cas d'une valeur trop basse, le déphasage permettant l'accroissement du courant dans l'inductance serait alors très faible, et la finesse de réglage de ce paramètre serait alors source de problèmes. A l'inverse, une valeur d'inductance trop importante aurait comme conséquence d'une part, de ne pas pouvoir fournir la puissance totale et d'autre part, d'avoir à réaliser une inductance plus volumineuse et donc sujette à plus de pertes.

Nous avons donc opté pour une valeur de compromis sur la base des paramètres suivants :

- La fréquence du courant alternatif est la fréquence de découpage du DAB, soit 60kHz, conformément au dimensionnement du transformateur, soit une période de signal d'environ 16.67µs,
- Le temps de déphasage $t_{\varphi\,MAX}$ entre les ponts primaire et secondaire à puissance nominale ne doit représenter qu'une faible fraction de la période du courant. Nous l'avons fixé à environ 1µs (soit un déphasage relatif $\varphi_{R\,MAX}$ de 6% par rapport à la période de découpage),
- La tension d'entrée du DAB V_i est fixée à 650V et la puissance de dimensionnement P_S est de 15kW.

D'après l'équation (III-25) et en tenant compte des différentes conditions énoncées précédemment, la valeur de l'inductance est donc proche de 23µH :

$$L_{AC} = \frac{V_S . V_i . \varphi_{R\,MAX}(1 - 2|\varphi_{R\,MAX}|)}{m . P_S . F_{DEC}} \rightarrow L_{AC} \approx 23\mu H \qquad \textbf{(IV-12)}$$

La construction de cette inductance passe par un choix adapté du noyau magnétique et par un agencement judicieux du bobinage. Compte tenu des effets liés à la fréquence, l'utilisation de noyau magnétique à entrefer réparti n'est pas une option compte tenu des niveaux de pertes fer nettement supérieures à ceux des ferrites ([8], [9]). Comme pour le transformateur, nous avons choisi un matériau

de type ferrite MnZn dans une forme toroïdale (B64290L0699X087) dont les caractéristiques sont résumées dans le Tableau IV-6.

Matériau	Perméabilité relative	Pertes fer volumiques	Surface de fer	Volume du noyau
N87	$\mu_r = 2200$	$P_{c\,vol} = 400\text{kW.m}^{-3*}$	$A_{c\,L_{AC}} = 305.6\text{mm}^2$	$V_{c\,L_{AC}} = 46{,}5\text{cm}^{-3}$

* : Données pour $F = 100\text{kHz}, T = 80°\text{C}, B_{MAX\,@sinus} = 0.2\text{T}$

Tableau IV-6 : Caractéristiques du tore B64290L0699X087

Le choix de la valeur de l'entrefer et du nombre de spires est le résultat d'un compromis entre induction maximale, encombrement, minimisation de l'entrefer. Tout d'abord, nous pouvons déterminer le nombre de spires nécessaire, limitant la valeur maximale de l'induction à partir des éléments précédents et de la loi de Lenz :

$$v_{L_{AC}} = N_{L_{AC}} \cdot \frac{d\phi_{L_{AC}}}{dt} = N_{L_{AC}} \cdot \frac{A_{c\,L_{AC}} . dB_{L_{AC}}}{dt} \qquad \textbf{(IV-13)}$$

L'évolution temporelle de la tension aux bornes de l'inductance $v_{L_{AC}}$ et de l'induction $B_{L_{AC}}$ sont représentées sur la Figure IV-31 :

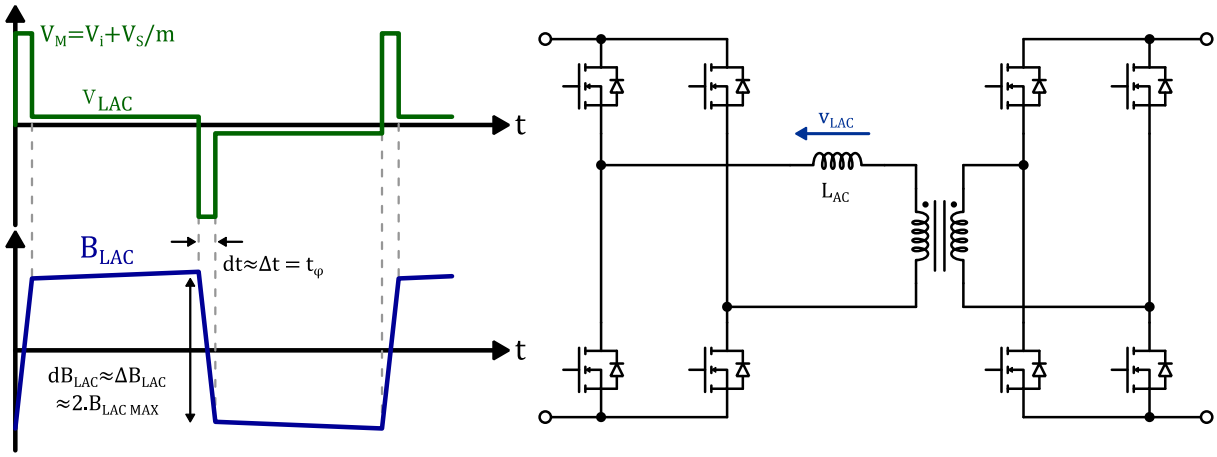


Figure IV-31 : Allure de la variation d'induction dans l'inductance du DAB

En fixant, par exemple, une variation d'induction maximale $\Delta B_{L_{AC}}$ de 0.25T, qui correspond à des valeurs couramment utilisées lors des dimensionnements, il en résulte, avec ce noyau, un nombre de spires $N_{L_{AC}}$ de :

$$N_{L_{AC}} = \frac{V_M . t_\varphi}{A_{c\,L_{AC}} . \Delta B_{L_{AC}}} \rightarrow N_{L_{AC}} \approx 16 \qquad \textbf{(IV-14)}$$

Connaissant le nombre de spires, la valeur de l'entrefer e peut être calculée en s'appuyant sur le schéma suivant et en posant quelques hypothèses simplificatrices :

- Le flux magnétique dans l'entrefer suit une trajectoire rectiligne, perpendiculaire à la surface de fer. Cela suppose que le flux traversant l'entrefer est concentré sur une surface équivalente à la surface du noyau.

- La perméabilité relative du noyau magnétique μ_r est nettement supérieure à la perméabilité relative de l'air. Cette hypothèse est généralement toujours valide. Cette hypothèse implique que la réluctance du noyau magnétique (core) $\mathcal{R}_c$ est nettement inférieure à la réluctance de l'entrefer $\mathcal{R}_e$ et peut donc être négligée.

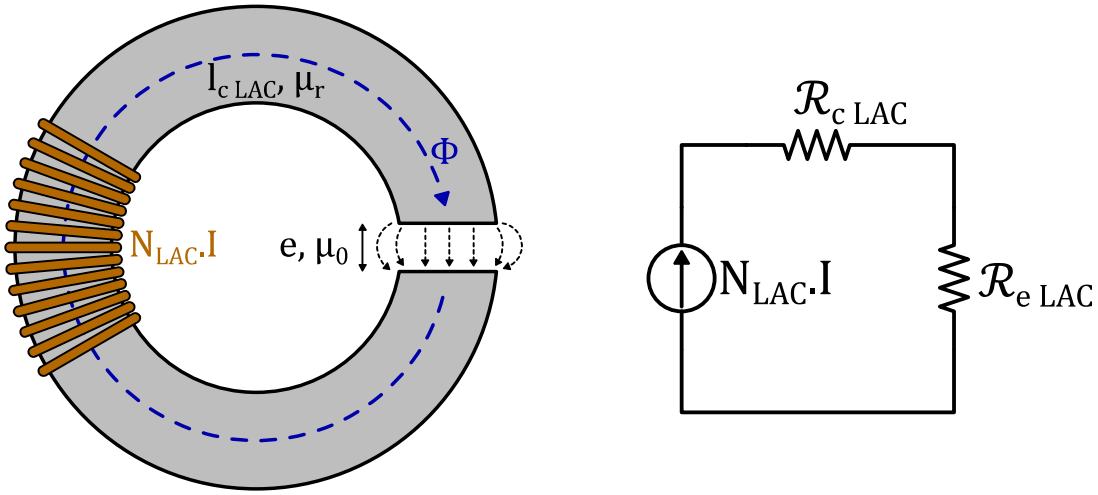


Figure IV-32 : Schéma de principe du dimensionnement de l'inductance du DAB (gauche) et le schéma équivalent électrique selon la loin d'Hopkinson (droite)

$$\mathcal{R}_{c\,L_{AC}} \approx \frac{l_{c\,L_{AC}}}{\mu_0 . \mu_{r\,L_{AC}} . A_{c\,L_{AC}}} \qquad \textbf{(IV-15)}$$

Avec $l_{c\,L_{AC}}$ la distance parcourue par le flux magnétique dans le noyau

$$\mathcal{R}_{e\,L_{AC}} \approx \frac{e}{\mu_0 . A_{c\,L_{AC}}} \qquad \textbf{(IV-16)}$$

Avec μ_0 la perméabilité du vide est égale à $4\pi . 10^{-7} \mathrm{H.m^{-1}}$. En supposant que l'inductance fonctionne en régime linéaire (pas de saturation du noyau), on peut poser :

$$\sum \mathrm{NI} = \sum \mathcal{R}\phi \rightarrow N_{L_{AC}} . I_{L_{AC}} = \mathcal{R}_{e\,L_{AC}} . \frac{L_{AC} . I_{L_{AC}}}{N_{L_{AC}}} \rightarrow L_{AC} = \frac{{N_{L_{AC}}}^2}{\mathcal{R}_{e\,L_{AC}}} \qquad \textbf{(IV-17)}$$

$$\textbf{(IV-17)} \rightarrow \quad e = \frac{{N_{L_{AC}}}^2 . A_{c\,L_{AC}} . \mu_0}{L_{AC}} \approx 4.3\mathrm{mm} \qquad \textbf{(IV-18)}$$

En réalité, l'hypothèse d'homogénéité du champ dans le noyau et l'entrefer n'est pas véritablement valide pour de tels épaisseurs. On parle classiquement d'épanouissement des lignes de champ, qui nécessite de majorer la valeur de l'entrefer calculé avec le modèle élémentaire. Plutôt que d'effectuer de longues simulations par éléments finis, nous avons fait quelques essais avec un tore coupé en deux et un bobinage provisoire. Il en est ressorti qu'un entrefer d'environ $6\mathrm{mm}$ était nécessaire pour obtenir une valeur d'inductance adéquate.

Pour la réalisation proprement dite de cette inductance, rappelons quelques pratiques visant à minimiser les pertes HF, que nous avons illustré avec des simulations par éléments finis 2D :

- La présence d'entrefer implique d'éloigner au maximum les bobinages pour limiter les effets de proximité avec un champ magnétique externe,

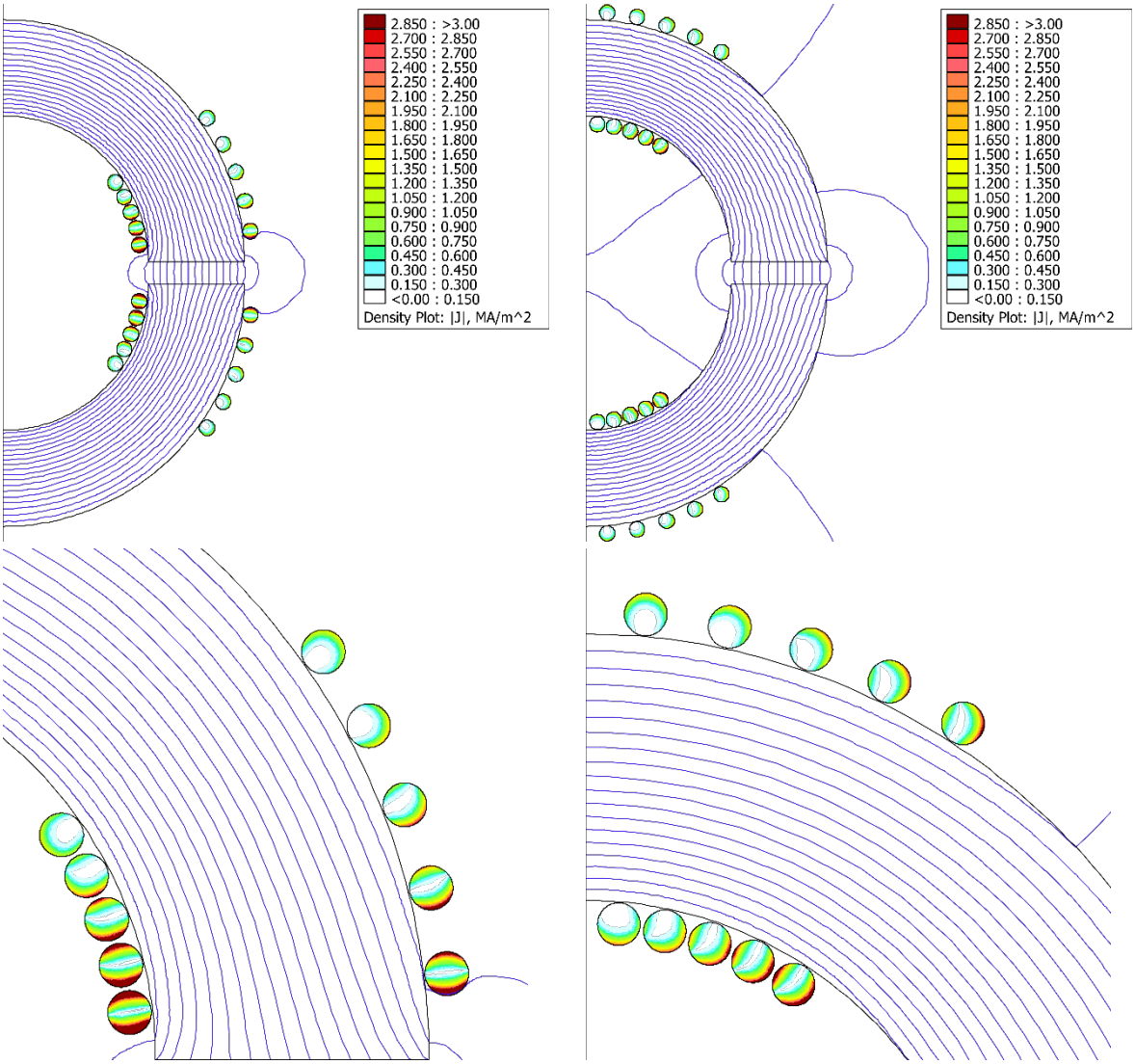


Figure IV-33 : Exemple d'inductance avec entrefer : bobinage proche de l'entrefer (gauche), bobinage éloigné de l'entrefer (droite). Données issues de simulation sous femm.

$$R_{DC\,lin} = 0.137\Omega.m^{-1}$$

$$R_{AC\,lin} = 4.31\Omega.m^{-1} \qquad R_{AC\,lin} = 1.77\Omega.m^{-1}$$

$$R_{AC}/R_{DC} = 31.5 \qquad R_{AC}/R_{DC} = 12.9$$

- Le fractionnement de l'entrefer est également une solution à privilégier car il permet, du fait de la limitation de l'épanouissement des lignes de champs de réduire également l'interaction avec le bobinage :

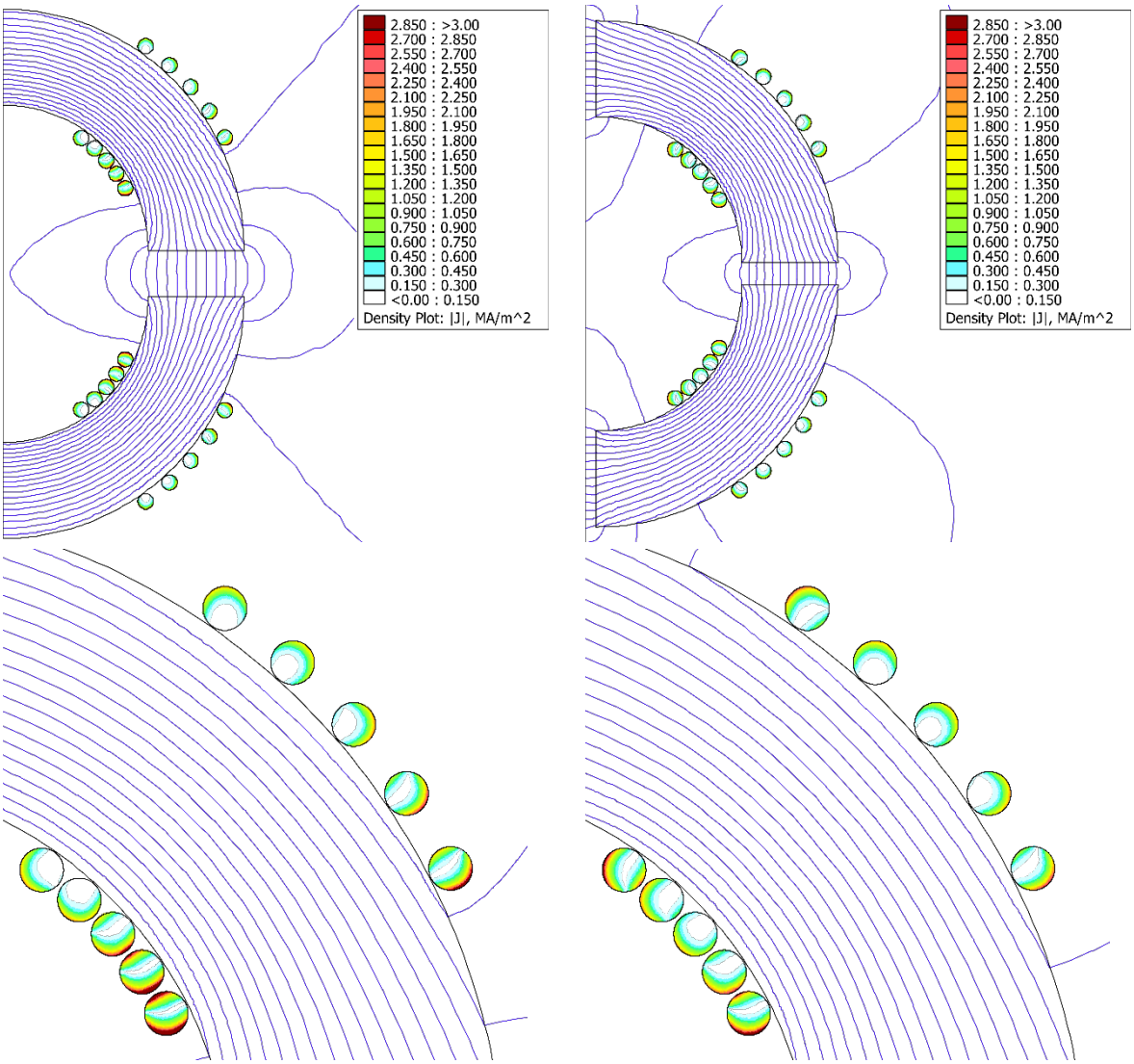


Figure IV-34 : Exemple d'inductance avec entrefer : entrefer unique (gauche), entrefer divisé (droite). Données issues de simulation sous femm.

$$R_{DC\,lin} = 0.137\Omega.\,m^{-1}$$

$$R_{AC\,lin} = 1.64\Omega.\,m^{-1} \qquad R_{AC\,lin} = 1.08\Omega.\,m^{-1}$$

$$R_{AC}/R_{DC} = 11.9 \qquad R_{AC}/R_{DC} = 7.9$$

Dans le composant final, l'entrefer de $6mm$ sera réparti en quatre entrefers de $1.5mm$ en découpant simplement un tore en 4 et en le ré-assemblant à l'aide d'un système de carcasses bloquant les 4 sections.

Notons que les données renseignées sur les Figure IV-33 et Figure IV-34, issues des simulations par éléments finis sous femm (2D) ne sont données qu'à titre d'information qualitative. Il n'est pas raisonnable à ce stade d'espérer obtenir des informations précise d'accroissement de la résistance du bobinage avec la fréquence, pour ce type de composant, avec une représentation simplifiée 2D. Nous n'avons pas réalisé de modélisation 3D car nous souhaitions privilégier l'utilisation de fil de Litz, impossible à modéliser dans un bobinage toroïdal.

Pour la réalisation du bobinage, par retour d'expérience, nous avons opté pour l'association de quatre bobines réparties sur la périphérie, au centre de chacune des sections du circuit magnétique. Nous avons privilégié la mise en parallèle de bobinages utilisant un fil de Litz de faible section, a priori plus performant qu'un fil de Litz dimensionné pour le courant total. La disposition du bobinage ainsi réalisé est donnée Figure IV-35 ainsi qu'une vue de l'inductance assemblée :

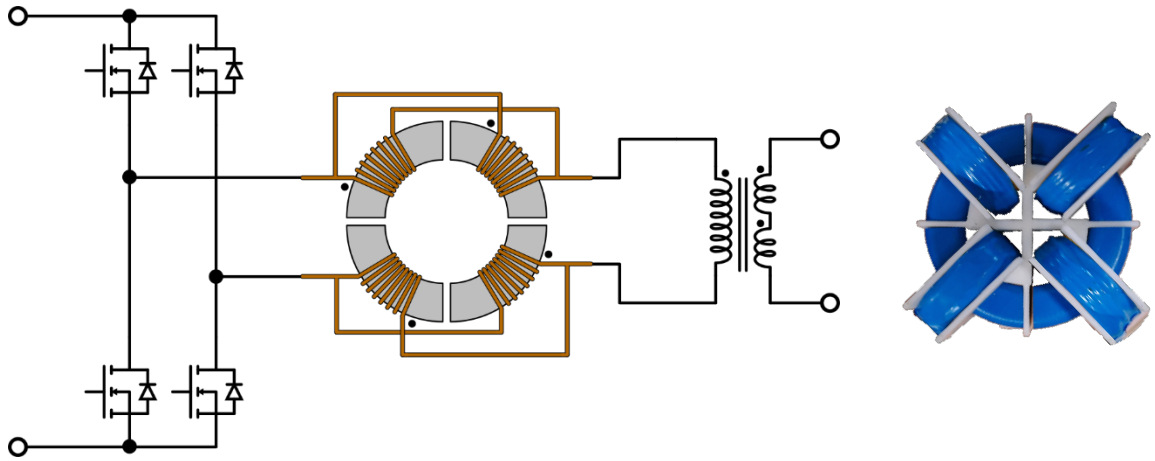


Figure IV-35 : Répartition du bobinage de l'inductance AC côté primaire du transformateur (gauche), photo de l'inductance réalisée (droite)

Les 16 spires totales sont réparties en quatre groupes de 8 spires, mis en parallèle deux à deux, réparties symétriquement sur la ligne alternative.

Pour réduire les effets parasites de mode commun lors des commutations, l'inductance est connectée avec 4 bornes entre le pont onduleur et le transformateur. Cela évite une connexion directe entre le pont onduleur et le transformateur.

Comme pour le transformateur, des essais en puissance (12kW*)* ont été réalisés, dans un premier temps sans système de refroidissement (convection naturelle), et stoppés au bout d'une vingtaine de minutes :

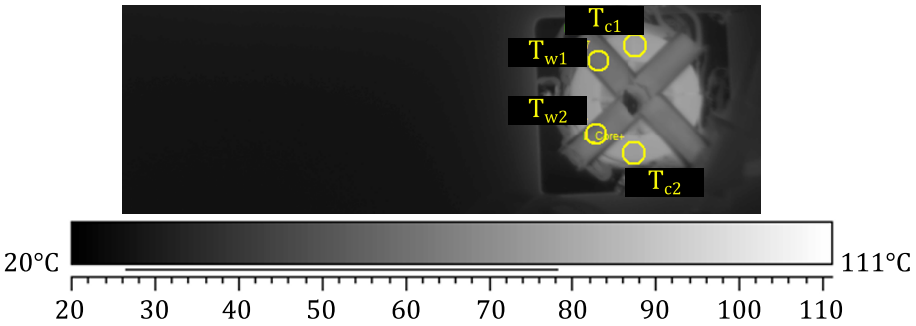


Figure IV-36 : Dispositif de mesure de température au niveau de l'inductance AC (caméra thermique)

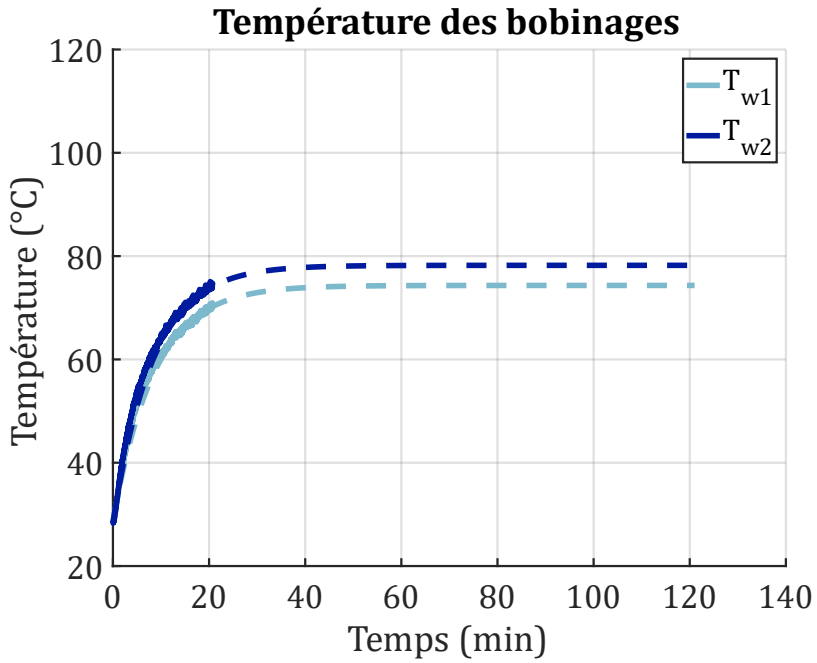


Figure IV-37 : Relevés de température du bobinage de l'inductance AC en convection naturelle

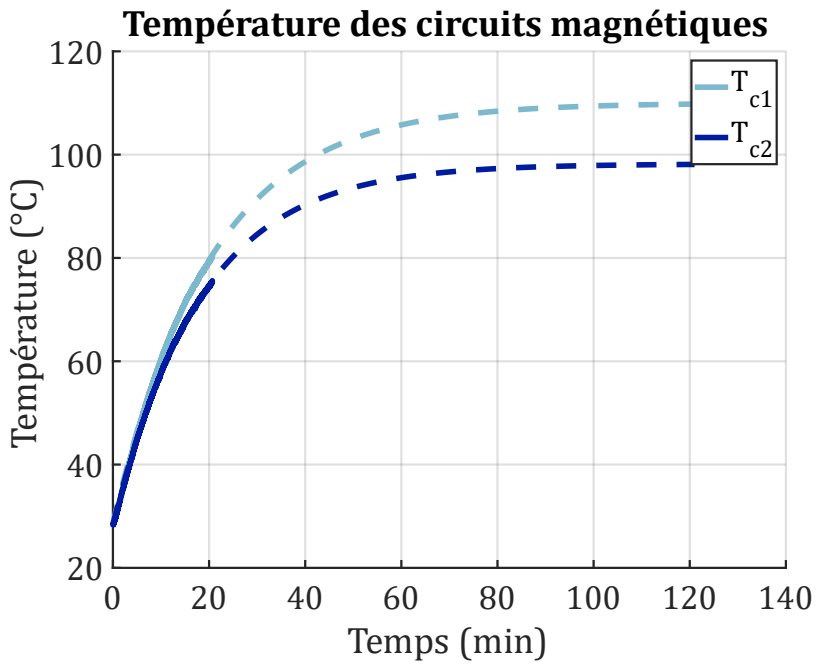


Figure IV-38 : Relevés de température des circuits magnétiques de l'inductance AC en convection naturelle

Nous émettons toujours l'hypothèse que la température du bobinage et du circuit magnétique de l'inductance est régie par un système du premier ordre. Alors, la température maximale estimée est d'environ 80°C pour le bobinage et 110°C pour le circuit magnétique.

Un dispositif de refroidissement a également été mis en place pour cette inductance et deux sondes PT1000 ont été installés sur une portion du circuit magnétique et au niveau d'un bobinage (Figure IV-36). Les relevés de température, à puissance nominale, sont représentés sur la figure suivante :

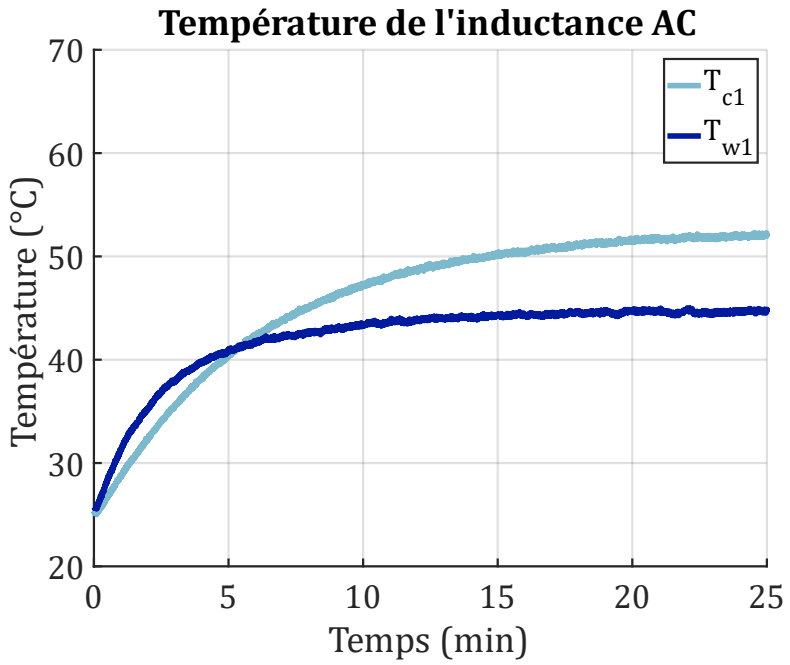


Figure IV-39 : Relevés de température de l'inductance AC en convection forcée

La température du circuit magnétique ne devrait pas dépasser 55°C et le bobinage devrait atteindre 45°C.

IV.4.3. BOOST multicellulaire

Le dernier composant magnétique à réaliser est celui nécessaire à l'étage non-isolé, le BOOST multicellulaire. Plusieurs solutions sont possibles pour la réalisation de ce composant de filtrage.

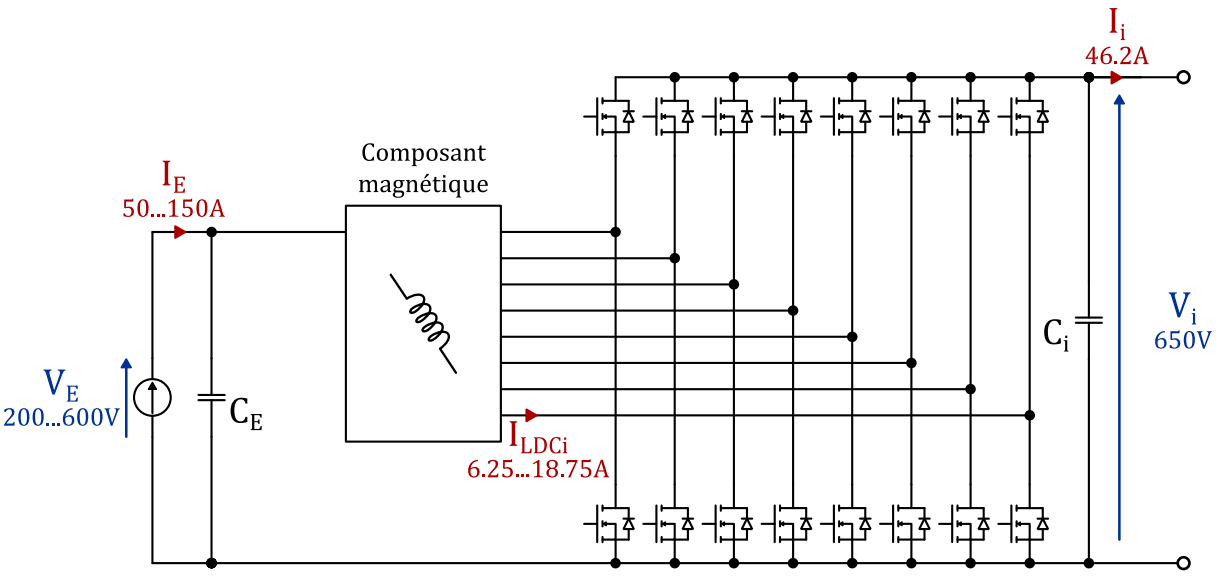


Figure IV-40 : BOOST multicellulaire, composant magnétique

Premièrement, la solution évidente est le dimensionnement de 8 inductances séparées ($N_P = 8$). C'est d'ailleurs cette solution qui a été mise en place dès le départ, pour des questions de facilité de mise en œuvre. La démarche liée au dimensionnement de ces inductances sera brièvement expliquée dans la section suivante.

Deuxièmement, vu le nombre relativement élevé de cellules en parallèle, nous avons envisagé le dimensionnement et la construction d'un coupleur monolithique à 8 cellules, dans l'optique d'obtenir un gain en masse et en rendement, par rapport aux inductances séparées. Cependant, pour des questions de respect des délais, nous n'avons pas pu effectuer d'essais expérimentaux à la suite de la fabrication de ce coupleur. Nous donnerons cependant quelques détails liés à sa conception et ses performances estimées.

IV.4.3.1. Inductances séparées

IV.4.3.1.1. Dimensionnement

La démarche de dimensionnement d'inductances de lissage, telles que celles nécessaires pour le BOOST entrelacé multicellulaire du prototype, est relativement simple, en particulier si l'on utilise des noyaux à entrefer réparti, ce qui sera le cas ici. Ces inductances « DC » fonctionnent avec une composante en courant majoritairement continue. La part de pertes supplémentaires dans le bobinage due à l'ondulation de courant (composante AC) est généralement négligeable et nous ne la considérons pas lors du dimensionnement. Dans le cas d'inductances fonctionnant avec des ondulations et des fréquences plus élevées, cette hypothèse doit être reconsidérée.

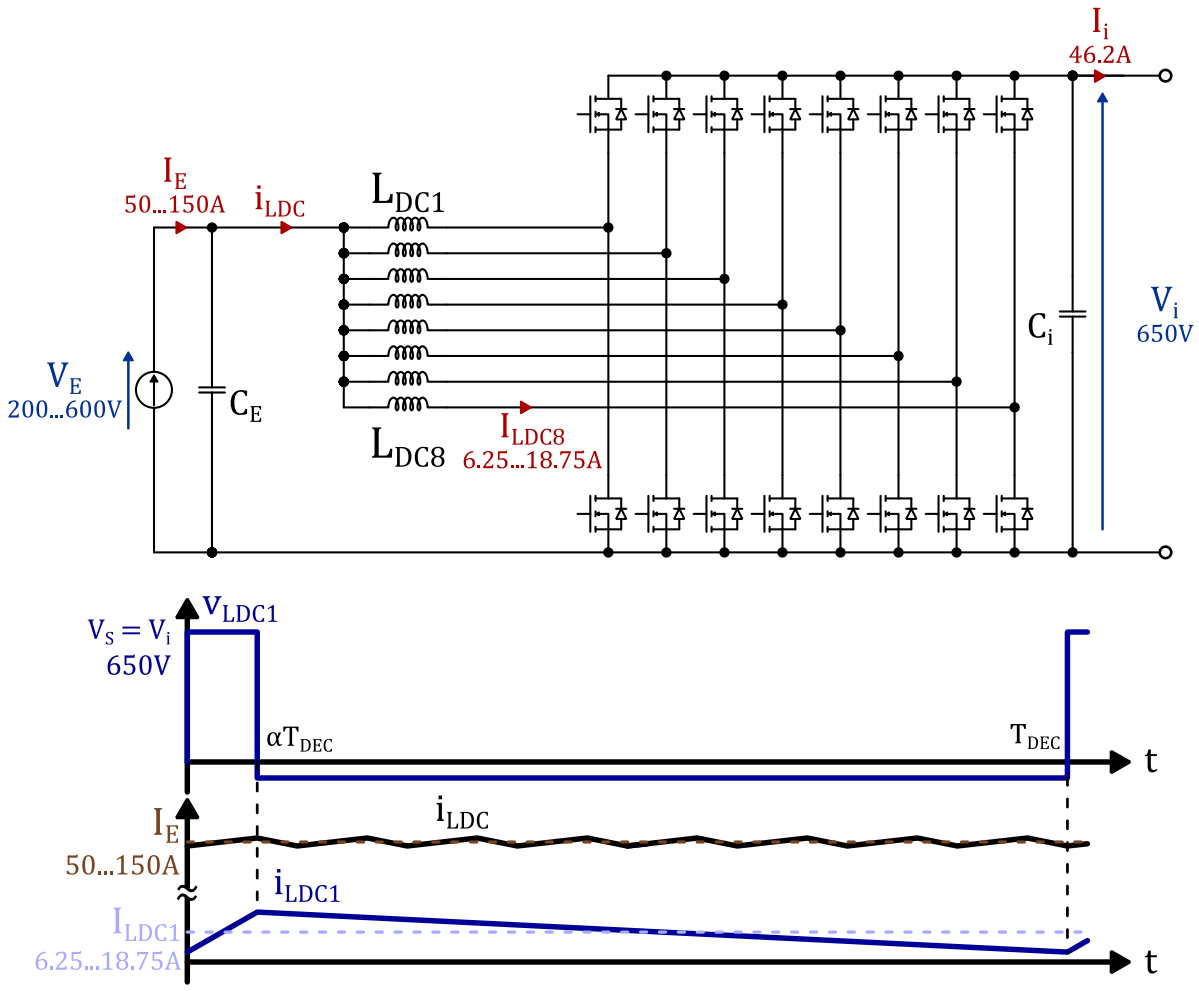


Figure IV-41 : BOOST 2 niveaux, 8 cellules, schéma électrique (haut), formes d'ondes pour une inductance (bas)

Rappelons les contraintes électriques auxquelles sont soumises ces 8 inductances :

Tension maximale	Courant moyen
$v_{LDCi\ MAX} = V_i = 650V$	$i_{LDCi\ MOY} = I_{LDCi} \in [6.25 \quad ... \quad 18.75]A$

Tableau IV-7 : Contraintes électriques des inductances du BOOST multicellulaire

Le choix de la fréquence de découpage n'est pas initialement fixé dès le départ. Il résultera d'un compromis lié au dimensionnement des inductances, mais également, aux performances des ponts de puissance. Nous pouvons cependant à ce stade considérer une gamme de fréquence $F_{DEC\ BOOST}$ comprise entre 40 et $60kHz$. Augmenter la fréquence de découpage permet d'obtenir un composant magnétique global plus performant (masse, pertes) dans une certaine limite, mais aura pour conséquence de dégrader significativement les performances des composants à semi-conducteurs, fonctionnant ici en commutation dure.

Nous avons dimensionné et estimé les performances de cet ensemble d'inductances pour le point le plus critique, à savoir, pour une tension d'entrée de $V_E = 200V$. Pour une puissance totale de $30kW$, chaque inductance est parcourue par un courant moyen $I_{L_{DC}}$ de $18.75A$. Rappelons les équations principales nécessaires au dimensionnement d'inductance DC. Tout d'abord, la valeur de l'inductance L_{DC} peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$L_{DC} = \frac{V_i . \alpha . (1 - \alpha)}{\Delta i_{L_{DC}} . F_{DEC_{BOOST}}} \quad \textbf{(IV-19)}$$

Cette formule est un point de départ. Le choix de l'ondulation de courant, maximale pour $\alpha = 0.5$, et de la fréquence détermineront donc le dimensionnement qui sera également lié aux éléments ci-après :

- Le noyau sélectionné. En effet, la forme et le nombre de noyaux utilisés vont avoir un impact, d'une part sur le champ d'induction DC B_{DC}, sur la variation d'induction ΔB_{AC}, mais également, sur la place disponible pour loger un certain nombre de spires (utilisation de fil cylindrique massif).

$$B_{DC} = \frac{L_{DC} . I_{L_{DC}}}{N_{L_{DC}} . A_{c\ L_{DC}} . N_{c\ L_{DC}}} \quad \textbf{(IV-20)}$$

Avec $I_{L\ DC}$ le courant moyen dans une inductance, $N_{L_{DC}}$ le nombre de spires, $A_{c\ L_{DC}}$ la surface de fer et $N_{c\ L_{DC}}$ le nombre de noyau superposés.

$$B_{AC\ MAX} = \frac{\Delta B_{AC}}{2} = \frac{L_{DC} . \Delta i_{L_{DC}}}{N_{L_{DC}} . A_{c\ L_{DC}} . N_{c\ L_{DC}}} \quad \textbf{(IV-21)}$$

$$B_{L_{DC}\ MAX} = B_{DC} + B_{AC\ MAX} \quad \textbf{(IV-22)}$$

Avec $B_{L_{DC}\ MAX}$ le champ d'induction maximal pour une inductance

- Le matériau magnétique. Il s'agit ici de noyaux à entrefer répartis toroïdaux, de chez Magnetics. Nous avons sélectionné les matériaux de la gamme MPP (***M**oly **P**ermaloy **P**owder Core*), présentant les meilleures performances en termes de pertes fer. Le fabricant met à disposition une formule empirique permettant de calculer les pertes fer, en fonction du noyau sélectionné :

$$P_{c\ vol} = K_{Pc\ 1} . B_{AC\ MAX}{}^{K_{Pc\ 2}} . F^{K_{Pc\ 3}} \quad \textbf{(IV-23)}$$

Avec $P_{c\ vol}$ les pertes fer volumiques, F la fréquence (en kHz), et différents coefficients empiriques $K_{P_c 1}$, $K_{P_c 2}$ et $K_{P_c 3}$ dépendants du matériau sélectionné. Dans notre cas, la fréquence du signal F est égale à la fréquence de découpage de l'étage BOOST $F_{DEC\ BOOST}$.

Un comparatif succinct des différents matériaux Magnetics est présenté dans le tableau ci-dessous :

Gamme	Matériau	Pertes fer volumiques	Perméabilité relative	Champ d'induction de saturation
MPP®	FeNiMa	$P_{c\,vol} = 450\text{kW.m}^{-3*}$	$\mu_r \in [14; 550]$	$B_{SAT} = 0.8\text{T}$
Kool Mμ®	FeSiAl	$P_{c\,vol} = 550\text{kW.m}^{-3*}$	$\mu_r \in [14; 125]$	$B_{SAT} = 1\text{T}$
High Flux®	FeNi	$P_{c\,vol} = 625\text{kW.m}^{-3*}$	$\mu_r \in [14; 160]$	$B_{SAT} = 1.5\text{T}$

* : Données pour $F = 100\text{kHz}, B_{MAX\,@sinus} = 0.1\text{T}, \mu_r = 60$

Tableau IV-8 : Comparatif des gammes proposées par Magnetics

- La perméabilité relative μ_r, ce paramètre liant le nombre de spire et la valeur de l'inductance :

$$AL_{@\mu_r} = \frac{L_{DC}}{N_{L_{DC}}{}^2} \qquad \textbf{(IV-24)}$$

Avec, AL le facteur d'inductance, dépendant de la perméabilité magnétique du noyau.

Après différents essais de dimensionnement et considérant les pertes raisonnables des ponts SiC à 60kHz, nous avons finalement fixé une valeur d'ondulation maximale autour de 40% du courant DC maximal à cette fréquence de 60kHz, soit environ 8A. Ce compromis permet de limiter la taille des inductances, tout en ne dépassant pas un courant efficace d'ondulation de quelques Ampères. Toutes ces considérations ont conduit à la réalisation de 8 inductances, présentant les caractéristiques suivantes :

Référence circuit magnétique	Nombre de noyau	Perméabilité relative	Surface de fer (par noyau)	Surface de bobinage
55090	$N_{c\,L_{DC}} = 2$	$\mu_r = 60$	$A_{c\,L_{DC}} = 134\text{mm}^2$	$A_{w\,L_{DC}} = 610\text{mm}^2$
Nombre de spires	**Valeur d'inductance**	**Fréquence**	**Volume de noyau magnétique (par noyau)**	**Masse**
$N_{L_{DC}} = 40$	$L_{DC} = 280\mu\text{H}^*$	$F = 60\text{kHz}$	$V_{c\,L_{DC}} = 15.6\text{cm}^3$	$m_{L_{DC}} = 375\text{g}$

Tableau IV-9 : Caractéristiques pour une inductance

En ce qui concerne les performances de cet ensemble de 8 inductances, les pertes fer ont été calculées à partir des équations (IV-23). Seules les pertes Joules DC ont été considérées (à $65°\text{C}$), du fait de la difficulté d'estimer les pertes dues à l'ondulation, sans passer par une modélisation chronophage. Le courant efficace à 60kHz n'est pas négligeable (entre 3 et 4A) mais nous avons considéré que le surcroît de pertes resterait dans des limites raisonnables, ce que confirment les résultats expérimentaux présentés plus loin.

Les tableaux ci-dessous résument les performances théoriques pour le point le plus critique en courant, à savoir, à tension d'entrée minimale $V_E = 200V$:

Caractéristiques magnétiques				
Induction DC	**Induction AC**	**Induction maximale**	**Coefficients de pertes fer**	**Pertes fer**
$B_{DC} = 0.48T$	$B_{AC\,MAX} = 0.107T$	$B_{L_{DC}\,MAX} = 0.58T$	$K_{Pc\,1} = 31.32$ $K_{Pc\,2} = 1.585$ $K_{Pc\,3} = 1.37$	$P_{c\,L_{DC}} = 7.7W$

Tableau IV-10 : Performances côté magnétique pour une inductance

Caractéristiques du bobinage				
Section de conducteur	**Longueur totale**	**Résistivité du cuivre @65°C**	**Résistance DC**	**Pertes Joules**
$S_{w\,L_{DC}} = 3.14mm^2$	$l_{w\,L_{DC}} = 4.1m$	$\rho_{cu} = 21.1n\Omega.m$	$R_{DC\,L_{DC}} = 27.5m\Omega$	$P_{w\,L_{DC}} = 9.7W$

Tableau IV-11 : Performances côté bobinage pour une inductance

Les pertes totales pour une inductance P_{LDC} sont estimées à $\mathbf{17.4W}$ pour une masse de $\mathbf{375g}$.

Données globales			
Masse totale	**Pertes fer totales**	**Pertes Joules DC totales**	**Pertes totales**
$m_{L_{DC}\,tot} = 3kg$	$P_{c\,L_{DC}\,tot} = 61W$	$P_{w\,L_{DC}\,tot} = 77W$	$P_{L_{DC}\,tot} = 138W$

Tableau IV-12 : Performances estimées pour 8 inductances

IV.4.3.1.2. Réalisation et essais

La construction de ces inductances avec 40 spires nécessite un bobinage sur deux couches, avec les problèmes d'isolement et de capacité parasite associés, si l'on choisit une méthode de bobinage classique. Nous avons donc introduit une « pièce d'espacement » dans l'ouverture centrale qui permet de bobiner les spires superposées deux à deux au fur et à mesure de l'enroulement. Ainsi, la tension maximale entre deux séries de deux spires est donc limitée à environ 30V et la capacité parasite équivalente globale est très fortement réduite (Figure IV-42).

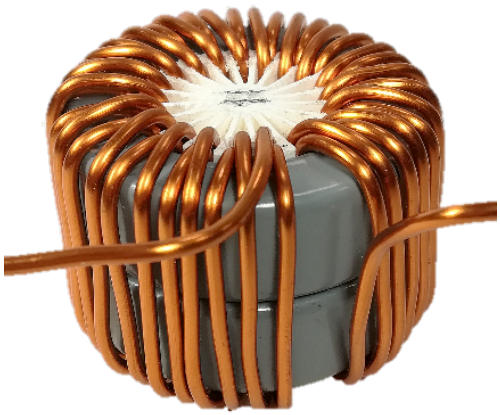


Figure IV-42 : Réalisation d'une l'inductance de l'étage BOOST

Des essais ont ensuite été menés en plaçant deux inductances en série dans un pont SiC dont les pertes sont expérimentalement connues (**Chapitre II**). On impose alors des conditions correspondant au régime nominal, en courant continu dans un premier temps. Ensuite, en ajoutant une ondulation (ajout d'un condensateur) et dont les commandes sont programmées de façon adéquates (régime proche d'une méthode d'opposition pour les 2 bras du pont) :

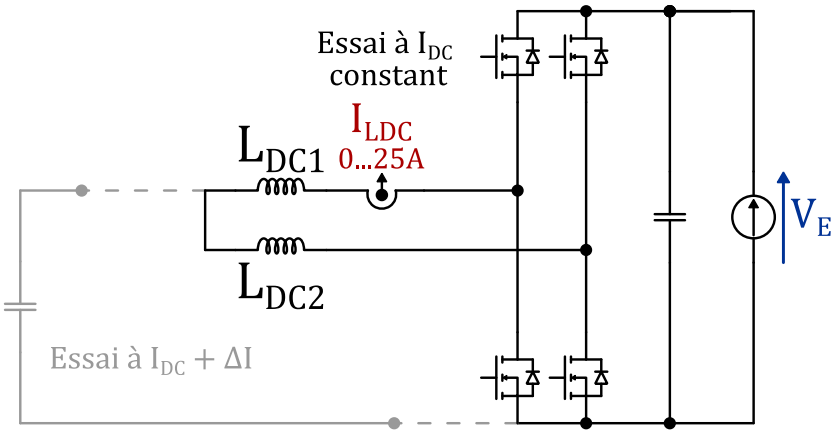


Figure IV-43 : Caractérisation des inductances DC

L'essai à courant constant permet de connaitre les pertes Joules DC (à la précision de la méthode thermique près). L'essai avec ondulation permet, dans des mêmes conditions de fonctionnement (même courant moyen), d'obtenir des informations sur la quantité de pertes supplémentaires liées aux pertes fer et aux pertes Joules AC. Cet essai est rendu possible par l'ajout d'une source de tension (condensateur) entre la masse et le nœud reliant les deux inductances entres elles. On se retrouve finalement avec une classique hacheur fonctionnant en opposition et où nous fixons le rapport cyclique correspondant à un passage d'une tension de 200 à 600V (soit une ondulation ΔI d'environ 10A). Enfin, les pertes dans les condensateurs sont négligées. La Figure IV-44 montre les résultats obtenus.

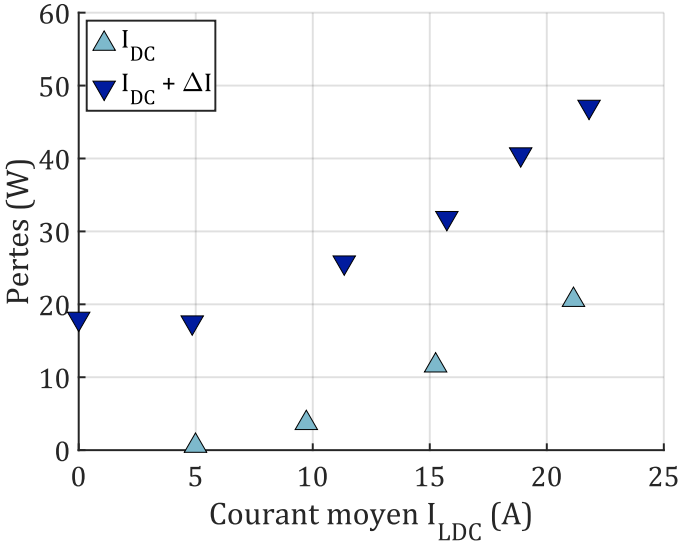


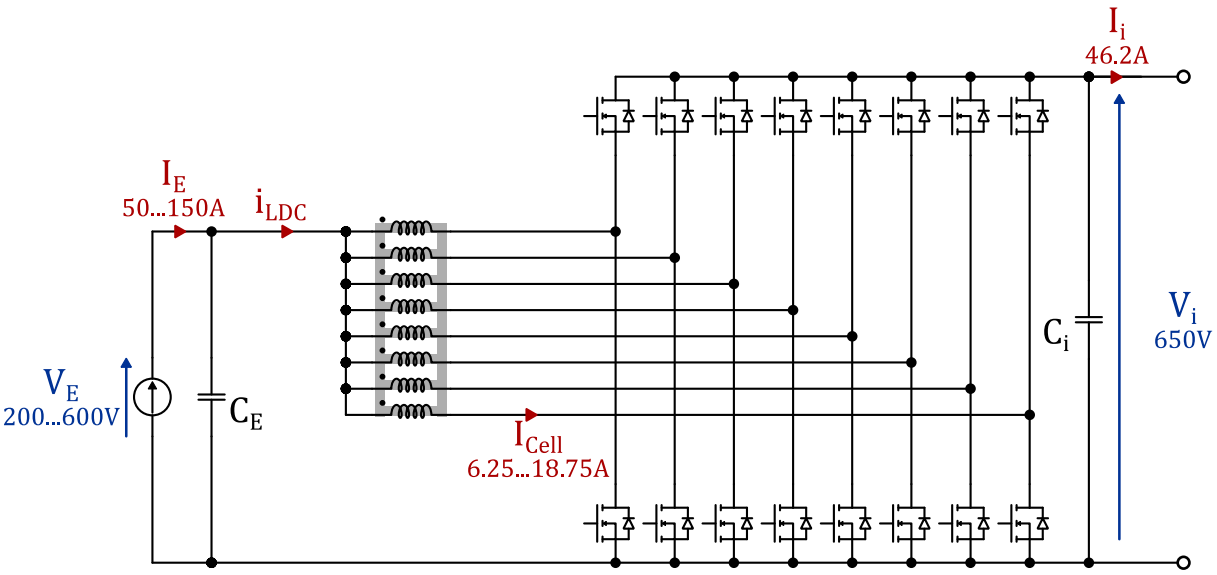
Figure IV-44 : Pertes dans les inductances DC

Les pertes totales dans deux inductances à 19A moyen sont de 40W, soit 20W par inductance, à comparer aux pertes théoriques de 17.4W. Il en résulte une sous-estimation des pertes de l'ordre de 15% pour les inductances DC en partie due à la non-prise en compte de l'ondulation de courant (pertes Joules HF) lors du dimensionnement. Les pertes totales pour l'ensemble des 8 inductances sont donc estimées à 160W.

IV.4.3.2. Coupleur magnétique

IV.4.3.2.1. Dimensionnement

Afin de réduire encore les pertes, l'encombrement et la masse (160W de pertes totales, pour une masse de 3kg), il nous a semblé intéressant d'envisager l'utilisation d'un coupleur magnétique monolithique à 8 phases :



Les équipes montpelliéraine et toulousaine possèdent une grande expérience en la matière, avec la réalisation de plusieurs coupleurs DC à leur actif introduits avec d'excellents résultats dans des structures « hacheur » ([10], [11]).

La conception du coupleur pour notre application repose principalement sur l'utilisation d'une routine d'optimisation (Figure IV-45) sous Matlab développée au fil des années au sein de l'équipe toulousaine au LAPLACE. Un prédimensionnement (géométrie, pertes) du coupleur est effectué en fonction des données du cahier des charges et de la variable d'optimisation (volume, masse, ou encore pertes). Ces résultats sont affinés grâce à une estimation des pertes fer d'une part (modélisation par la méthode iGSE) et des pertes joules d'autre part (simulations 2D sous femm). Les résultats obtenus sont réinjectés dans la routine et permettent, après dimensionnements successifs, de converger vers un résultat final.

L'expérience dont dispose ces équipes a également été très utile pour la réalisation de ce composant magnétique. Malheureusement, pour des raisons de délais, nous n'avons pas pu mettre à l'épreuve ce coupleur magnétique durant cette thèse. Les éléments de performance qui seront présentés dans cette section seront donc théoriques, en précisant que les résultats expérimentaux obtenus dans les applications citées plus haut étaient très proches de ceux du design.

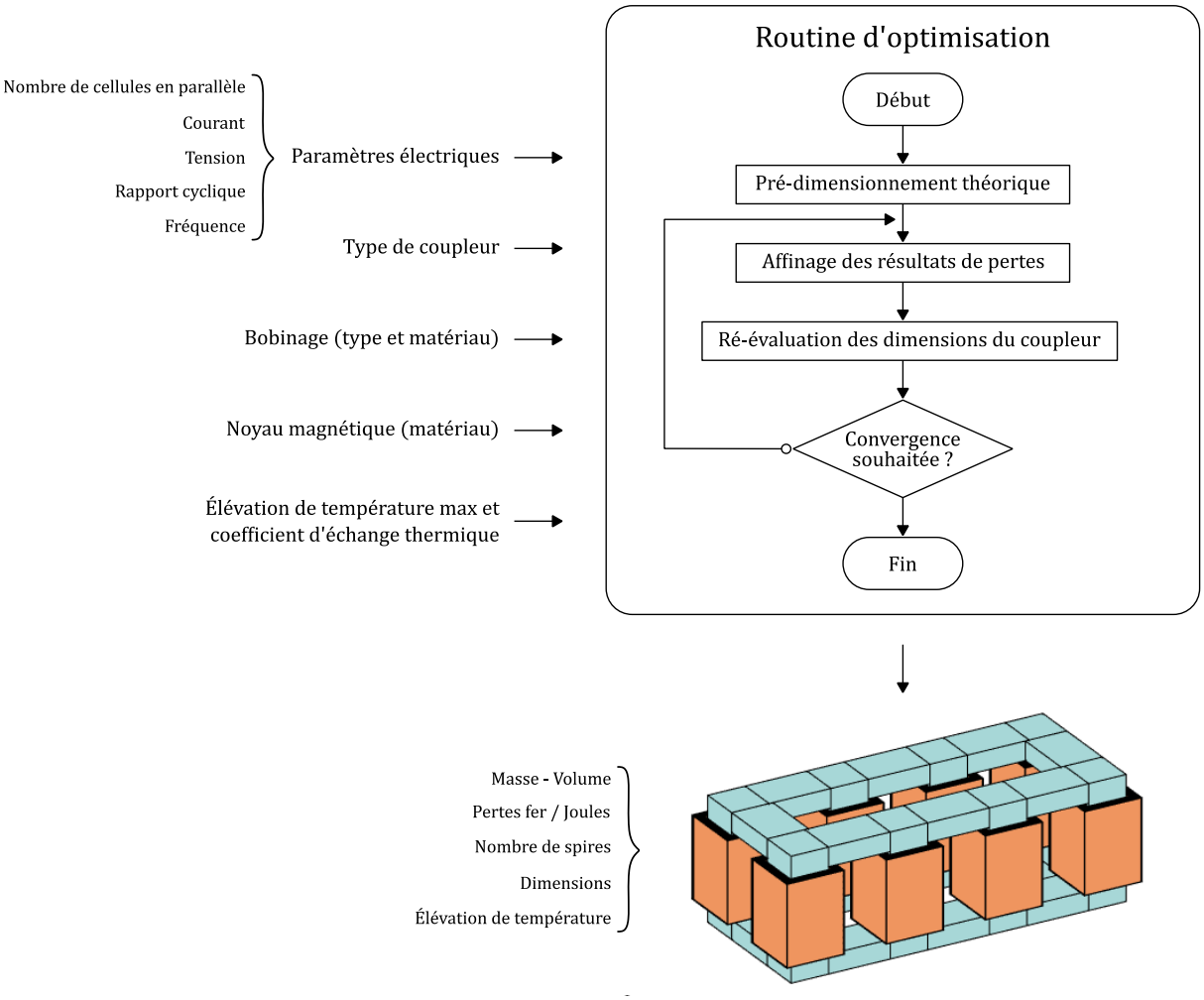


Figure IV-45 : Fonctionnement de la routine d'optimisation de coupleur

Dans notre cas, plusieurs paramètres ont été considérés. Tout d'abord, nous avons envisagé le dimensionnement d'un coupleur fonctionnant à 60kHz, comme les inductances séparées. Nous avons également exploré d'autres pistes, notamment la réduction de la fréquence, pour soulager les composants à semi-conducteurs de l'étage BOOST. Il en est ressorti qu'un coupleur fonctionnant plutôt à 40kHz serait avantageux. Les données théoriques de ce coupleur sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Fréquence	**Nombre de cellules**	**Masse totale**	**Volume de « fer »**
$F = 40kHz$	8	$m_{ICT} = 3kg$	$460cm^3$
Élévation de température	**Pertes fer**	**Pertes Joules**	**Pertes totales**
$\Delta T_{ICT} = 39°C$	$P_{c\,ICT} = 21.5W$	$P_{w\,ICT} = 84.2W$	$P_{ICT} = 106W$

Tableau IV-13 : Tableau récapitulatif des performances du coupleur

Au cours de ce travail, nous sommes arrivés jusqu'à la réalisation du coupleur, dont une vue est donnée ci-dessous :

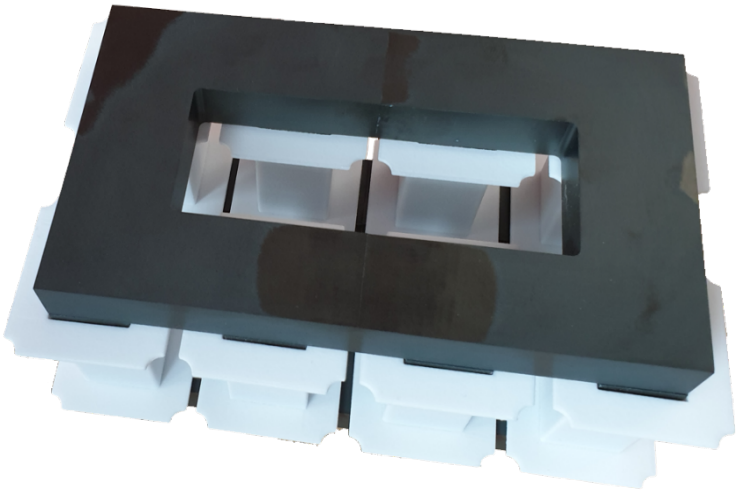


Figure IV-46 : Photo du coupleur réalisé

IV.5. Essais du convertisseur en boucle ouverte

IV.5.1. Mise en place des essais

Afin de valider les performances du convertisseur, il était nécessaire de mettre en place une méthode efficace pour obtenir un fonctionnement du prototype à 15kW et réaliser parallèlement des mesures précises, au moins des pertes totales. Le choix s'est porté sur une « variante » de la méthode d'opposition, déjà évoquée dans ce manuscrit (voir **Chapitre II**) :

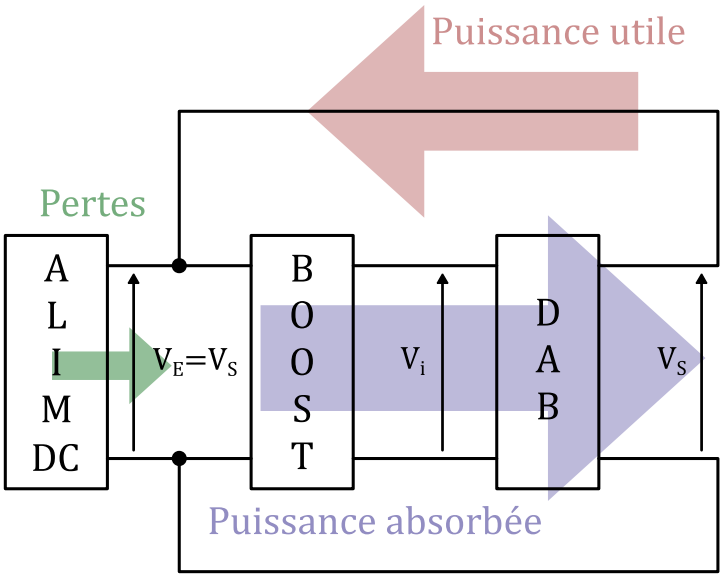


Figure IV-47 : Schéma de principe pour les essais du prototype

Cette méthode permet de faire fonctionner le système dans les conditions nominales, sans introduire de charge et en utilisant une source d'alimentation qui ne fournit que les pertes du système. Du fait des rendements visés, ($\eta \geq 96\%$), une alimentation de référence 600V - 1kW est suffisante.

Pour la mesure du rendement, cette méthode permet non seulement de simplifier la démarche mais également de gagner grandement en précision. En effet, les pertes du convertisseur correspondent directement à la puissance fournie par la source et sont mesurées par une simple méthode volt-ampèremétrique. En couplant ces résultats avec ceux obtenus par des méthodes thermiques sur certains sous-ensembles (ponts SiC, inductances DC), il est alors possible de faire un bilan de pertes relativement précis.

Cependant, une limitation de cette méthode est l'impossibilité de couvrir toute la gamme de tension d'entrée. La sortie du DAB est rebouclée sur l'entrée du convertisseur BOOST, imposant de fait $V_E = V_S$. Nous pourrions ajouter un convertisseur DC/DC supplémentaire pour pouvoir balayer toute la gamme de tension d'entrée. Simplement, cette solution soulève le problème d'une nouvelle source de pertes dans le système global et donc d'estimation correcte du rendement du prototype seul. Ceci dit, le point le plus critique du point de vue des pertes se situant à basse tension (fort courant), la méthode reste tout à fait cohérente pour démontrer la faisabilité du convertisseur.

Le calcul du rendement nécessite la connaissance de la puissance utile P_u. Cette dernière valeur s'obtient en mesurant le courant dans la boucle de retour qui est finalement le courant de « sortie » du convertisseur I_S et en multipliant par la tension d'alimentation :

$$P_u = V_S . I_S = V_E . I_S \quad \text{(IV-25)}$$

$$P_{pertes} = V_E . I_{pertes} \quad \text{(IV-26)}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_{pertes}} \quad \text{(IV-27)}$$

Les premiers essais ont été consacrés au convertisseur fonctionnant avec une tension de sortie V_S de $400V$, pour des raisons de simplicité de réalisation. L'idée dans un premier temps était de montrer le bon fonctionnement de la maquette « sur table », comme l'illustre la photo suivante :

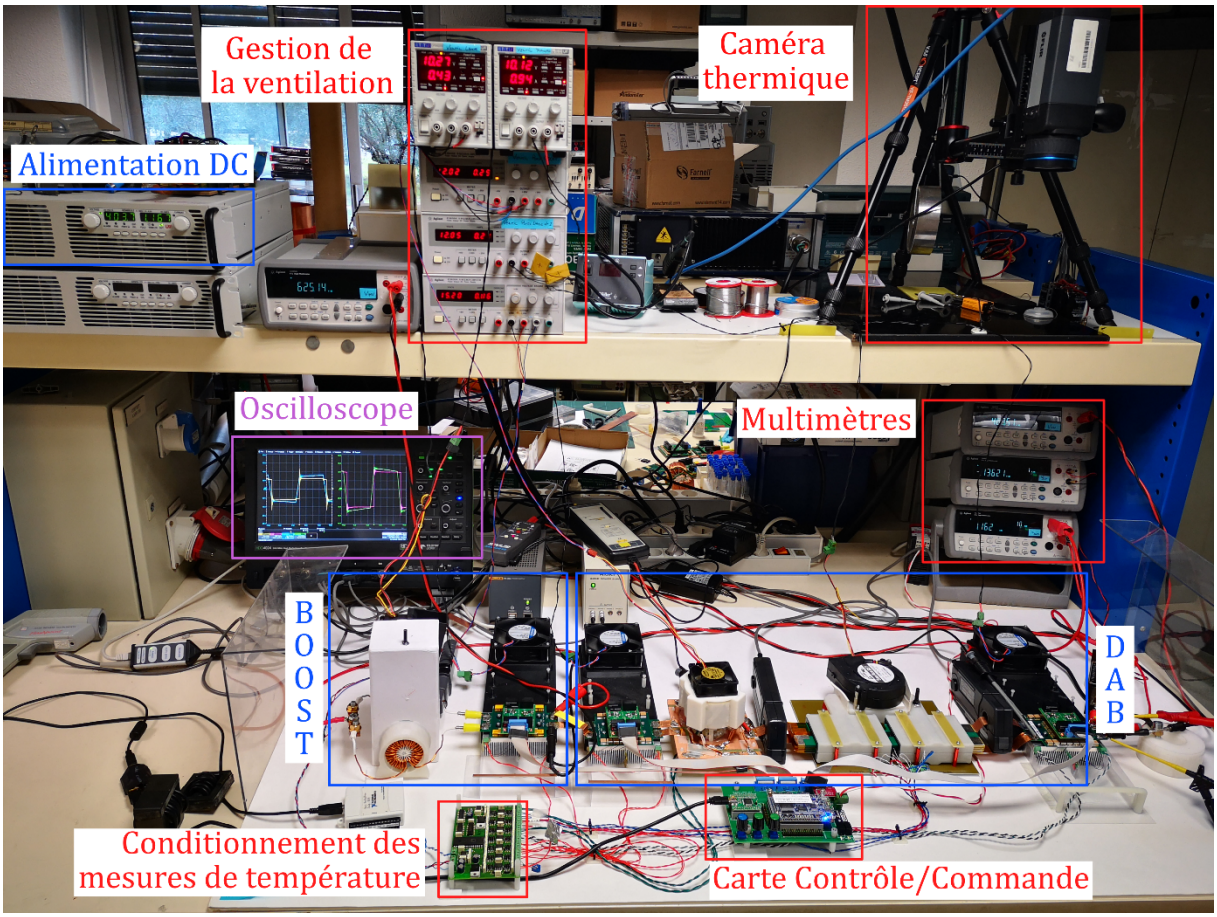


Figure IV-48 : Photo essais de la maquette « sur table » version $400V$ en sortie

La surveillance des températures de l'ensemble des éléments du système est une démarche importante lorsque l'on souhaite démontrer sa faisabilité. Pour cela, une caméra thermique a été installée principalement pour observer (surveiller) la surface du transformateur et de l'inductance AC lorsque ceux-ci ne présentaient pas de système de refroidissement (convection naturelle). Par la suite, chacun des éléments s'est vu équipé d'un dispositif permettant d'évacuer les pertes et donc de limiter la montée en température (convection forcée à air). Un ensemble de sondes de températures (PT1000) a été installé pour obtenir des informations dans des endroits difficiles d'accès (température des spires et des ferrites).

IV.5.2. Essais du convertisseur, version 400V

Pour ce premier essai, nous ne disposions que d'un seul pont BOOST avec donc 2 inductances au lieu de 4. Les inductances fonctionnent donc avec un courant doublé par rapport à celui normalement prévu pour ce point de fonctionnement. Le schéma électrique des essais pour ce convertisseur est le suivant :

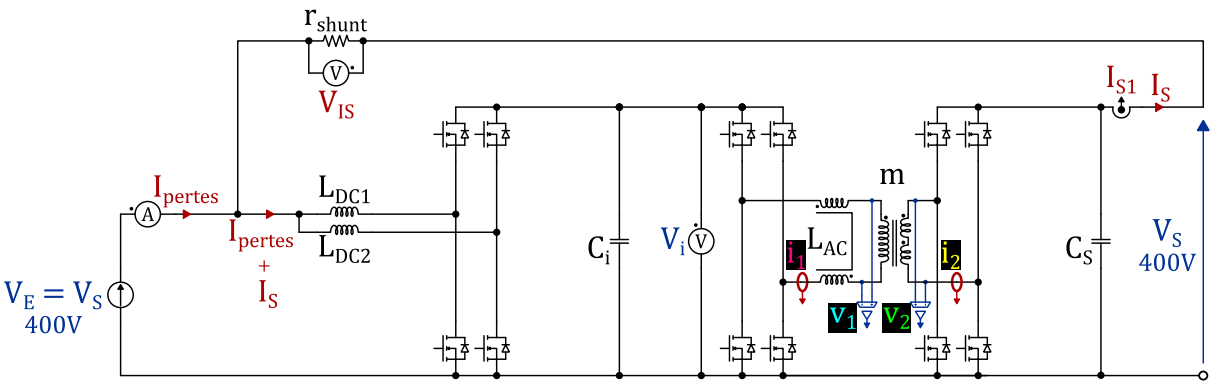


Figure IV-49 : Schéma électrique des essais du prototype de 15kW, version 400V en sortie

Le courant fournit par l'alimentation DC I_{pertes}, image des pertes du système, est mesuré à l'aide d'un multimètre Agilent 34405A. Le courant de « sortie » I_S, représentatif de la puissance utile est obtenu via la mesure de la tension aux bornes d'un shunt de mesure V_{IS}. Cette tension, ainsi que la tension du bus intermédiaire V_i sont elles aussi mesurées à l'aide de multimètres de même référence. Des sondes de tension et de courant sont également installés pour observer à l'oscilloscope les formes d'ondes principales, que sont les tensions et courants au primaire et au secondaire du transformateur :

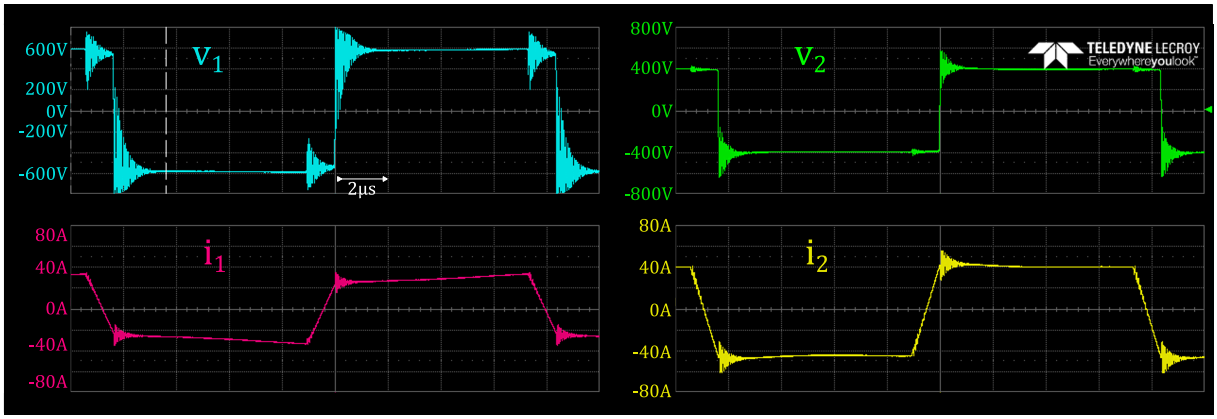


Figure IV-50 : Chronogrammes des tensions et courants du transformateur, version 400V

Les données correspondantes aux essais en puissance sont les suivantes :

Tension d'entrée	**Tension intermédiaire**	**Courant image des pertes**	**Courant de sortie utile**
$V_E = V_S = 400V$	$V_i = 634V$	$I_{pertes} = 1.176A$	$I_S = 41A$
Puissance de sortie utile	**Pertes totales**		**Rendement**
$P_S = 16.4kW$	$P_{pertes} = 470W$		$\boldsymbol{\eta = 97.22\%}$

Tableau IV-14 : Performances du convertisseur, version 400V, à puissance nominale

Notons que pour ce point de fonctionnement, l'objectif initial d'un rendement $\eta \geq 96\%$ est satisfait, avec un rendement de $\mathbf{97.22\%}$.

Par la méthode thermique, nous avons estimé la répartition des pertes entre chaque pont de puissance. Chaque pont est équipé de son propre système de refroidissement, les résistances thermiques équivalente $R_{TH\,da}$ ont été obtenues après calibration :

Différence de température entre dissipateur et air		
Pont BOOST	**Pont DAB Primaire**	**Pont DAB Secondaire**
$\Delta T_{da\,BOOST} = 26°C$	$\Delta T_{da\,DAB1} = 16°C$	$\Delta T_{da\,DAB2} = 25°C$
Pertes associées		
$P_{BOOST} = 99.5W$ $(\mathbf{21.2\%})$	$P_{DAB1} = 61.3W$ $(\mathbf{13\%})$	$P_{DAB2} = 95.7W$ $(\mathbf{20.4\%})$
Pertes totales des composants à semi-conducteurs		
$P_{ponts} = 256.5W$ $(\mathbf{55\%})$		

Tableau IV-15 : Part des pertes dans les composants à semi-conducteurs, version 400V

Des essais complémentaires ont permis d'identifier la part des pertes dans les inductances DC et AC dans les mêmes conditions de fonctionnement et à l'aide de la méthode thermique. Il en est ressorti les données résumées dans le tableau ci-contre :

Inductances DC	**Inductance AC**	**Transformateur (par déduction)**
$P_{LDC} = 50W$	$P_{LAC} = 63.5W$	$P_{Transfo} = 100W$

Tableau IV-16 : Pertes dans les composants magnétiques

Ces différents éléments permettent d'établir la répartition des pertes au sein du système global et d'orienter le concepteur sur les pistes d'amélioration :

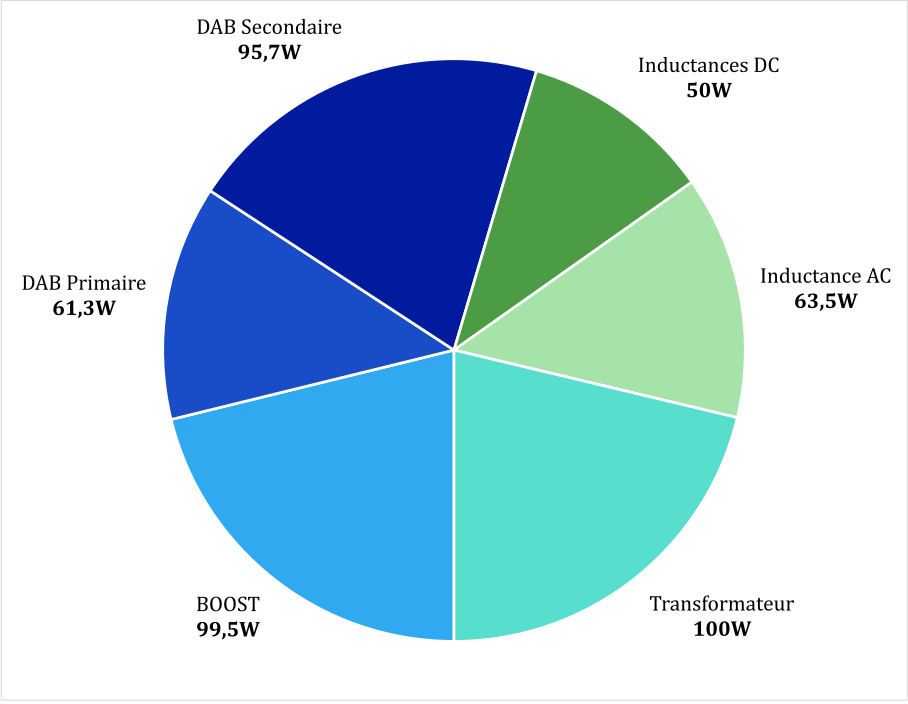


Figure IV-51 : Répartition des pertes à puissance nominale, version 400V

IV.6. Intégration

Les essais de la maquette ont été réalisés dans un premier temps « sur table ». Chaque élément (pont de puissance, transformateurs, inductances) et leurs systèmes de refroidissement respectifs étaient alors installés et gérés indépendamment. Au cours de cette thèse, nous souhaitions proposer un prototype à caractère plus « industriel ». C'est pourquoi, une phase d'intégration a été menée en parallèle. L'intégration du prototype a eu pour critères majeurs la mutualisation du système de refroidissement et la réduction des connexions entre les différents composants.

Nous précisons cependant qu'aucune simulation thermique n'a été effectuée pour valider l'intégration de ce prototype, compte-tenu des nombreuses données collectées sur les maquettes préliminaires. Une surveillance des températures par caméra thermique et sondes de températures (PT1000) a été mise en place pour valider le comportement du prototype à température ambiante.

Les sous-ensembles du convertisseur (ponts de puissance, transformateur et inductance) étaient tous dotés d'un système de ventilation fonctionnant grâce à une canalisation puis une aspiration de l'air de la source des pertes, vers l'ambiant.

Dans sa version « intégrée », le même principe a été retenu. Pour ce faire, nous avons opté pour l'utilisation d'une boîte à air, acheminant l'air chaud issu des différents éléments, puis extrait vers l'extérieur par l'intermédiaire de ventilateurs. Chronologiquement, la phase d'intégration du convertisseur s'est d'abord concentrée sur l'étage isolé :

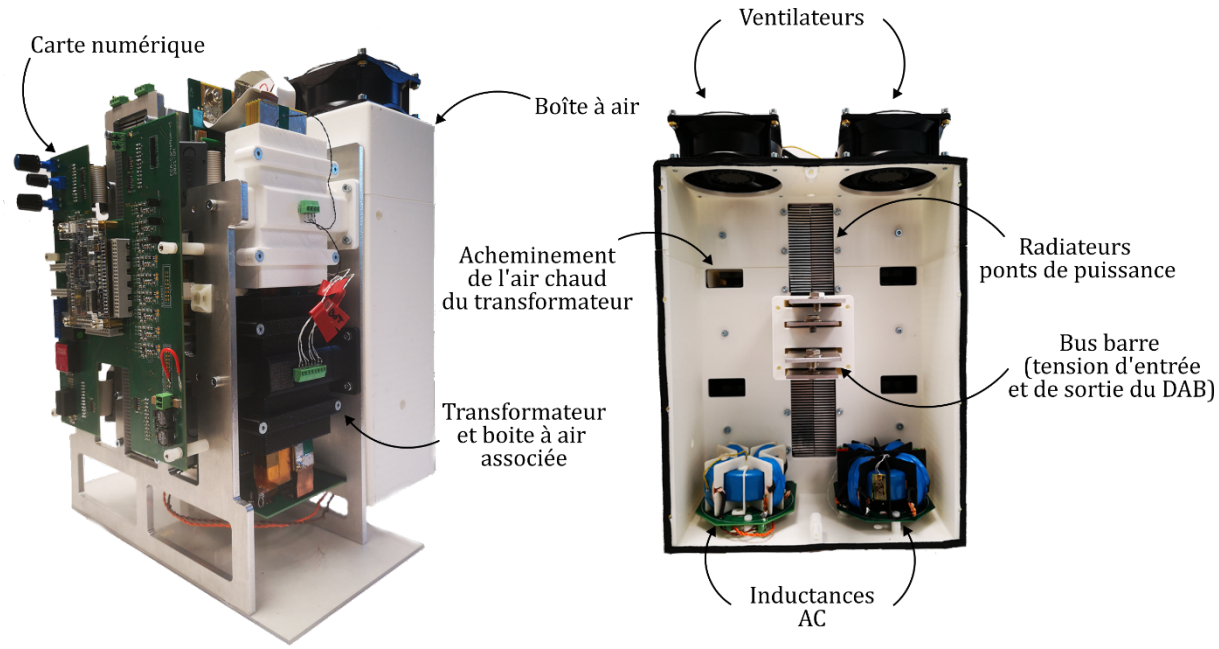


Figure IV-52 : Intégration du DAB ; vue en perspective (gauche) & vue arrière (droite)

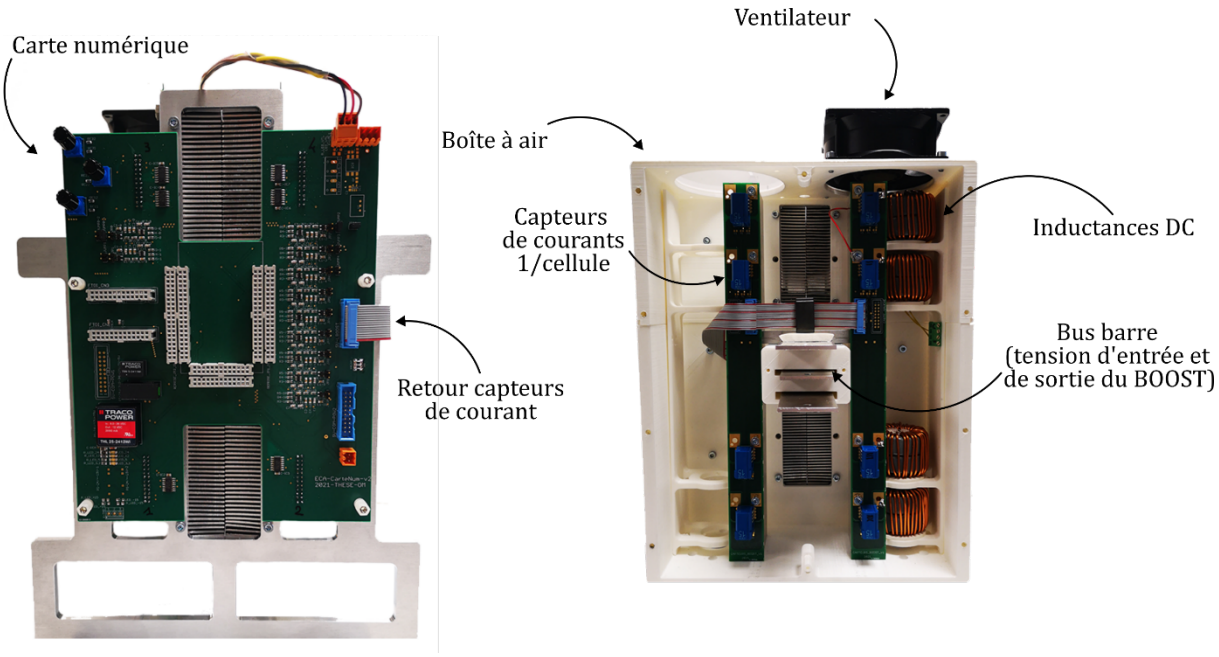


Figure IV-53 : Intégration de l'étage BOOST ; vue avant (gauche) et vue arrière (droite)

IV.6.1. Validation de l'intégration, version 400V

La première étape a été la validation du bon refroidissement après intégration de la maquette. Pour cela, nous avons effectué un essai à puissance nominale, dans les mêmes conditions électriques que l'essai décrit dans la section IV.5.2. Nous avons principalement observé les températures des composants magnétiques de l'étage isolé (transformateur et inductance AC) :

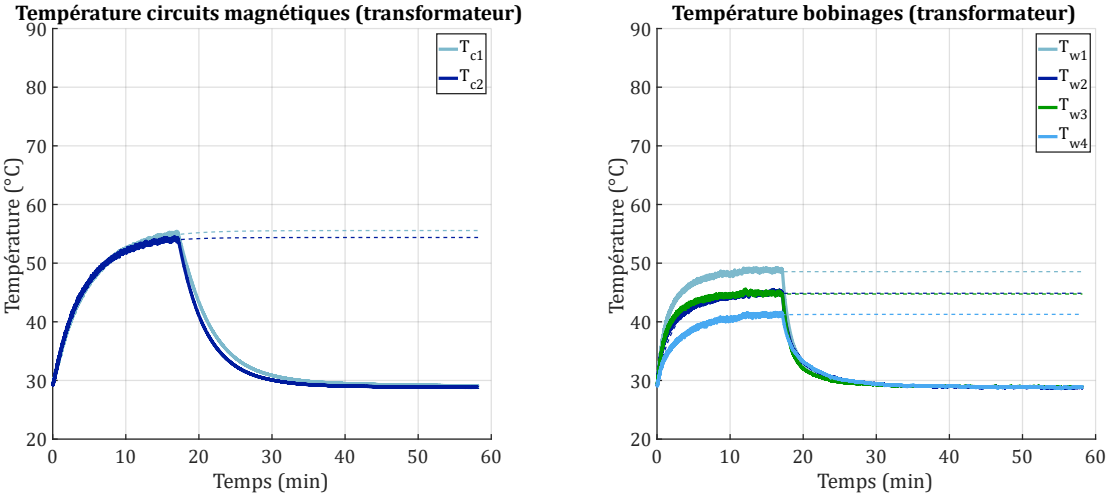


Figure IV-54 : Température des circuits magnétiques (gauche) et des bobinages (droite) du transformateur après intégration

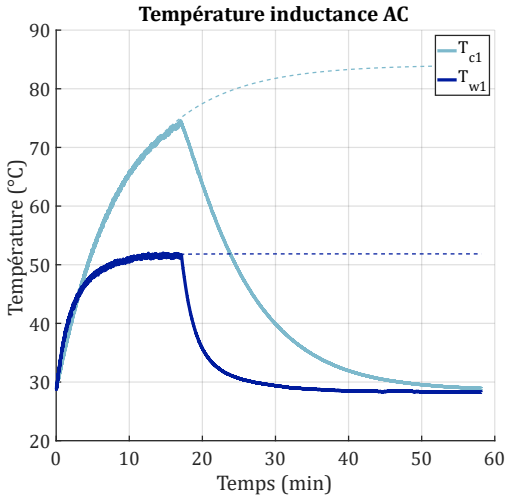


Figure IV-55 : Température de l'inductance AC après intégration

Les essais après intégration ont montré des températures convenables pour ces composants (inférieures à 60°C pour le transformateur et inférieures à 90°C pour l'inductance AC). L'intégration de la maquette a donc démontré son intérêt sur la mutualisation du système de refroidissement, mais également, sur la diminution des différentes connexions, réduisant les perturbations d'ordre CEM.

IV.6.2. Essais du convertisseur, version 200V

IV.6.2.1. Équilibrage des courants secondaires

Dans un premier temps, il était important d'évaluer le déséquilibre entre les deux secondaires du transformateur. Ce déséquilibre est dû aux imperfections de câblage du transformateur (inductances de fuite, résistances de bobinage et de connexions) et aux résistances à l'état passant des composants à semi-conducteurs, symbolisée en première approximation par un couple inductance/résistance en série. Une représentation simplifiée du DAB est représentée ci-dessous :

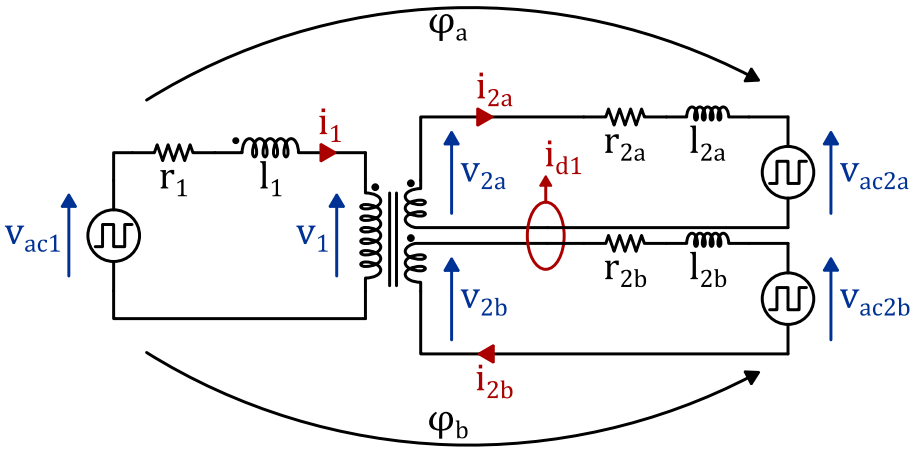


Figure IV-56 : Représentation simplifiée du DAB, version 200V

Un essai à puissance réduite (300V au primaire, 100V au secondaire) et avec un courant de sortie de 30A a permis de relever les formes d'ondes illustrées sur la Figure IV-57. Un déphasage identique est appliqué aux deux secondaires ($\varphi_a = \varphi_b$).

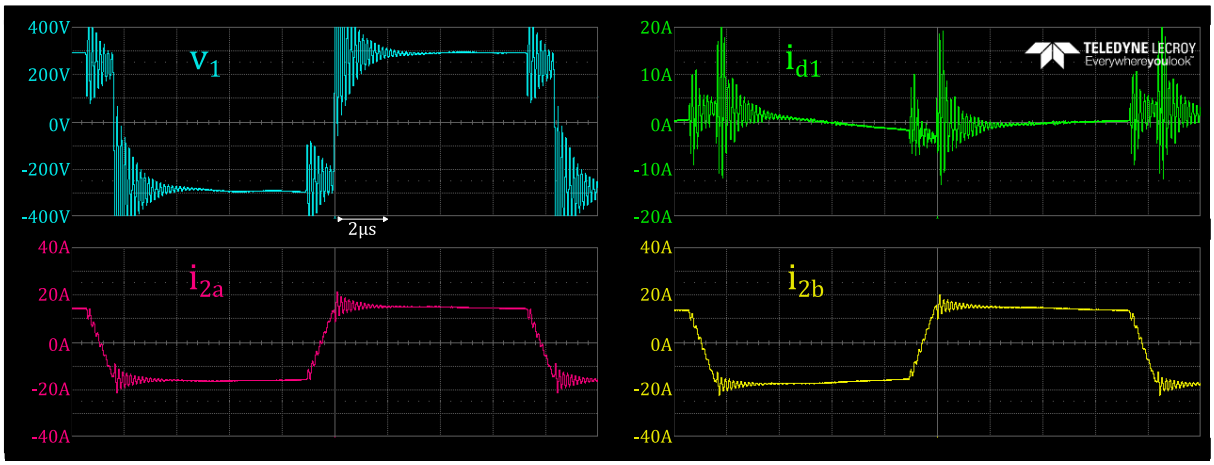


Figure IV-57 : Déséquilibre entre les courants secondaires

Le courant différentiel i_{d1} est obtenu à partir du capteur de courant décrit dans la section IV.2.3.2.2 et après avoir renseigné la sensibilité du capteur dans l'oscilloscope. Ce déséquilibre, pour ce point de fonctionnement à puissance réduite, est de l'ordre de 6A crête à crête, sans compter les ondulations à très haute fréquence.

La première action corrective à laquelle nous avons songé est l'attribution d'un déphasage différent pour chaque secondaire ($\varphi_a \neq \varphi_b$). La finesse de réglage, en temporel, est de 20ns (période d'horloge de l'oscillateur sur la carte FPGA), ce qui correspond à une finesse de réglage δ_φ de déphasage de $0.43°$. Nous avons donc imposé, pour les mêmes conditions d'essai à puissance réduite, un déphasage de $\varphi_b = \varphi_a + \delta_\varphi$. Les formes d'onde obtenues sont illustrées sur la Figure IV-58 :

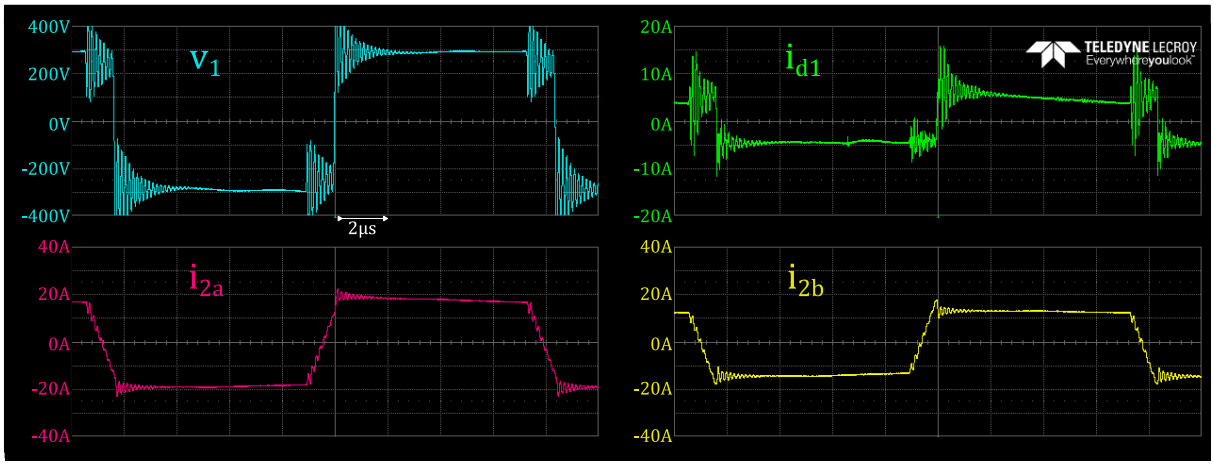


Figure IV-58 : Déséquilibre entre les courants secondaires, déphasage différent entre les deux secondaires

On observe directement ici qu'une action par la commande numérique pour tenter de compenser le déséquilibre des courants secondaires est très sensible et ne permet pas un équilibrage efficace et robuste. Cette option n'est donc pas adaptée.

Si l'on reprend le schéma simplifié Figure IV-56, en supposant une étude au premier harmonique, on peut poser les équations suivantes dans le domaine complexe :

$$\underline{V_{ac1}} = (r_1 + l_1.j\omega).\underline{I_1} + \underline{V_1} \quad \textbf{(IV-28)}$$

$$\underline{V_{ac2a}} = \underline{V_{2a}} - (r_{2a} + l_{2a}.j\omega).\underline{I_{2a}} \quad \textbf{(IV-29)}$$

$$\underline{V_{ac2b}} = \underline{V_{2b}} - (r_{2b} + l_{2b}.j\omega).\underline{I_{2b}} \quad \textbf{(IV-30)}$$

Les tensions $\underline{V_{2a}}$ et $\underline{V_{2b}}$ d'une part, et les tensions $\underline{V_{ac2a}}$ et $\underline{V_{ac2b}}$ d'autre part sont équilibrées naturellement par la « mise en parallèle » des deux secondaires. L'expression du courant de déséquilibre peut donc s'écrire :

$$\underline{I_{d1}} = \underline{I_{2a}} - \underline{I_{2b}} = \frac{\left(\underline{Z_{2b}} - \underline{Z_{2a}}\right).\left(\underline{V_2} - \underline{V_{ac2}}\right)}{\underline{Z_{2b}}.\underline{Z_{2a}}} \quad \textbf{(IV-31)}$$

Avec $\underline{Z_{2a}} = r_{2a} + l_{2a}.j\omega$ **(IV-32)**

$\underline{Z_{2b}} = r_{2b} + l_{2b}.j\omega$ **(IV-33)**

$\underline{V_{2a}} = \underline{V_{2b}} = \underline{V_2}$ **(IV-34)**

$\underline{V_{ac2a}} = \underline{V_{ac2b}} = \underline{V_{ac2}}$ **(IV-35)**

Naturellement, le courant de déséquilibre sera d'autant plus important que l'écart entre les deux impédances des secondaires le sera. C'est pourquoi, nous avons opté pour un équilibrage « passif » en déplaçant l'inductance, initialement au primaire, vers le secondaire. En déplaçant l'inductance au secondaire, l'impédance globale de chaque secondaire est augmentée, et de fait, le déséquilibre entre elles est atténué.

Cette action a permis d'obtenir un équilibrage naturel, sans nécessité d'introduire une commande différente pour chaque pont. Les deux inductances réalisées (une pour chaque secondaire) ont été dimensionnées selon la même démarche que décrite précédemment dans la section IV.4.2. La figure suivante illustre l'opération effectuée :

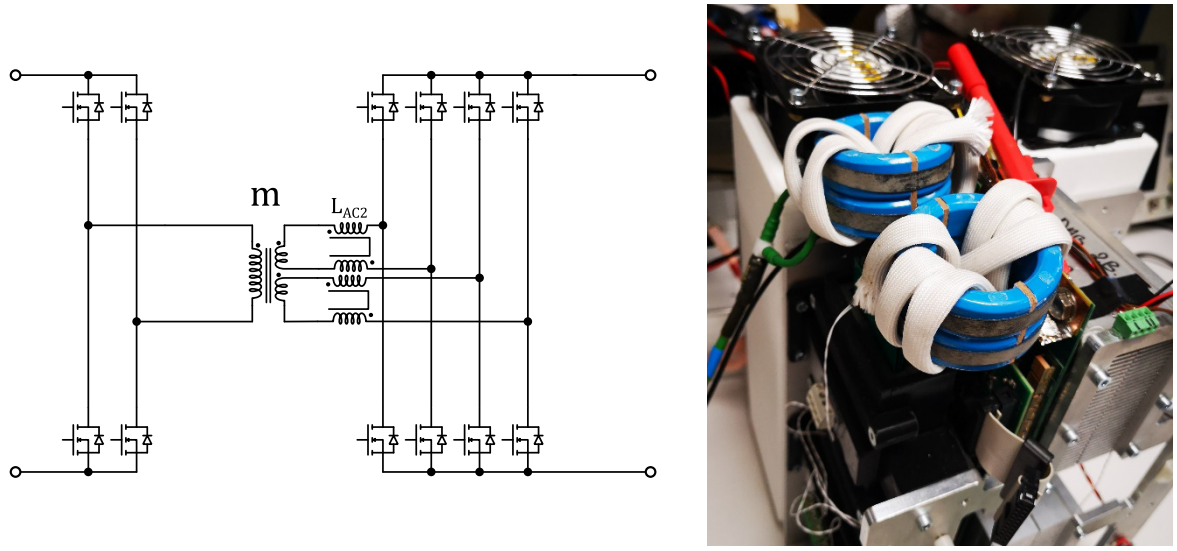


Figure IV-59 : Déplacement de l'inductance aux secondaires

Un essai à puissance nominale cette fois-ci a permis de valider la méthode, comme l'illustre la figure suivante :

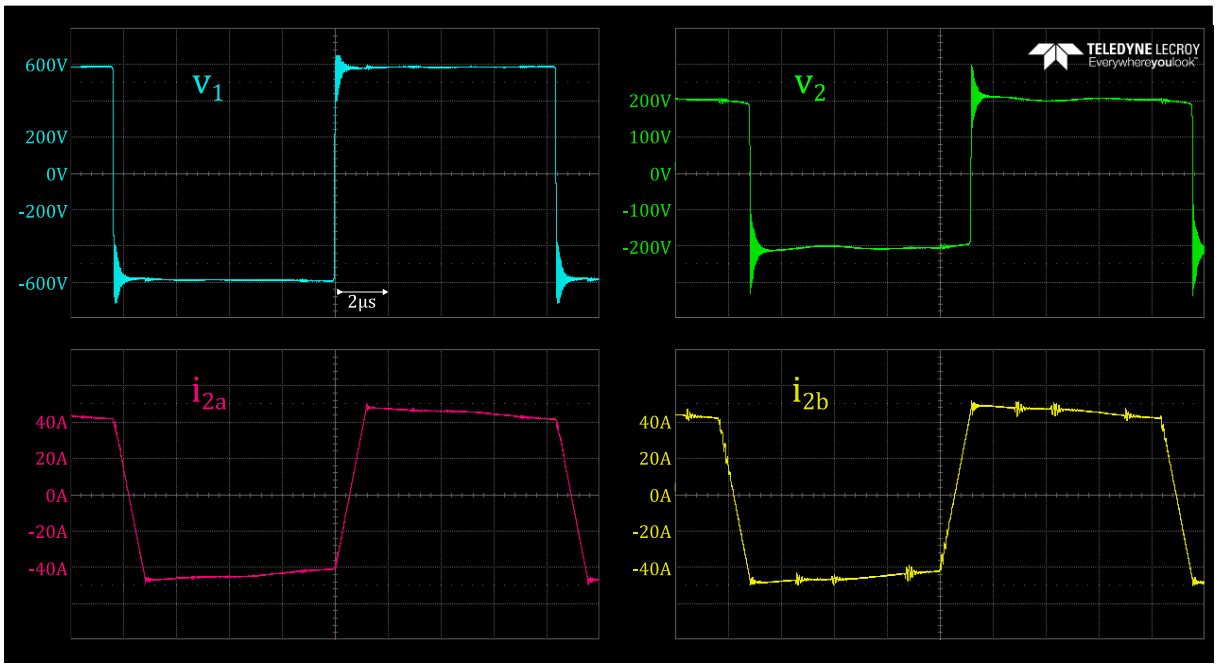


Figure IV-60 : Déséquilibre réduit entre les courants secondaires, inductance placée au secondaire

On remarque ici que les deux courants secondaires sont identiques. On peut noter également l'effet bénéfique supplémentaire qu'est la réduction des oscillations à très haute fréquence.

IV.6.2.2. Validation des performances du convertisseur à 200V

L'équilibrage des courants secondaires étant à présent validé, nous avons mis en place l'essai permettant de valider le fonctionnement du convertisseur dans sa version à tension de sortie de 200V :

Tension d'entrée	**Tension intermédiaire**	**Courant image des pertes**	**Courant de sortie utile**
$V_E = V_S = 204V$	$V_i = 632V$	$I_{pertes} = 3.59A$	$I_S = 76.5A$
Puissance de sortie utile	**Pertes totales**		**Rendement**
$P_S = 15.6kW$	$P_{pertes} = 733W$		$\boldsymbol{\eta = 95.5\%}$

Tableau IV-17 : Performances du convertisseur, version 200V, à puissance nominale

Pour cet essai, les inductances ajoutées au secondaire du transformateur ne disposaient pas de système de refroidissement (convection naturelle). Les températures atteintes jouent naturellement de façon non-négligeable sur le rendement. Il s'agit d'une piste d'amélioration pour ce convertisseur. Précisons cependant qu'il s'agit du point de fonctionnement le plus défavorable (tension d'entrée de 200V). Nous sommes donc optimistes pour le respect du rendement de 96% imposés par le cahier des charges pour des tension d'entrée supérieures (contraintes allégées au niveau de l'étage BOOST). De plus, précisons ici que l'étage BOOST non-isolé fonctionnait à la même fréquence que le DAB soit, 60kHz. Naturellement, une réduction de la fréquence de découpage pour cet étage aurait un impact certainement favorable sur le rendement global du convertisseur. Cette réduction de la fréquence serait d'autant plus intéressante avec le remplacement des inductances DC par le coupleur précédemment décrit dans la section IV.4.3.2.

IV.7. Régulation du convertisseur

IV.7.1. Description Générale

Lors de la conception du convertisseur et des essais en puissance, nous avions évoqué la possibilité de réguler le convertisseur. L'objectif final est d'obtenir une tension de sortie contrôlée avec de bonnes performances en régulation de charge, même si le cahier des charges qui nous a été fixé ne contient pas de prescription à ce propos. Nous avons donc fait une étude théorique basée sur l'usage de modèles moyens et de simulations pour définir les caractéristiques et les réglages d'une chaîne de régulation. Comme nous l'avons déjà précisé, le temps nous a manqué pour mettre en œuvre expérimentalement cette chaîne mais tous les éléments matériels existent sur le prototype avancé pour réaliser cela.

Le convertisseur étant composé de deux étages, nous avons opté pour une double régulation. La première concerne la tension intermédiaire V_i générée par le BOOST avec l'introduction d'une boucle de courant d'entrée interne afin d'améliorer la dynamique de réponse aux variations de charge. La seconde permet la régulation de la tension de sortie V_S générée par les deux étages DAB mis en parallèle et doit être également munie de boucles de courant internes afin de réaliser l'équilibrage entre ces deux étages. La consigne de la tension intermédiaire V_{i-CONS} doit être est fixe et proche de V_S/m avec l'objectif de maintenir le DAB dans le régime optimal quelle que soit la tension de sortie. La figure ci-dessous indique la disposition générale envisagée.

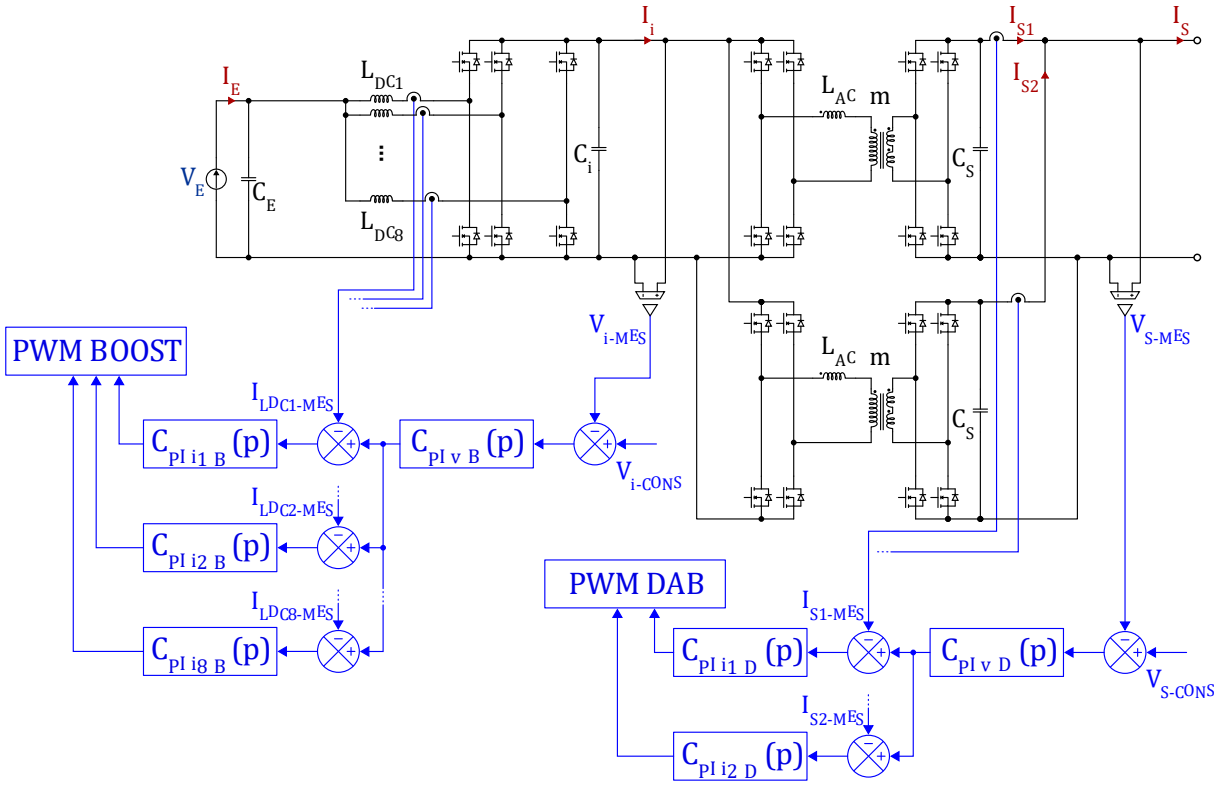


Figure IV-61 : Régulation de la tension de sortie du convertisseur

Pour mettre en place cette régulation du point de vue théorique, nous avons dans un premier temps établi des modèles moyens des deux étages, les conditions d'usage de ces modèles étant remplies (filtrage) [8]. Ces modèles permettent d'établir les différentes fonctions de transfert du système en considérant une variation légère autour d'un point de fonctionnement pour chaque grandeur du système (analyse petits signaux). Par la suite, pour un signal x, on notera $\hat{x}$ sa composante « petits signaux » et X sa composante continue (à l'échelle de la fréquence de découpage).

Ainsi, il est possible d'utiliser les outils de l'automatique linéaire à temps continu et régler les paramètres des différents correcteurs à l'aide de critères classiques comme la marge de gain ou la marge de phase.

IV.7.2. Modélisation et boucles du BOOST

Dans la réalité, le BOOST est constitué de 8 cellules en parallèle, chacune étant munie d'une inductanceL_{DC}. Son comportement peut être décrit à partir d'un modèle à une cellule dont l'inductance d'entrée est $L_{DC}/8$. C'est l'un des intérêts de l'association de cellules qui permet d'améliorer la dynamique intrinsèque de la structure.

La fonction de transfert pour la régulation de la structure BOOST est donnée ci-après, dans l'hypothèse d'une structure monocellulaire :

$$\hat{v}_i = \frac{V_i}{(1-\alpha)} \cdot \frac{1 - \frac{I_i}{V_i} \cdot \frac{L_{DC}}{8.(1-\alpha)^2} \cdot p}{1 + \frac{r.C_i.p}{(1-\alpha)} + \frac{L_{DC}.C_i.p^2}{8.(1-\alpha)}} \cdot \hat{\alpha} - \frac{(L_{DC}/8 + r).p}{(1-\alpha)^2\left(1 + \frac{r.C_i.p}{(1-\alpha)^2} + \frac{L_{DC}.C_i.p^2}{8.(1-\alpha)^2}\right)} \cdot \hat{i}_i \quad \textbf{(IV-36)}$$

Avec r *la résistance série de l'inductance.*

Il en découle les deux équations suivantes, l'une utile pour la boucle de tension, l'autre, pour la boucle de courant :

$$\hat{v}_i = \frac{V_E}{I_i} \cdot \frac{1 - \frac{I_i}{V_i} \cdot \frac{L_{DC}}{8.(1-\alpha)^2} \cdot p}{1 + \frac{V_i}{I_i} \cdot C_i.p} \cdot \hat{i}_{LDC} - \frac{V_i}{I_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_i}{I_i} \cdot C_i.p} \cdot \hat{i}_i \quad \textbf{(IV-37)}$$

$$\hat{i}_{LDC} = \frac{1}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r.C_i.p}{(1-\alpha)} + \frac{L_{DC}.C_i.p^2}{8.(1-\alpha)}} \cdot \hat{i}_i + \frac{I_i}{(1-\alpha)^2} \cdot \frac{1 + \frac{V_i}{I_i} \cdot C_i.p}{1 + \frac{r.C_i.p}{(1-\alpha)^2} + \frac{L_{DC}.C_i.p^2}{8.(1-\alpha)^2}} \cdot \hat{\alpha} \quad \textbf{(IV-38)}$$

À partir de ces fonctions de transfert, on peut établir un schéma bloc du BOOST avec ses régulations aux petits signaux (Figure IV-62). Chaque boucle est munie d'un filtre de mesure (premier ordre) placé à la sortie des capteurs de courant et de tension et d'un correcteur proportionnel-intégral :

L'équation générale du correcteur est donnée selon la formule suivante :

$$C_{PI}(p) = K \cdot \frac{1 + \tau.p}{\tau.p} \quad \textbf{(IV-39)}$$

Et l'équation du filtre associé au capteur (de tension ou de courant) :

$$H_{filt}(p) = K_{filt} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{filt}.p} \quad \textbf{(IV-40)}$$

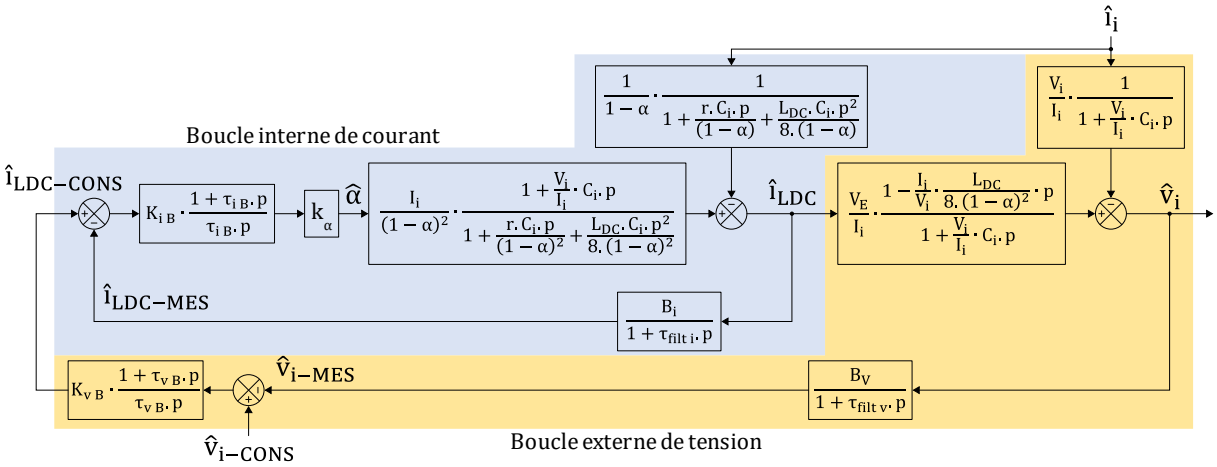


Figure IV-62 : Schéma bloc, régulation du BOOST (représentation petits signaux)

Dans cette représentation, la tension d'entrée V_E est supposée constante, ses variations dans la gamme d'usage du système étant lentes. Le courant de sortie (courant intermédiaire i_i) est une perturbation dont nous verrons l'impact à l'aide de simulations. La démarche est classique, on règle tout d'abord la boucle de courant interne, on établit ensuite la fonction de transfert en boucle fermée du nouveau bloc ainsi constitué qui va intervenir dans la boucle de tension puis on règle finalement cette dernière.

Dans cette configuration, les différents paramètres utilisés sont indiqués ci-dessous. Les correcteurs des boucles de tension et de courant ont été réglés en respectant une marge de phase de 45° et en ne considérant pas l'influence du courant de sortie. Son impact sera étudié en simulation, ce qui est beaucoup plus souple que d'étudier analytiquement le comportement de la boucle fermée complète en présence de variations de charge.

B_V	$\tau_{filt\,v}$	B_i	$\tau_{filt\,i}$
0.01	0.2ms	0.01V/A	0.2ms
$K_{v\,B}$	**$\tau_{v\,B}$**	**$K_{i\,B}$**	**$\tau_{i\,B}$**
1	0.5ms	0.2	0.2ms

Tableau IV-18 : Paramètres de régulation pour le BOOST

IV.7.3. Modélisation et boucles du DAB

Les fonctions de transfert du DAB dans les mêmes hypothèses de modélisation, et pour un ensemble composé de deux DAB en parallèle, sont beaucoup plus simples :

$$\hat{v}_S = \frac{V_i.(1-2.\varphi_{R1})}{4L_{AC1}.F_{DEC}.C_{S1}.p}\cdot\hat{\varphi}_{R1} + \frac{V_i.(1-2.\varphi_{R2})}{4L_{AC2}.F_{DEC}.C_{S2}.p}\cdot\hat{\varphi}_{R2} - \frac{1}{2C_{S1}.p}\cdot\hat{\imath}_{S1} - \frac{1}{2C_{S2}.p}\cdot\hat{\imath}_{S2} \qquad \textbf{(IV-41)}$$

Le schéma bloc utilisé pour étudier la régulation est donné ci-dessous, avec la même logique que précédemment ; introduction de filtres sur les capteurs de courant et tension et de correcteurs proportionnels-intégral. Dans ce cas, on peut noter que les boucles de courant nécessaires à l'équilibrage ne permettent pas d'améliorer les performances dynamiques de la boucle externe puisqu'elles introduisent un terme qui s'apparente à une perturbation.

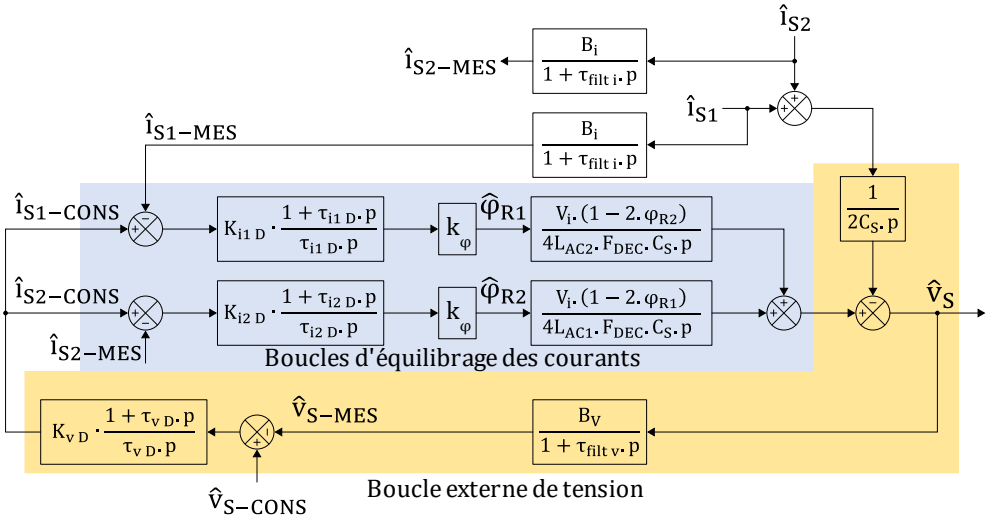


Figure IV-63 : Schéma bloc, régulation du DAB (représentation petits signaux)

De la même façon, les correcteurs ont été réglés en l'absence de variation du courant de charge, avec toujours l'objectif d'observer le comportement dynamique à l'aide de simulations. Les différents paramètres de cette chaîne de régulation sont donnés le tableau ci-dessous :

B_V	$\tau_{filt\,v}$	B_i	$\tau_{filt\,i}$
1	0.2ms	1mV/A	0.2ms
$K_{v\,D}$	$\tau_{v\,D}$	$K_{i1\,D} = K_{i2\,D}$	$\tau_{i1\,D} = \tau_{i2\,D}$
3	1ms	0.1	1ms

Tableau IV-19 : Paramètres de régulation pour le DAB

IV.7.4. Vérification des performances à partir de simulations

À partir des éléments précédents, nous avons réalisé différentes simulations à l'aide du logiciel PSIM, ce qui permet d'avoir une très bonne idée du comportement réel de la structure, les convertisseurs étant complétement représentés, avec en particulier l'impact du découpage, non pris en compte dans les modèles moyens. Le schéma de simulation est le suivant :

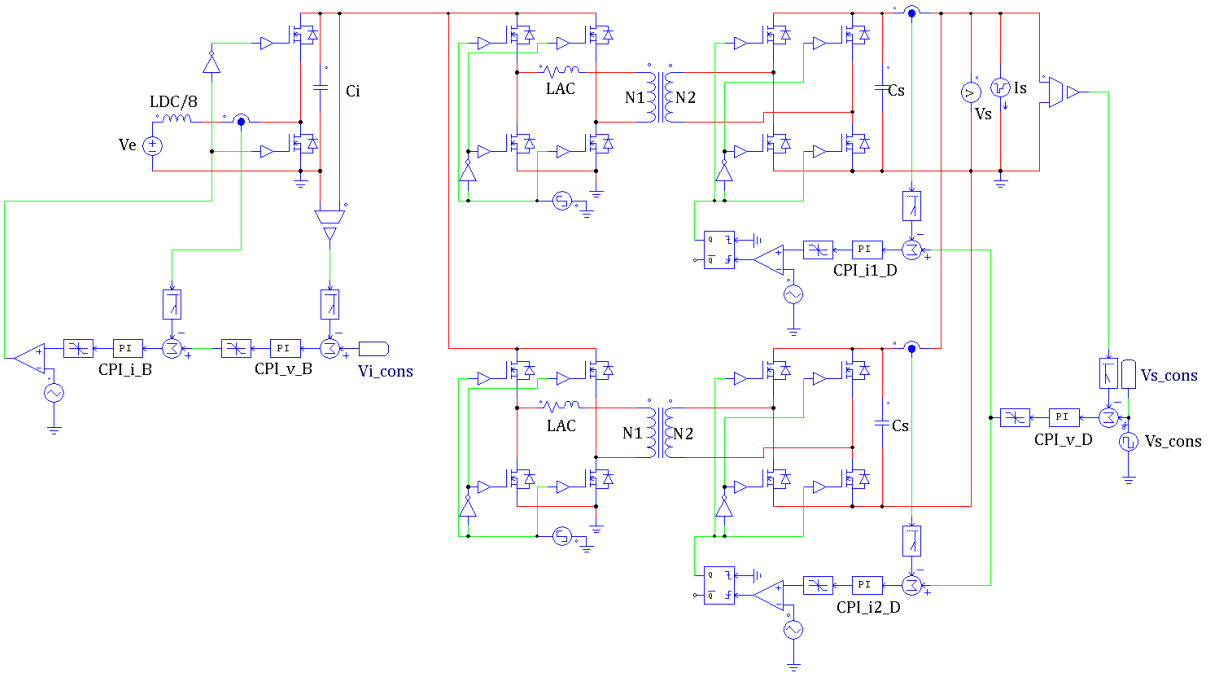


Figure IV-64 : Schéma électrique (PSIM), régulation de la tension de sortie du convertisseur

Pour limiter les temps de calcul, le BOOST n'est constitué que d'une seule cellule munie d'une inductance d'entrée $L_{DC}/8$. Nous avons conservé une fréquence de découpage égale à celle d'une cellule. De ce fait, l'ondulation de courant est beaucoup plus élevée que dans la réalité mais cela a peu d'importance compte-tenu de l'objectif de ces simulations qui est d'observer les évolutions des composantes basse fréquence. De plus, toutes les tensions issues des capteurs sont filtrées donc cette ondulation n'est que faiblement réinjectée dans la boucle. La charge est constituée d'un générateur de courant contrôlé qui permet d'imposer des impacts de charge et qui n'introduit pas d'amortissement. C'est donc une situation défavorable, bien adaptée à l'évaluation de la robustesse de la régulation.

Nous avons réalisé de nombreuses simulations en introduisant progressivement les différents niveaux. Les résultats présentés plus loin ont été obtenus avec un échelon de courant de charge variant entre 70 et 140A (demi-charge/pleine charge), pour une tension de sortie fixée à 200V.

Les chronogrammes de gauche recouvrent une demi-période du créneau de charge tandis que les chronogrammes de droite constituent un zoom qui permet de voir l'évolution du courant AC lors de la transition de courant de charge et donc le mode de fonctionnement du DAB. Dans la situation où les deux boucles de tension sont actives, la consigne de tension du BOOST est en proportion constante de la consigne de tension du DAB, pour rester dans la zone de bon fonctionnement de ce dernier.

La simulation de la Figure IV-65 correspond au cas où le BOOST n'est pas régulé, avec un rapport cyclique imposé en boucle ouverte pour obtenir une tension intermédiaire proche de 600V. Le DAB est muni d'une boucle de tension et des boucles d'équilibrage des courants. Un déséquilibre résistif a été introduit entre les deux étages DAB. Pour une meilleure visualisation des transitoires, la valeur moyenne a été retranchée aux tensions V_E et V_i. Dans cette situation, les transitoires sur le BOOST sont très importants et induisent des contraintes significatives sur le courant d'entrée du BOOST, avec des répercussions sur les courant intermédiaires. La tension de sortie est correctement contrôlée. On constate également sur le zoom (Figure IV-65 droite) que le mode ZVS est maintenu pendant quasiment tout le transitoire. Cependant, même si ces transitoires seraient finalement amortis dans la réalité (ici la variation de charge est à 50Hz donc très rapide), cette configuration n'est guère acceptable.

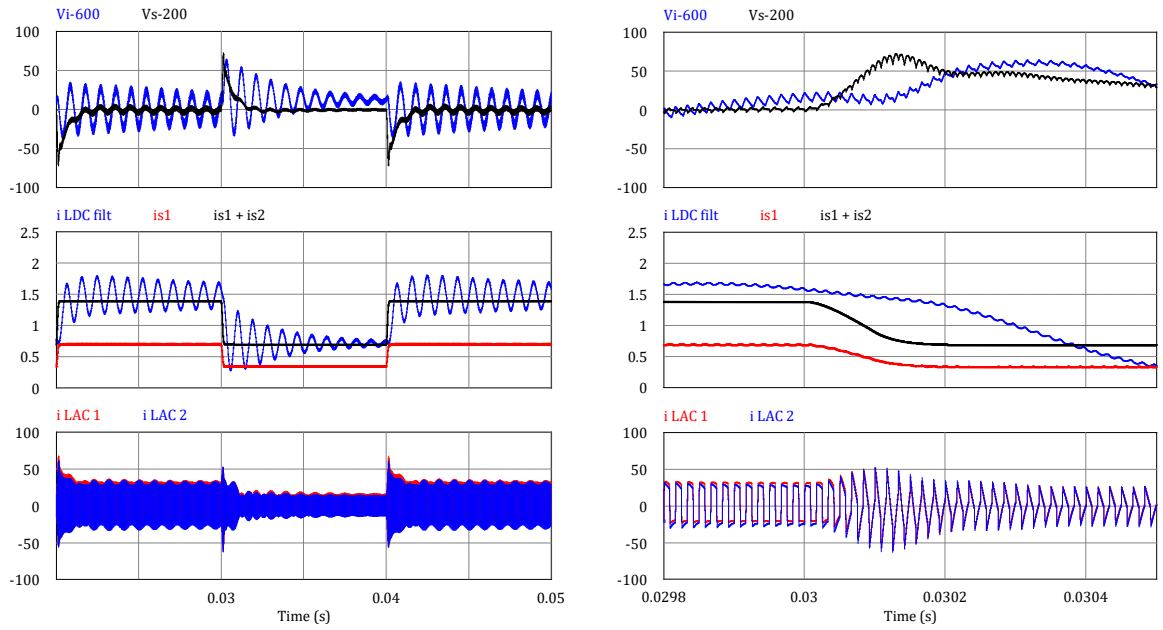


Figure IV-65 : Résultats de simulations. BOOST non régulé, DAB régulé en tension et équilibrage des courants

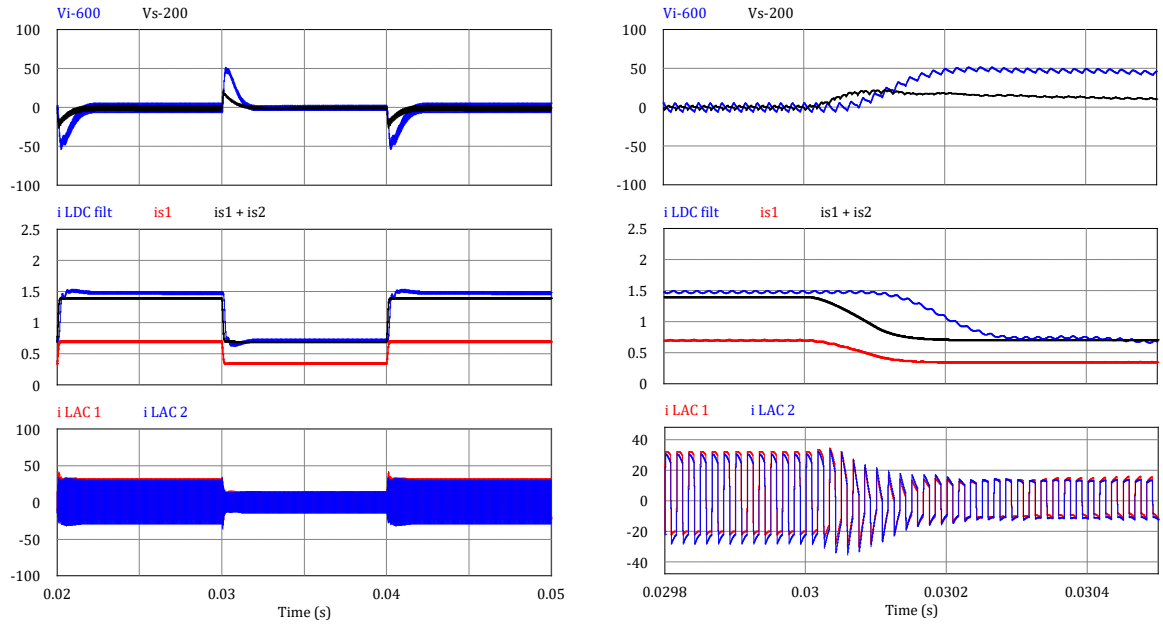


Figure IV-66 : Résultats de simulations. BOOST régulé, DAB régulé en tension et équilibrage des courants

La Figure IV-66 montre l'évolution des mêmes grandeurs dans le cas où le BOOST est régulé en tension avec une boucle interne de courant d'entrée. Comme on pouvait s'y attendre, le transitoire est maîtrisé, en particulier sur le courant d'entrée. Le comportement du DAB est quasiment inchangé, les perturbations liées au transitoire du BOOST en boucle ouverte ont simplement disparu.

Ces différents résultats démontrent que le principe d'une double régulation sans couplage entre les deux groupes de boucles, à l'exception de consignes en tension proportionnelles, fonctionne et permet d'obtenir des performances très satisfaisantes, en tout cas dans une approche théorique. Néanmoins, on sait bien que des problèmes de mise en œuvre peuvent être rencontrés, en particulier du fait du bruit inévitable réinjecté dans toute la chaîne de commande par le découpage. Cet ensemble devrait être testé chez ECA, dans la prolongation industrielle de ce travail.

IV.8. Bibliographie du chapitre

[1] **J.-S. N. T. MAGAMBO**, « Modélisaton et conception de transformateurs planar pour convertisseur de puissance DC/DC embarqué », phdthesis, Ecole Centrale de Lille, **2017**. Consulté le: juin 05, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03510276

[2] **F. FOREST, E. LABOURE, T. MEYNARD, ET M. ARAB**, « Analytic design method based on homothetic shape of magnetic cores for high-frequency transformers », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, nº 5, Art. nº 5, **sept. 2007**, doi: 10.1109/TPEL.2007.904251.

[3] **J. BRUNELLO**, « Design of isolated DC-DC power converters for more electric aircraft », Theses, Université Montpellier, **2015**. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01960457

[4] **Z. BELKAID**, « Modèles et outils pour la conception de composants magnétiques HF dédiés à l'électronique de puissance », Theses, Université Montpellier, **2016**. [En ligne]. Disponible sur: https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01724711

[5] **Z. BELKAID, P. ENRICI, F. FOREST, T. MARTIRE, ET J. HUSELSTEIN**, « Development of models and tool for the design of HF magnetic components in power electronics », in *2018 IEEE international conference on industrial technology (ICIT)*, **2018**, p. 706-711.

[6] **P. L. DOWELL**, « Effects of eddy currents in transformer windings », *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, nº 8, Art. nº 8, **août 1966**, doi: 10.1049/piee.1966.0236.

[7] **K. VENKATACHALAM, C. R. SULLIVAN, T. ABDALLAH, ET H. TACCA**, « Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters », in *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings.*, **juin 2002**, p. 36-41. doi: 10.1109/CIPE.2002.1196712.

[8] **J. P. FERRIEUX ET F. FOREST**, *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes, composants, modélisation*. Dunod, **1999**. [En ligne]. Disponible sur: https://books.google.fr/books?id=wFUYHQAACAAJ

[9] **D. SADARNAC**, *Électronique de puissance - Évolution des concepts et composants magnéiques - conception, modélisation, optimisation*, Ellipses. **2020**. Consulté le: juin 05, 2022. [En ligne]. Disponible sur: https://halldulivre.com/livre/9782340039742-electronique-de-puissance-evolution-des-concepts-et-composants-magneiques-conception-modelisation-optimisation-daniel-sadarnac/

[10] **F. FOREST, T. A. MEYNARD, J.-J. HUSELSTEIN, D. FLUMIAN, C. RIZET, ET A. LACARNOY**, « Design and characterization of an eight-phase-137-kW intercell transformer dedicated to multicell DC–DC stages in a modular UPS », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 1, Art. nº 1, **janv. 2014**, doi: 10.1109/tpel.2013.2248755.

[11] **F. FOREST *ET AL.***, « A nonreversible 10-kW high step-up converter using a multicell boost topology », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, nº 1, Art. nº 1, **janv. 2018**, doi: 10.1109/tpel.2017.2662224.

CHAPITRE V : CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans l'objectif de proposer de nouvelles architectures de conversion de puissance, avec isolation galvanique, l'entreprise ECA-Robotics voulait une démonstration de faisabilité d'un convertisseur DC/DC isolé haute fréquence et à forte puissance ($\mathbf{30kW}$). Ce saut technologique a pour ambition d'orienter les projets futurs de l'entreprise vers ce type d'architecture. Le gain sur le volume et la masse est l'objectif principal, tant les contraintes mécaniques sont de plus en plus exigeantes. Deux possibilités sur la tension de sortie ont été étudiées, amenant ainsi à la réalisation de deux convertisseurs, l'un fournissant une tension de 200V et l'autre, une tension de 400V.

La principale difficulté rencontrée dans ce travail est la forte variation de la tension d'entrée, entre $\mathbf{200}$ et $\mathbf{600V}$. Si l'on considère une architecture isolée devant gérer cette large plage de tension, les courants efficaces, notamment vus par le transformateur, sont nettement disqualifiant compte tenu de l'objectif de rendement. Cet aspect a été traité dans le **Chapitre III**, où nous avons comparé différentes architectures prometteuses à partir d'un modèle de pertes dans les composants à semi-conducteurs développé dans le **Chapitre II**.

Nous avons rapidement orienté ce travail vers la conception d'une architecture à deux étages. Un premier étage non-isolé permet de gérer cette variation de tension, le deuxième étage fournissant l'isolation demandée. Cette direction avait pour objectif principal la réduction des contraintes en courant pour l'étage isolé, fonctionnant dans des conditions nettement plus favorables et donc présentant des performances exceptionnelles.

Cette orientation a permis, dans des conditions des plus contraignantes, d'obtenir des rendements très élevés, en régime permanent, pour les deux convertisseurs : $\mathbf{97.2}\%$ pour la version $\mathbf{V_S = 400V}$ et $\mathbf{95.5}\%$ pour la version $\mathbf{V_S = 200V}$, alimentées respectivement avec des tensions d'entrée de 400 et 200V. Pour des tensions d'entrée dans la gamme la plus basse, le rendement est naturellement moins élevé. Cependant, nous sommes confiants sur la tenue de ce critère ($\boldsymbol{\eta \geq 96}\%$) sur la plage de tension nominale (entre 300 et 600V). Ce démonstrateur a permis de valider le réel intérêt d'une structure à deux étages pour une application à forte variation de tension d'entrée, chaque étage possédant un rendement supposé au-delà de $\mathbf{98}\%$.

Des pistes d'amélioration de ce rendement ont été également évoquées, notamment par l'utilisation d'un coupleur magnétique, dimensionné et construit par les équipes montpelliéraines et toulousaines. Ce coupleur permettrait d'une part, de réduire les pertes « magnétiques » dans l'étage BOOST non-isolé, tout en permettant, d'autre part, de réduire les pertes par commutation dans les composants à semi-conducteurs dans ce même étage en autorisant un fonctionnement à fréquence de découpage plus basse.

Une technique de réduction des capacités parasites entre les spires du transformateur a ouvert la voie à une méthode de refroidissement particulièrement efficace et originale. Bien que cette méthode soit difficilement industrialisable, nous pensons qu'il s'agit d'une piste intéressante et à développer davantage.

Un aspect malheureusement développé partiellement concerne la régulation de ce convertisseur. Des essais à courant de sortie régulé ont pu être mis en place et validés pour faciliter les mesures de rendement. Cependant, par manque de temps, la régulation de la tension de sortie n'a pu être abordé que sur le plan théorique et par simulation. Il s'agit d'un des principaux axes de travail à développer par la suite.

De nombreux autres aspects ont été écartés, sur le plan théorique en tout cas, pour assurer le respect de l'objectif initial, à savoir, la livraison d'un prototype répondant au cahier des charges. De ce fait, la CEM n'a été abordée que par la mise en place de « bonnes pratiques ». La tenue mécanique n'a évidemment pas fait l'objet d'étude approfondie. Ce sont des exemples d'axes de travail à développer par la suite au sein de l'entreprise.