

Table des figures

1.1	Nombre de ventes des nouveaux véhicules électriques en milliers et part de marché en % par pays durant les années 2013 à 2017	2
1.2	Convertisseur Buck	3
1.3	Influence de la fréquence sur les éléments passifs : inductance et condensateur	4
1.4	Structure GaN HEMT D-Mode	6
1.5	Structure GaN HEMT E-Mode GIT	7
1.6	Structure GaN HEMT E-Mode MISFET	7
1.7	Structure transistor GaN Cascode	8
1.8	(a) Modélisation dynamique du transistor GaN (b) Comportement dynamique d'un transistor GaN lors de l'amorçage	10
1.9	Comportement en commutation dure d'un bras d'onduleur de transistors MOSFET	10
1.10	Comportement en commutation dure d'un bras d'onduleur de transistors GaN	11
1.11	(a) Énergie de commutation E_{on} et E_{off} dans le cas d'une commutation dure (b) Énergie de commutation E_{on} dans le cas d'une commutation douce (c) Énergie de commutation E_{off} dans le cas d'une commutation douce	12
1.12	(a) Topologie de chargeur à deux étages non-isolés (b) Topologie de chargeur à deux étages isolés	14
1.13	CFP monophasé topologie classique de type boost	15
1.14	CFP monophasé topologie "bridgeless" de type boost	16
1.15	(a) CFP totem-pole bridgeless (b) CFP Phase shifted semi-bridgeless	16
1.16	(a) CFP entrelacés de type boost (b) Formes d'ondes d'un circuit CFP entrelacés de type boost	17
1.17	CFP pont complet de type boost	17
1.18	Convertisseur multi-niveaux NPC	18
1.19	(a) CFP triphasé de type boost avec l'inductance côté convertisseur (b) CFP triphasé de type boost avec l'inductance en entrée du convertisseur	19
1.20	(a) CFP triphasé "bridgeless" de type boost (b) CFP triphasé pont complet de type boost	19
1.21	(a) CFP modulaire triphasé connecté en étoile Y (b) CFP modulaire triphasé connecté en triangle Δ	20
1.22	(a) Demi-pont (b) Pont complet	20
1.23	(a) Topologie du phase-shift full bridge (b) Formes d'ondes	21
1.24	(a) Topologie du dual active bridge (b) Formes d'ondes pour un rapport cyclique D_{P1} et D_{P2} de 0,5	22
1.25	(a) Circuit résonnant série (b) Circuit résonnant parallèle	23
1.26	(a) Convertisseur à résonance série (b) Convertisseur à résonance parallèle	23
1.27	Convertisseur résonnant LLC	24
1.28	Rendement minimal en fonction du chargeur en régime : (a) monophasé (b) triphasé	27
1.29	Représentation de la variabilité de tension et de courant en fonction de l'état de charge de la batterie	28
1.30	Structure de chargeur de VE à trois étages	30

2.1	Structure de chargeur de VE à trois étages	31
2.2	Topologie du Dual Active Bridge	33
2.3	Formes d'ondes du Dual Active Bridge dans une modulation par déphasage	34
2.4	Formes d'ondes du Dual Active Bridge dans une modulation par déphasage pour l'étage B	35
2.5	Puissance du convertisseur en fonction du déphasage φ_{DAB}	35
2.6	Formes d'ondes du Dual Active Bridge lors de la commutation	36
2.7	Schéma d'un bras de pont lors de la commutation	36
2.8	Puissance du convertisseur en fonction du déphasage φ_{DAB} avec la zone de fonctionnement de la commutation ZVS	38
2.9	Pertes par conduction pour un transistor en fonction de la puissance d'entrée	39
2.10	Convertisseur à résonance série	40
2.11	(a) Courant primaire I_p et tension de l'onduleur V_{ond} lorsque f_{dec} est supérieure à f_{r0} en fonction du temps (b) Courant primaire I_1 et tension de l'onduleur V_{ond} lorsque f_{dec} est inférieure à f_{r0} en fonction du temps (c) Courant primaire I_1 et tension de l'onduleur V_{ond} lorsque f_{dec} est égale à f_{r0} en fonction du temps (d) Gain de tension en fonction de la fréquence normalisée $\frac{f_{dec}}{f_{r0}}$ pour différentes valeurs de charge R_c	40
2.12	Modélisation au premier harmonique du convertisseur à résonance série	41
2.13	Formes d'ondes lors d'une commutation ZVS d'un CRS en fonctionnement hyper résonnant	42
2.14	Schéma d'un bras d'onduleur lors de la commutation d'un CRS en fonctionnement hyper résonnant	42
2.15	Tension du transistor T_1 lors d'une commutation ZVS lorsque le temps mort est :(a) supérieur à sa valeur minimale $\Delta t_{min,CRS}$ (b) inférieur à sa valeur minimale $\Delta t_{min,CRS}$	44
2.16	Formes d'ondes lors d'une commutation ZVS pour le fonctionnement spécifié	45
2.17	Formes d'ondes I_{reso} du courant résonnant dans un fonctionnement à la fréquence de résonance f_{r0} et du courant I_1 pour un fonctionnement à la fréquence f_{dec}	45
2.18	Schéma d'un bras de pont lors de la commutation	47
2.19	Formes d'ondes pour un fonctionnement à la fréquence de résonance	48
2.20	Convertisseur LLC résonnant	49
2.21	Courbe de gain d'un convertisseur LLC en fonction de la fréquence normalisée	49
2.22	Courbe de gain d'un convertisseur LLC en fonction de la fréquence normalisée	50
2.23	Formes d'ondes lors de la commutation du convertisseur LLC pour un mode de fonctionnement à la fréquence de résonance	51
2.24	Schéma d'un bras d'onduleur lors de la commutation du convertisseur LLC pour un mode de fonctionnement à la fréquence de résonance	51
2.25	Topologie finale du convertisseur	55
3.1	Schéma d'un transformateur idéal	59
3.2	(a) Répartition simplifiée du courant dans un conducteur circulaire de surface S_{circ} pour une fréquence f (b) Répartition simplifiée du courant dans un conducteur circulaire de surface S_{circ} pour une fréquence $10 \cdot f$ (c) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire de surface S_{rec} pour une fréquence de f (d) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire de surface S_{rec} pour une fréquence $10 \cdot f$	61

3.3	Bobinage en fil de Litz	61
3.4	(a) Répartition simplifiée du courant dans un conducteur circulaire pour une fréquence f (b) Répartition du courant dans un conducteur de fil de Litz pour une fréquence $10 \cdot f$	62
3.5	(a) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire pour une fréquence f et une section de cuivre S_{rec} (b) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire pour une fréquence $10 \cdot f$ et une section de cuivre S_{rec}	62
3.6	Schéma d'un transformateur avec son flux de fuite	63
3.7	Modélisation d'un transformateur	64
3.8	Modélisation d'un transformateur à l'aide des inductances propres	65
3.9	Modélisation d'un transformateur dont la valeur d'inductance de magnétisation est très élevée	65
3.10	Modélisation d'un transformateur avec un courant magnétisant non nul	66
3.11	Facteur de performance en fonction de la fréquence pour différents matériaux de ferrite Ferroxcube	69
3.12	Géométrie de noyau : (a) E planar (b) P (c) RM (d) torique (e) U (f) ER	69
3.13	Vue du dessus (a) d'un demi-noyau de planar E38/8/25 (b) d'un demi-noyau de E E42/21/15	70
3.14	Types de bobinages d'un noyau ferrite planar : (a) bobinage intégré dans un circuit imprimé (b) bobinage feuillard (c) bobinage en méplat sur champ	70
3.15	(a) Bobinage feuillard orienté verticalement (b) Bobinage feuillard orienté horizontalement	72
3.16	Induction magnétique et densité de courant selon la position des spires pour : (a) un nombre identique de spires primaires et secondaires (b) un nombre pair de spires primaires et impair de spires secondaires	73
3.17	(a) Vue de côté d'un transformateur planar avec un bobinage horizontal refroidi par la surface basse (b) Vue de dessus d'un transformateur planar avec un bobinage horizontal (c) Vue de face d'un transformateur planar avec un bobinage horizontal	75
3.18	(a) Vue de côté d'un transformateur planar avec un bobinage vertical refroidi par la surface basse (b) Vue de dessus d'un transformateur planar avec un bobinage vertical (c) Vue de face d'un transformateur planar avec un bobinage vertical	75
3.19	(a) Solution de refroidissement avec pad thermique (b) Solution de refroidissement sans pad thermique	76
3.20	Dimensions d'un noyau planar E43/10/28	77
3.21	Dimensions d'un noyau planar E38/8/25	77
3.22	Dimensions d'un noyau planar E32/6/20	77
3.23	Configuration du convertisseur DC-DC en fonction du nombre de modules m_p en parallèle	77
3.24	Rapport du courant magnétisant I_m sur le courant efficace primaire I_{1eff} en fonction de la fréquence f_{tr} pour 54 points de fonctionnement	80
3.25	(a) Disposition des spires dans un transformateur avec un entrelacement primaire et secondaire (b) Modélisation du bobinage en portion	82
3.26	Modélisation du paramètre k et de l'axe de symétrie	83
3.27	(a) Bobinage de feuillard de cuivre strictement entrelacé (b) Représentation avec la méthode des portions (c) Représentation avec la méthode du paramètre k	84

3.28	Calcul des pertes cuivre sur les zones sélectionnées pour un transformateur de dimension X_{E32}	85
3.29	Calcul de l'énergie magnétique sur les zones sélectionnées pour un transformateur de dimension X_{E32}	87
3.30	Induction magnétique pour un transformateur de dimension X_{E32}	87
3.31	Profondeur de la simulation	88
3.32	Vue du dessus du transformateur	89
3.33	Représentation schématique de la capacité parasite inter-enroulements	89
3.34	Modèle électrique du transformateur avec la capacité parasite inter-enroulements	89
3.35	Déclaration des dimensions du noyau X_{E32} sous FEMM lors de la première phase de modélisation	90
3.36	Déclaration des dimensions du noyau X_{E32} et son bobinage sous FEMM pour une fréquence de $500kHz$ et une épaisseur d'isolation $e_{in,1}$	91
3.37	(a) Schéma de l'étude paramétrique (b) Schéma du transformateur simulé	92
3.38	Pertes cuivre en fonction de la fréquence et de la puissance pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	92
3.39	Pertes cuivre en fonction de la fréquence et de la puissance pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu m$	92
3.40	Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	93
3.41	Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	93
3.42	Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	93
3.43	Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu m$	93
3.44	Capacité inter-enroulements en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	94
3.45	Capacité inter-enroulements en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu m$	94
3.46	Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	95
3.47	Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 408\mu m$	95
3.48	(a) Vue du dessus d'un transformateur planar (b) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,cu}$ (c) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,fer}$	96
3.49	(a) Modélisation thermique 2D simplifiée du transformateur à l'aide de résistances thermiques (b) Vue 2D du bobinage cuivre sur le refroidissement (c) Vue 2D de la géométrie planar sur le refroidissement	96
3.50	Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	97
3.51	Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu m$	97
3.52	Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	97

3.53	Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	97
3.54	Somme des pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$	99
3.55	Photographie du transformateur testé pour la vérification expérimentale	99
3.56	Schéma du principe de mesure de la résistance $R_{DC,1}$	100
3.57	Schéma du principe de mesure de l'inductance $L_{f,tr,mes}$ et de la résistance $R_{AC,mes}$	100
3.58	Photographie du transformateur testé pour la vérification expérimentale des inductances de fuite et de la résistance AC	101
3.59	Schéma de mesure de la capacité parasite	101
3.60	Modélisation des capacités parasites reliées à la carrosserie de la voiture	103
3.61	(a) Tension primaire et secondaire (b) Tension aux bornes de la capacité $C_{p,tr1}$	104
3.62	Schéma du convertisseur et formes d'ondes subissant le défaut	104
3.63	(a) Courant sinusoïdal (b) Courant amorti (c) Courant fortement amorti	105
3.64	(a) Fonctionnement de l'inductance supplémentaire lors du filtrage de courants de mode commun (b) Fonctionnement de l'inductance supplémentaire en tant qu'inductance résonnante	106
3.65	Dimensions d'un noyau de type E13/7/4	106
3.66	(a) Géométrie de l'inductance supplémentaire (b) Induction magnétique B au sein de l'inductance supplémentaire pour un point de fonctionnement $p_{ft,A}$	107
3.67	(a) Géométrie de l'inductance supplémentaire (b) Induction magnétique B au sein de l'inductance avec deux courants de même signe	109
3.68	Modélisation du passage d'un courant de mode commun au sein de l'inductance supplémentaire	109
3.69	Transformateur Trf_{36F14} avec deux inductances supplémentaires	110
3.70	Modélisation électrique de la partie centrale du convertisseur incluant le transformateur Trf_{36F14}	111
4.1	Forme d'ondes d'un transistor primaire	115
4.2	Valeurs typiques : $C_{iss}, C_{oss}, C_{rss}$ vs. V_{DS}	116
4.3	Phases de commutation d'un bras d'onduleur	116
4.4	Tension et courant des transistors complémentaires d'un bras d'onduleur lors de la commutation avec les pertes associées	116
4.5	(a) Circuit PCB (b) Circuit SMI (c) Circuit DBC	118
4.6	(a) Technologie SMI (b) Technologie DBC	119
4.7	(a) Boucle responsable d'une inductance parasite (b) Capacité parasite du SMI	119
4.8	Schéma équivalent simplifié d'un condensateur	121
4.9	Facteur de dissipation DF en fonction de l'impédance Z_c , de la réactance capacitive X_C et de l'ESR	122
4.10	Représentation du transformateur et du circuit résonnant avec les lots de condensateurs primaires et secondaires	123
4.11	Effet typique du niveau de tension AC et DC à 1kHz aux bornes d'un condensateur $X7R$	124
4.12	Variation de la capacité (%) et facteur de dissipation en fonction de la fréquence pour le matériau $X7R$	124
4.13	Élévation de température en fonction du courant efficace traversant le condensateur	125

4.14	Variation de la capacité (%) et facteur de dissipation en fonction de la température	125
4.15	(a) Superposition des trois cartes : vue de côté (b) Superposition des deux cartes puissance et commande : vue du dessus	126
4.16	Routage de la carte de puissance	127
4.17	(a) Modélisation de la surface $S_{L,dec}$ au niveau d'un bras d'onduleur (b) Représentation électrique de l'inductance parasite induite par la surface $S_{L,dec}$ (c) Surtension causée par l'inductance parasite	128
4.18	(a) Routage de la carte de commande PCB avec les trois couches : Layer 1 – pistes vertes , Layer 3 – pistes violettes et Layer 4 – pistes rouges (b) Routage de la carte de commande PCB avec la couche : Layer 2 – plans 0V	129
4.19	Schéma électrique de la grille du transistor	130
4.20	(a) Inductance parasite générée par la carte de commande (b) Inductance parasite générée par le connecteur carte à carte (c) Inductance parasite générée par carte de puissance	130
4.21	Simulation sous LTspice de l'influence d'une inductance parasite $L_{p,G}$ comprise entre 5 et 15nH	131
4.22	Tension de grille V_{gs} en fonction du temps lors de l'amorçage du transistor pour trois valeurs d'inductance $L_{p,G}$ (5nH, 10nH et 15nH) et tension de driver V_{dr}	131
4.23	Schéma du transformateur et des capacités parasites	134
4.24	Représentation de la longueur $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$ sur le transformateur conçu	134
4.25	Schéma du transformateur et des capacités parasites entre les conducteurs de cuivre et l'aluminium	135
4.26	Rendement théorique du convertisseur DC-DC en fonction de la puissance d'entrée pour un rapport cyclique de 50%	137
4.27	Détail de la modélisation du convertisseur sur le logiciel LTspice	139
4.28	Paramètres définissant la puissance dans la simulation LTspice du convertisseur	139
4.29	Paramètres définissant les signaux de commande des transistors dans la simulation LTspice du convertisseur	140
4.30	Paramètres définissant les composants électriques dans la simulation LTspice du convertisseur	140
4.31	Représentation des différentes longueurs entre les spires intérieures et les spires extérieures	141
4.32	Courant résonnant primaire et tension du transistor T_{11} pour une puissance de 7,3kW déterminée par simulation	142
4.33	Zoom sur le courant résonnant primaire et la tension du transistor T_{11} pour une puissance de 7,3kW déterminée par simulation	142
4.34	Vue du dessus du prototype	143
4.35	(a) Empilement des cartes du prototype (b) Vue de côté du prototype	143
4.36	Banc de test du convertisseur DC-DC	144
4.37	Schéma de principe du prototypage du convertisseur DC-DC	145
4.38	Schéma du prototype	146
4.39	Tension de grille $V_{gs,3,1}$ et tensions du transistor $T_{3,1}$ $V_{ds,3,1}$ en fonction du temps	147
4.40	Zoom sur la tension de grille $V_{gs,3,1}$ et tensions du transistor $T_{3,1}$ $V_{ds,3,1}$ lors du blocage en fonction du temps	147
4.41	Courant résonnant primaire I_1 (CH1), Tension $V_{ds,4,1}$ du transistor primaire $T_{4,1}$ (CH2), Tension $V_{ds,3,2}$ du transistor secondaire $T_{3,2}$ (CH3) pour le point de mesure $p_{m,BTA}$	147

4.42	Zoom sur : Le courant résonnant primaire I_1 (CH1), la tension $V_{ds,4,1}$ du transistor primaire $T_{4,1}$ (CH2), la tension $V_{ds,3,2}$ du transistor secondaire $T_{3,2}$ (CH3) pour le point de mesure $p_{m,BTB}$	147
4.43	Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée pour un rapport cyclique de 46,5%	149
4.44	Comparaison du rendement théorique R_{c1} et mesuré R_m en % en fonction de la puissance d'entrée	150
4.45	Courant résonnant primaire I_1 (CH1) pour une puissance de 3,9kW et une tension d'entrée de V_{in} de 450V	150
4.46	Simulation LTspice de la charge et décharge des capacités parasites du composants GS66508B dans un circuit résistif	151
4.47	Puissance dissipée dans la résistance et tension aux bornes du transistor en fonction du temps dans la simulation LTspice	152
4.48	Comparaison des deux rendements théoriques R_{c1} et R_{c2} et du rendement mesuré R_m en % en fonction de la puissance d'entrée	153
4.49	Courant résonnant primaire I_1 (CH1) et tension du transistor primaire $V_{ds,2,1}$ (CH2) pour le point de mesure $p_{m,al,40}$	156
4.50	(a) Tension aux bornes d'un transistor primaire et d'un transistor secondaire symétrique (b) Courant résonnant primaire	156
4.51	(a) Tension aux bornes d'un transistor primaire et d'un transistor secondaire symétrique (b) Courant résonnant primaire	156
4.52	Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée pour différentes valeurs de rapport cyclique	157
5.1	Structure de chargeur de VE à trois étages	160
5.2	Topologie d'un hacheur dévolteur	160
5.3	Topologie d'un hacheur avec l'ajout d'un circuit résonnant de type ZCS (a) et l'ajout d'un circuit résonnant de type ZVS (b)	161
5.4	Formes d'onde du convertisseur Buck (a) avec un mode de conduction discontinue (b) avec un mode de conduction continue	162
5.5	(a) Convertisseur Buck entrelacé à deux cellules (b) Formes d'ondes dans le cas de commandes déphasées de 180°	163
5.6	Schéma du convertisseur Buck entrelacé sélectionné	164
5.7	Formes d'ondes du convertisseur Buck entrelacé sélectionné	164
5.8	Géométrie des inductances du Buck	167
5.9	Facteur de performance pour différents matériaux Ferroxcube	167
5.10	Encombrement estimé des deux étages du convertisseur DC-DC	168
5.11	Représentation du volume du chargeur de l'état de l'art	169
5.12	Courbe de rendement en fonction de la puissance d'entrée de l'étage isolé du chargeur de l'état de l'art pour une tension d'entrée de 350V et une tension de sortie de 400V	169
5.13	Chargeur complet avec trois briques isolées de 7,3kW : première solution	171
5.14	Chargeur complet avec trois briques isolées de 7,3kW symétrisées : seconde solution	172
5.15	Forme d'ondes de la puissance instantanée pour une puissance moyenne de 7,3kW	172
5.16	Chargeur complet avec trois briques isolées de 7,3kW symétrisées : troisième solution	173

B.1	Convertisseur à résonance série	179
B.2	Courant d'entrée I_{in} d'un convertisseur à résonance série	179
B.3	Convertisseur LLC résonnant	180
B.4	Formes d'ondes du convertisseur LLC	181
B.5	Schéma du convertisseur DAB sous le logiciel LTspice	182
B.6	Puissance du convertisseur en fonction du déphasage φ_{DAB}	182
B.7	(a) Tension de l'onduleur primaire (vert) et tension de l'onduleur secondaire (bleu) (b) Courant dans l'inductance L_{DAB}	183
B.8	(a) Courant dans le transistor primaire S1 (jaune) et courant dans le transistor primaire S3 (rouge) (b) Tension aux bornes du transistor primaire S1 (jaune) et Tension aux bornes du transistor primaire S3 (rouge)	183
B.9	Simulation à $7,3kW$ (a) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et Courant dans l'inductance L_{DAB} (b) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et courant traversant le transistor S1 (rouge)	184
B.10	Simulation à $1,8kW$ (a) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et Courant dans l'inductance L_{DAB} (b) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et courant traversant le transistor S1 (rouge)	184
B.11	Produit du courant et de la tension au sein du transistor S1	184
B.12	Différentes phases lors de la commutation ZCS	185
B.13	Formes d'ondes lors d'une commutation ZCS	185
B.14	Schéma du convertisseur CRS sous le logiciel LTspice	186
B.15	Simulation à $7,3kW$ (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu) et Courant tra- versant le transistor S2 (rouge) (b) Courant résonnant primaire (vert) et tension d'onduleur primaire (bleue)	187
B.16	Simulation à $7,3kW$ (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu) et Courant tra- versant le transistor S2 (rouge) (b) Courant résonnant primaire (vert) et tension d'onduleur primaire (bleue)	187
B.17	Simulation à $7,3kW$ (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu), Courant tra- versant le transistor S2 (rouge) et somme de courant des capacités parallèles des transistors S1 et S2 (b) Tension aux bornes du transistor S1 (bleu) et tension aux bornes du transistor S2 (rouge)	187
B.18	Simulation à $1,8kW$ (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu), Courant tra- versant le transistor S2 (rouge) et somme de courant des capacités parallèles des transistors S1 et S2 (b) Tension aux bornes du transistor S1 (bleu) et tension aux bornes du transistor S2 (rouge)	187
C.1	Perméabilité complexe en fonction de la fréquence	189
C.2	Perméabilité initiale en fonction de la température	189
C.3	Courbe B-H typique	189
C.4	Amplitude de la perméabilité en fonction de l'induction magnétique crête	190
C.5	Perméabilité réversible en fonction de l'induction magnétique crête	190
C.6	Pertes volumiques en fonction du champ magnétique crête à fréquence fixée	190
C.7	Pertes volumiques à différentes valeurs de fréquence/champ magnétique en fonction de la température	190
C.8	Dimension géométrique du noyau E32/6/20	191
C.9	Dimension géométrique du noyau E38/6/20	192

C.10	Dimension géométrique du noyau E43/10/28	193
C.11	Dimension géométrique du noyau E13/7/4	194
C.12	Dimension géométrique du noyau PQ40/40	195
D.1	Induction magnétique et densité de courant selon la position des spires pour : (a) un nombre identique de spires primaires et secondaires (b) un nombre pair de spires primaires et impair de spires secondaires	197
D.2	Modélisation d'une section de bobinage sur FEMM pour une imbrication de conducteurs en nombre impair	198
D.3	Profil de la densité de courant dans une section de bobinage pour une épaisseur de cuivre égale à l'épaisseur de peau avec (a) un nombre impair de conducteurs (b) un nombre pair de conducteurs	199
D.4	Profil de la densité de courant dans une section de bobinage pour une épaisseur de cuivre égale à deux fois l'épaisseur de peau avec (a) un nombre impair de conducteurs (b) un nombre pair de conducteurs	200
D.5	Profil de la densité de courant dans une section de bobinage pour une épaisseur de cuivre égale à trois fois l'épaisseur de peau avec (a) un nombre impair de conducteurs (b) un nombre pair de conducteurs	200
D.6	Épaisseur de cuivre standard et épaisseur de cuivre idéale en fonction de la fréquence f_{tr}	201
D.7	Rapport du courant magnétisant I_m sur le courant efficace primaire I_{1eff} en fonction de la fréquence f_{tr} pour 54 points de fonctionnement	202
D.8	Densité de courant dans un noyau de type X_{E32} avec un courant magnétisant nul pour une puissance de $3,6kW$	202
D.9	Densité de courant dans un noyau de type X_{E32} avec un courant magnétisant non nul pour une puissance de $3,6kW$	202
D.10	Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	204
D.11	Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	204
D.12	Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	204
D.13	Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	204
D.14	Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	205
D.15	Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	205
D.16	Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	205
D.17	Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	205
D.18	Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	206
D.19	Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	206

D.20 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	206
D.21 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	206
D.22 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	207
D.23 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	207
D.24 Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	207
D.25 Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	207
D.26 Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	207
D.27 Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	207
D.28 Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	208
D.29 Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	208
D.30 Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	208
D.31 Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	208
D.32 Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	209
D.33 Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	209
D.34 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	209
D.35 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	209
D.36 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	210
D.37 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	210
D.38 Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	210
D.39 Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	210
D.40 Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	210
D.41 Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	210
D.42 Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	211

D.43 Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	211
D.44 Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	211
D.45 Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	211
D.46 Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	212
D.47 Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	212
D.48 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	212
D.49 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	212
D.50 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	213
D.51 Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	213
E.1 (a) Vue du dessus d'un transformateur planar (b) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,cu}$ (c) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,fer}$	216
E.2 (a) Modélisation thermique 2D simplifiée du transformateur à l'aide de résistances thermiques (b) Vue 2D du bobinage cuivre sur le refroidissement (c) Vue 2D de la géométrie planar sur le refroidissement	216
E.3 Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 208\mu m$	217
E.4 Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	217
E.5 Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 208\mu m$	217
E.6 Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	217
E.7 Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	218
E.8 Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	218
E.9 Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	218
E.10 Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	218
E.11 Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	219
E.12 Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	219

E.13	Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$	219
E.14	Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$	219
E.15	Vue en coupe d'un transistor GaN et de son système de refroidissement (Représentation 2D)	220
E.16	Modélisation d'un transistor GaN et de son modèle thermique à l'aide des résistances thermiques	220
E.17	Géométrie du composant GaN	221
F.1	Photographie du transformateur testé pour la vérification expérimentale	223
F.2	Schéma du principe de mesure de la résistance $R_{DC,1}$	224
F.3	Mesure de la résistance R_{DC}	224
F.4	Photographie du transformateur testé avec représentation des longueurs de raccord	225
F.5	Schéma du principe de mesure de l'inductance $L_{f,tr,mes}$ et de la résistance $R_{AC,mes}$	226
F.6	Mesure de l'inductance et de la résistance AC	226
F.7	Mesure de l'inductance et de la résistance AC pour une longueur de raccordement	226
G.1	Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS} @ $T_J = 25^\circ C$	229
G.2	Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS} @ $T_J = 125^\circ C$	229
G.3	Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS} @ $V_{GS} = 6 V$	229
G.4	Valeurs typiques : R_{DS} vs. I_{DS} @ $T_J = 25^\circ C$	230
G.5	Valeurs typiques : R_{DS} vs. I_{DS} @ $T_J = 125^\circ C$	230
G.6	$R_{DS,on}$ en fonction de la température de jonction T_J	230
G.7	Valeurs typiques : V_{GS} vs. Q_G @ $V_{DS} = 100,400 V$	230
G.8	Valeurs typiques : $C_{iss}, C_{oss}, C_{rss}$ vs. V_{DS}	230
G.9	Valeurs typiques : Énergie stockée dans C_{oss}	230
G.10	Valeurs typiques : I_{SD} vs. V_{SD}	231
G.11	Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{GS}	231
G.12	Circuit de test des temps de commutation	231
G.13	Circuit de test des énergies de commutation	231
G.14	Zone fonctionnement @ $T_J = 25^\circ C$	232
G.15	Limitation de la puissance vs. T_{case}	232
G.16	Impédance thermique transitoire	232
G.17	Dimensions du composant	232
G.18	Données du SMI VT-4B5 sélectionné	233
G.19	Dimensions du condensateur CGA5K2X7R2A334K130AA	234
G.20	Spécifications générales condensateur CGA5K2X7R2A334K130AA	234
G.21	Élévation de température du condensateur en fonction du courant efficace	234
G.22	Variation de la capacité ΔC en fonction de la tension DC appliquée	234
G.23	Capacité en fonction de la fréquence	235
G.24	Impédance en fonction de la fréquence	235
G.25	Variation de la capacité en fonction de la température	235
H.1	Schéma de la carte de puissance	238
H.2	Routage de la carte de puissance	239

H.3	BOM de la carte de puissance	239
H.4	Schéma de la carte de commande	240
H.5	(a) Routage de la carte de commande PCB avec les trois couches : Layer 1 - pistes vertes , Layer 3 - pistes violettes et Layer 4 - pistes rouges (b) Routage de la carte de commande PCB avec la couche : Layer 2 : plans 0V	241
H.6	BOM de la carte de commande	241
H.7	Schéma de la carte de contrôle	242
H.8	BOM de la carte de contrôle	243
I.1	Schéma de simulation d'évaluation des énergies au sein des capacités parasites	245
I.2	(a) Tension aux bornes du transistor GaN (b) Puissance dissipée dans le transistor du haut	246
I.3	Schéma simplifié du calcul des énergies avec une résistance variable	246
I.4	Schéma simplifié du calcul des énergies avec une résistance fixe	246
I.5	Pour $R=20\Omega$ et $R=200\Omega$: (a) Énergies dissipés dans la résistance au blocage et à l'amorçage du transistor GaN (b) Tension aux bornes du transistor GaN	247
J.1	Topologie Buck non entrelacée	249
J.2	Schéma du convertisseur Buck entrelacé sélectionné	251
J.3	Formes d'ondes du convertisseur Buck entrelacé sélectionné	251
J.4	Schéma de simulation LTspice pour analyser le fonctionnement des commutations	252
J.5	Pour une tension $V_{bat} = 310V$ (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge) et courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) (b) Tension aux bornes du transistor T_9 (rouge) et tension aux bornes du transistor T_{10} (bleu)	253
J.6	Pour une tension $V_{bat} = 310V$ (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge), courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) et courant dans les capacités parasites (b) Tension aux bornes du transistor T_9 (rouge) et tension aux bornes du transistor T_{10} (bleu)	253
J.7	Pour une tension $V_{bat} = 310V$ (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge) et courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) (b) Courant dans l'inductance de sortie	254
J.8	Pour une tension $V_{bat} = 310V$ (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge), courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) et courant dans les capacités parasites (b) Tension aux bornes du transistor T_9 (rouge) et tension aux bornes du transistor T_{10} (bleu)	254

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques statiques de transistors GaN 650V à résistances R_{DSon} équivalentes comparées aux composants Silicium SJ et SiC (les valeurs correspondent aux résultats typiques à 25°C)	9
1.2	Caractéristiques dynamiques des transistors GaN 650V à résistances R_{DSon} équivalentes comparées aux composants Silicium SJ et SiC (les valeurs correspondent aux résultats typiques à 400V et à une fréquence de 500kHz pour les valeurs de P_{dr})	9
1.3	Modes de recharge dans les chargeurs de véhicule électriques en France	13
1.4	Comparaison de chargeurs de VE intégrant des composants grands gap	25
1.5	Données du cahier des charges du chargeur	27
2.1	Valeurs pour la comparaison des topologies	33
2.2	Valeurs pour la comparaison des topologies	53
3.1	Comparaison du rapport de la résistance AC sur la résistance DC simulées sur FEMM pour deux types d'imbrications et pour différentes épaisseurs de cuivre . .	74
3.2	Valeurs de puissance $P_{tr,mp}$ utilisées en simulation	77
3.3	Paramètres des rubans isolants utilisés	78
3.4	Point de fonctionnement $p_{ft,A}$ et $p_{ft,B}$	88
3.5	Détermination de l'inductance de fuite pour deux méthodes de calcul	88
3.6	Comparaison d'un transformateur planar de géométrie E38 au point de fonctionnement $p_{ft,A}$ en simulation et expérimentalement pour un volume de $27cm^3$	102
3.7	Valeurs de l'inductance supplémentaire résonnante	108
3.8	Dimensionnement du transformateur Trf_{36F14} pour un point de fonctionnement $p_{ft,A}$ avec un nombre de spires primaires $n_1 = 13$	111
3.9	Valeurs des éléments électriques du transformateur Trf_{36F14} pour le point de fonctionnement $p_{ft,A}$	111
4.1	Comparaison des pertes par conduction et des pertes par commutation de deux transistors GaN pour une fréquence de 500kHz et une puissance P_{charge} de 7,3 et 3,6kW	117
4.2	Comparaison des technologies de carte PCB, SMI et DBC	119
4.3	Étude des capacités parasites C_{SMI} et des élévations de température ΔT_{GaN} entre le transistor et son système de refroidissement pour différentes épaisseurs d'un SMI VT-4B5 avec $\lambda_{SMI} = 4,2W/m \cdot K$	120
4.4	$ESR(I1)$ en fonction du courant résonnant primaire $I1$	126
4.5	Valeurs des capacités parasites C_{in} et des capacités parasites cuivre/aluminium primaire $C_{cu,alu}$	136
4.6	Détails des alimentations et des appareils de mesure	146
4.7	Détails des points de mesure	146
5.1	Plage de fonctionnement ZVS en fonction de l'ondulation de courant	166
5.2	Comparaison de l'étage DC-DC réalisé avec un chargeur de l'état de l'art	168

C.1	Spécifications globales du matériau 3F36	189
C.2	Paramètres de calcul des pertes fer en fonction de la fréquence	189
C.3	Paramètres géométriques du noyau E32/6/20	191
C.4	Paramètres agnétiques du noyau E32/6/20	191
C.5	Paramètres géométriques du noyau E38/6/20	192
C.6	Paramètres magnétiques du noyau E38/6/20	192
C.7	Paramètres géométriques du noyau E43/10/28	193
C.8	Paramètres magnétiques du noyau E43/10/28	193
C.9	Paramètres géométriques du noyau E13/7/4	194
C.10	Paramètres magnétiques du noyau E13/7/4	194
C.11	Paramètres géométriques du noyau PQ40/40	195
C.12	Paramètres magnétiques du noyau PQ40/40	195
D.1	Comparaison du rapport de la résistance AC sur la résistance DC simulées sur FEMM pour deux types d'imbrications et pour différentes épaisseurs de cuivre	199
E.1	Calcul des résistances thermiques de chaque élément du système	215
E.2	Calcul des résistances thermiques du système de refroidissement des transistors	221
E.3	Étude des capacités parasites C_{SMI} et élévations de température ΔT_{GaN} entre le transistor et son système de refroidissement pour différentes épaisseurs de SMI VT-4B5 avec $\lambda_{SMI} = 4,2W/m \cdot K$	221
F.1	Mesures de la résistance R_{DC}	223
F.2	Références des appareils utilisés	223
F.3	Mesure de la résistance R_{DC} des longueurs $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$	223
F.4	Mesures de résistance $R_{AC,mes}$ et d'inductance de fuite $L_{f,mes}$ à l'impédance-mètre	225
F.5	Mesures de la résistance AC et de l'inductance Lf des longueurs $l_{in,1/2}$, $l_{in,2}$ et l_{imp} à l'impédance-mètre	225
F.6	Références des appareils utilisés	225
G.1	Caractéristiques maximales pour une température de composant T_{case} de $25^{\circ}C$	227
G.2	Caractéristiques maximales pour une température de composant T_{case} de $25^{\circ}C$	227
G.3	Caractéristiques électriques (Valeurs typiques pour une température de composant T_{case} de $25^{\circ}C$ et une tension V_{gs} de $6V$	228
G.4	Caractéristiques électriques (Valeurs typiques pour une température de composant T_{case} de $25^{\circ}C$ et une tension V_{gs} de $6V$	229
J.1	Plage de fonctionnement ZVS en fonction de l'ondulation de courant	255

Table des matières

1	Chargeur de véhicule électrique et densité de puissance	1
1.1	Introduction	1
1.1.1	Contexte du véhicule électrique	1
1.1.2	Objectif de la densité de puissance	3
1.2	Transistors grand gap	5
1.2.1	Principe	5
1.2.2	Fonctionnement des composants GaN	6
1.2.3	Comportement des composants GaN sur le marché	8
1.2.4	Transistors GaN et commutations douces	11
1.3	Chargeurs de véhicule électrique	13
1.3.1	Généralités et fonctionnement	13
1.3.2	Premier étage : Correcteur de facteur de puissance	14
1.3.3	Second étage : DC-DC isolé	20
1.4	Les chargeurs de l'état de l'art avec des transistors grand gap	24
1.5	Intégration des composants GaN et augmentation de la densité de puissance	26
1.5.1	Cahier des charges	26
1.5.2	Cas du correcteur de facteur de puissance	27
1.5.3	Cas du DC-DC isolé	28
1.6	Nouvelle structure pour l'amélioration de la densité de puissance	29
2	Étude de l'étage DC-DC isolé	31
2.1	Paramètres de comparaison	32
2.2	DAB	33
2.2.1	Équations du système dans un cas classique	34
2.2.2	Équations pour notre application	35
2.3	Convertisseur à résonance série	39
2.3.1	Fonctionnement en hyper résonance avec commutations ZVS	41
2.3.2	Fonctionnement à la fréquence de résonance	47
2.4	LLC	48
2.4.1	Principes de fonctionnement	48
2.4.2	Fonctionnement à la fréquence de résonance	50
2.5	Comparaison	53
2.5.1	Explication du tableau	53
2.5.2	Bidirectionnalité	54
2.6	Topologie finale	54
3	Dimensionnement et test du transformateur	57
3.1	Généralités sur les transformateurs	58
3.1.1	Principe des transformateurs	58
3.1.2	Différentes technologies	59
3.1.3	Modélisation d'un transformateur	63
3.2	Principes généraux de dimensionnement	66

3.3	Caractéristiques fixes	68
3.3.1	Matériaux magnétiques	68
3.3.2	Types de noyau magnétique	69
3.3.3	Bobinage	70
3.3.4	Stratégie d'entrelacement	72
3.3.5	Refroidissement	74
3.4	Paramètres variables	76
3.4.1	Dimensions de noyau planar	77
3.4.2	Puissances de fonctionnement	77
3.4.3	Fréquence du convertisseur	78
3.4.4	Épaisseurs d'isolation	78
3.5	Simulation du transformateur	78
3.5.1	Grandeurs de comparaison	79
3.5.2	Modélisation sous FEMM	89
3.6	Résultats	91
3.6.1	Analyse des résultats	91
3.6.2	Modèle thermique simplifié du transformateur	94
3.6.3	Premier choix de dimensionnement	98
3.7	Vérification expérimentale	98
3.8	Points d'amélioration du dimensionnement	102
3.8.1	Capacité parasite inter-enroulements	102
3.8.2	Inductance de fuite	104
3.9	Ajout de deux inductances supplémentaires	105
3.9.1	Inductance résonnante	106
3.9.2	Inductance de filtrage de mode commun	108
3.10	Choix final	109
4	Conception et réalisation du convertisseur	113
4.1	Conception des onduleurs du DC-DC	114
4.1.1	Choix du transistor GaN	114
4.1.2	Technologie de la carte de puissance	118
4.1.3	Condensateurs résonnants	121
4.1.4	Conception des cartes électroniques	126
4.2	Bilan des pertes	132
4.2.1	Pertes dans les transistors GaN	132
4.2.2	Pertes dans le transformateur	133
4.2.3	Pertes dans les condensateurs résonnants	136
4.2.4	Rendement analytique	137
4.3	Convertisseur série résonnant symétrique	138
4.3.1	Détail du fichier de simulation	138
4.3.2	Commutations	142
4.4	Réalisation et tests	143
4.4.1	Présentation du prototype	143
4.4.2	Principes de mesure	144
4.4.3	Commutations	145
4.4.4	Tests à faibles puissances	147

4.4.5	Mesure du rendement	148
4.4.6	Comparaison avec le rendement analytique	149
4.5	Solution proposée pour améliorer le rendement	155
4.5.1	Fonctionnement	155
4.5.2	Étude du rendement	157
5	Évaluation des deux étages du convertisseur DC-DC	159
5.1	Topologies DC-DC	160
5.1.1	Topologie classique	160
5.1.2	Solutions pour améliorer les pertes	161
5.1.3	Entrelacement	163
5.2	Topologie proposée	163
5.2.1	Principe de fonctionnement	163
5.2.2	Dimensionnement général	165
5.3	Analyse du système complet	166
5.3.1	Description de l'étage C	166
5.3.2	Volume prévisionnel	168
5.3.3	Comparaison	168
5.4	Conclusion sur le chargeur complet	170
5.4.1	Première solution	171
5.4.2	Deuxième solution : Solution symétrique monophasée	171
5.4.3	Troisième solution : Solution symétrique triphasée	173
5.5	Conclusion générale	174
5.5.1	Intérêts	174
5.5.2	Limites	174
5.5.3	Conclusions sur la technologie GaN	174
5.5.4	Perspectives	175
A	Facteur de puissance	177
B	Études comparatives des convertisseurs	179
B.1	Calculs des grandeurs de courant	179
B.1.1	Calcul du courant moyen	179
B.1.2	Calcul du courant efficace	180
B.1.3	Calcul du courant magnétisant pic	180
B.2	Simulation des topologies comparées	181
B.2.1	Dual activ Bridge	181
B.3	Convertisseur à résonance série	185
B.3.1	Fonctionnement en hypo-résonance	185
B.3.2	Fonctionnement en hyper-résonance	185
C	Ferrite : Matériau et géométries	189
C.1	Datasheet 3F36 [1]	189
C.2	Datasheet noyau E32/6/20 X_{E32} [1]	191
C.3	Datasheet noyau E38/8/25 X_{E38} [1]	192
C.4	Datasheet noyau E43/10/28 X_{E43} [1]	193

C.5	Datasheet noyau E13/7/4 [1]	194
C.6	Datasheet noyau PQ40/40 [1]	195
D	Simulation FEMM	197
D.1	Bobinage	197
D.1.1	Comparaison des pertes entre deux entrelacements	197
D.1.2	Épaisseur de cuivre réelle	201
D.2	Approximations	201
D.3	Résultats : Dimensionnement du transformateur	204
D.3.1	Noyau E32/6/20	204
D.3.2	Noyau E38/8/25	207
D.3.3	Noyau E43/10/28	210
E	Modélisation thermique	215
E.1	Modélisation thermique du transformateur	215
E.1.1	Calcul des résistances thermiques	215
E.1.2	Calcul des températures du cuivre et du matériau ferrite	217
E.2	Modélisation thermique d'un transistor GaN	219
F	Mesures de l'impédance du transformateur	223
F.1	Mesures de la résistance DC	223
F.2	Mesures de la résistance AC et de l'inductance de fuite	225
G	Datasheet des composants	227
G.1	Datasheet transistor GS66508B	227
G.2	Spécification du SMI VT-4B5 de Ventec	233
G.3	Spécification des condensateurs résonnants CGA5K2X7R2A334K130AA	234
H	Design des cartes électroniques	237
H.1	Carte de puissance	238
H.1.1	Schéma de la carte de puissance	238
H.1.2	Routage	239
H.1.3	Bill of Material	239
H.2	Carte de commande	240
H.2.1	Schéma de la carte de commande	240
H.2.2	Routage	241
H.2.3	Bill of Material	241
H.3	Carte de contrôle	242
H.3.1	Schéma de la carte de contrôle	242
H.3.2	Routage	243
H.3.3	Bill of Material	243
I	Calculs des énergies des capacités parasites	245
J	Convertisseur Buck	249
J.1	Équations du convertisseur Buck classique	249
J.2	Topologie Buck entrelacée fonctionnant avec une forte ondulation de courant	251

J.2.1	Fonctionnement des commutations douces	252
Nomenclature		257
Bibliographie		269

Chargeur de véhicule électrique et densité de puissance

Sommaire

1.1	Introduction	1
1.1.1	Contexte du véhicule électrique	1
1.1.2	Objectif de la densité de puissance	3
1.2	Transistors grand gap	5
1.2.1	Principe	5
1.2.2	Fonctionnement des composants GaN	6
1.2.3	Comportement des composants GaN sur le marché	8
1.2.4	Transistors GaN et commutations douces	11
1.3	Chargeurs de véhicule électrique	13
1.3.1	Généralités et fonctionnement	13
1.3.2	Premier étage : Correcteur de facteur de puissance	14
1.3.3	Second étage : DC-DC isolé	20
1.4	Les chargeurs de l'état de l'art avec des transistors grand gap	24
1.5	Intégration des composants GaN et augmentation de la densité de puissance	26
1.5.1	Cahier des charges	26
1.5.2	Cas du correcteur de facteur de puissance	27
1.5.3	Cas du DC-DC isolé	28
1.6	Nouvelle structure pour l'amélioration de la densité de puissance	29

1.1 Introduction

1.1.1 Contexte du véhicule électrique

Les émissions croissantes de gaz à effet de serre sont à l'origine de changements climatiques importants à l'échelle mondiale tels que la montée du niveau de la mer et la fonte des glaciers. Pour pallier à ces problématiques majeures, les gouvernements mettent en place des mesures pour limiter ces émissions.

Le secteur du transport est responsable d'une part importante d'émissions de gaz carboniques. Dans cette optique, les véhicules électriques (VE) et hybrides (VH) représentent une alternative intéressante aux modes de transports actuels. Depuis ces dernières années, la popularité de ces véhicules est en constante évolution. La Figure 1.1 tirée de [2] permet de montrer l'augmentation constante des ventes de ces véhicules. Elle représente le nombre de nouveaux véhicules électriques

vendus de 2013 à 2017 et la part de marché associée. Dans cette figure, les véhicules électriques comprennent les véhicules 100% électriques et les hybrides rechargeables notés PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle).

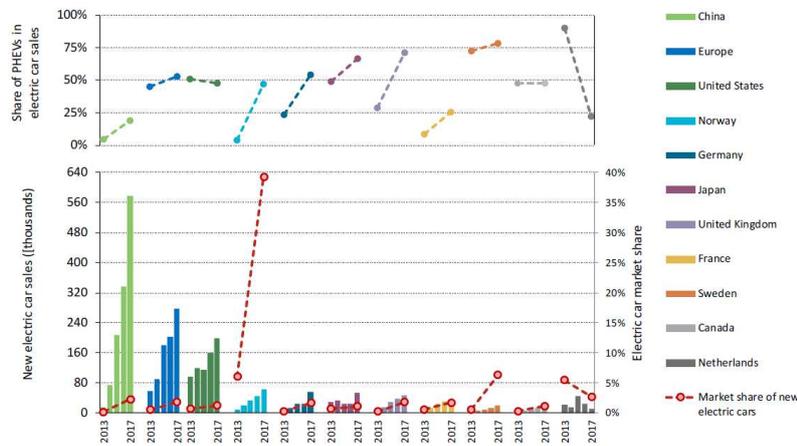


FIGURE 1.1 – Nombre de ventes des nouveaux véhicules électriques en milliers et part de marché en % par pays durant les années 2013 à 2017

Ces ventes importantes montrent l'intérêt grandissant des automobilistes pour ces types de véhicules. Pour accélérer cette transition dans le secteur du transport, les gouvernements mettent en place des politiques d'incitations pour augmenter la part de VE. Ces incitations listées dans [3] se traduisent généralement par des subventions allouées à l'achat de véhicule.

Malgré ces subventions, le nombre de VE reste inférieur au nombre de véhicules thermiques. Les principaux freins à l'évolution du VE restent l'autonomie et le temps de charge de la batterie. La technologie de la batterie est donc déterminante pour l'avenir du véhicule électrique. Le temps de charge, quant à lui, est dépendant des puissances de bornes de recharge et de la capacité de la batterie. Les types d'infrastructures de recharge et leur nombre représentent également des points critiques pour le développement de ces véhicules. [4]

Pour lever ces freins, l'autonomie de la batterie peut être améliorée en augmentant sa taille. Cependant, si le volume de la batterie est plus important, le volume des autres équipements du véhicule doit être minimisé pour ne pas impacter la taille et le coût du véhicule. Dans la course à l'autonomie, les points critiques d'améliorations se répercutent donc sur tous les autres équipements de la voiture.

Parmi les différents équipements du véhicule se trouve le chargeur. Il se situe dans le véhicule et permet de convertir l'énergie fournie par le réseau à destination de la batterie. Pour réduire son impact au niveau du véhicule électrique, il est nécessaire de concevoir ce convertisseur dans un volume réduit sans dégrader ses performances. C'est dans ce contexte que le sujet de la thèse a été proposé. Le but de cette thèse est donc de concevoir un chargeur de véhicule électrique le plus compact possible à puissance de fonctionnement élevée.

1.1.2 Objectif de la densité de puissance

1.1.2.1 Éléments critiques

Pour comprendre les clés de la densité de puissance, il faut d'abord identifier les éléments critiques en termes de volume dans les convertisseurs de l'électronique de puissance. Ces différents éléments au sein des convertisseurs sont les systèmes de refroidissement et les éléments de la conversion d'énergie et du filtrage.

Les systèmes de refroidissement sont généralement composés de radiateurs pour mieux dissiper les pertes d'un composant et d'un fluide permettant d'évacuer la chaleur dissipée par ce composant. L'air, l'eau et l'huile sont des exemples de fluides couramment utilisés. En cas de convection forcée (eau, huile, air...), le système de puissance est couplé thermiquement à un circuit de refroidissement comprenant selon le fluide utilisé une pompe ou un ventilateur. Ces systèmes représentent un encombrement supplémentaire. Les différents composants qui nécessitent un système de refroidissement à cause des pertes induites sont généralement les transistors et les composants passifs tels que les inductances et les transformateurs. Un exemple de convertisseur avec un refroidissement à air est représenté sur la Figure 1.2. Sur cette figure, seuls les radiateurs sont représentés et ces radiateurs définissent une part non négligeable du volume convertisseur final.

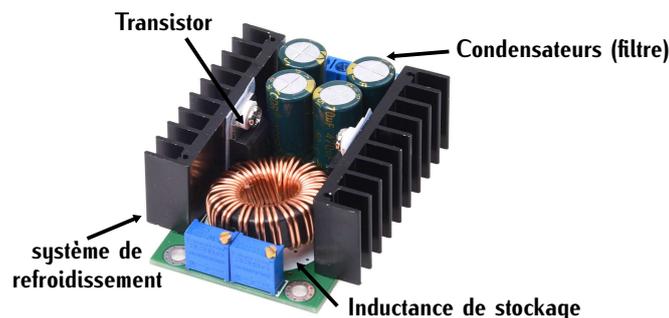


FIGURE 1.2 – Convertisseur Buck

Les éléments de la conversion d'énergie et du filtrage sont définis par les éléments passifs tels que les inductances, les transformateurs et les condensateurs. Lorsqu'ils sont intégrés dans des filtres, ces éléments permettent de filtrer des perturbations ce qui est le cas des condensateurs représentés sur la Figure 1.2. Lorsqu'ils sont utilisés pour la conversion, ces éléments permettent de stocker l'énergie ce qui est le cas de l'inductance représentée sur la Figure 1.2.

1.1.2.2 Comment augmenter la densité de puissance ?

Dans l'exemple de la Figure 1.2, les trois éléments issus de la conversion d'énergie, du filtrage et du système de refroidissement représentent une part importante du volume. Pour augmenter la densité de puissance des convertisseurs, il faut donc agir sur ces éléments. Dans cette optique, trois leviers peuvent être identifiés. Ces trois leviers sont le choix de la topologie, le choix du mode de refroidissement et l'augmentation de la fréquence de découpage.

Une même fonction dans un convertisseur peut être réalisée de différentes manières suivant la topologie. Chacune des ces topologies impose des contraintes différentes au niveau des transistors et des éléments passifs. Le choix de la topologie doit donc se faire dans l'optique de minimiser ces contraintes afin de réduire le volume total du convertisseur. Dans la suite de la thèse, ce point est détaillé car ce levier a été utilisé pour améliorer la densité de puissance.

Il existe différents modes de refroidissement tels que le refroidissement à air, le refroidissement à eau et le refroidissement à l'huile introduits précédemment. Pour réduire la taille du chargeur, le choix peut se porter sur des systèmes de refroidissement potentiellement plus compacts ou plus performants tel que le refroidissement à eau par rapport au refroidissement à air. Dans le cadre de la thèse, un refroidissement à eau est imposé par le cahier des charges. L'impact sur la densité de puissance des différents de mode refroidissement n'est donc pas développé ici.

Le troisième levier est la fréquence de découpage. L'augmentation de cette fréquence permet éventuellement de réduire la valeur des inductances et des condensateurs donc indirectement leur volume. La Figure 1.3 illustre la réduction de ces valeurs lorsque la fréquence est choisie plus élevée.

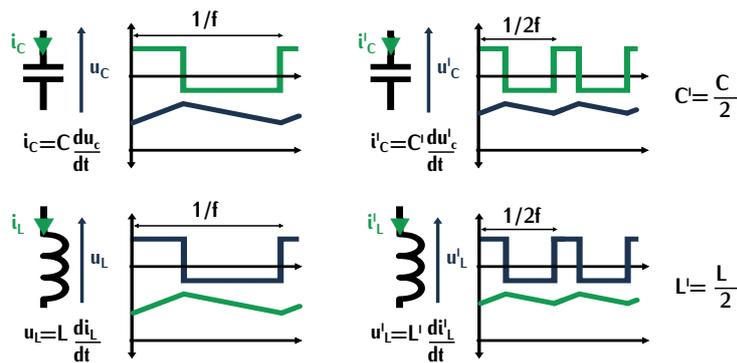


FIGURE 1.3 – Influence de la fréquence sur les éléments passifs : inductance et condensateur

De manière idéale, l'augmentation d'un facteur k de la fréquence permettrait de réduire de ce même facteur la valeur des éléments passifs donc leur volume. Cependant la fréquence influe également sur les pertes au sein du convertisseur. Les composants de puissance actifs et passifs sont responsables de pertes qui tendent à croître avec la fréquence. Ces éléments nécessitent donc des systèmes de refroidissement adaptés aux pertes. Si l'augmentation de la fréquence implique un surdimensionnement au niveau du système de refroidissement, le gain en volume des éléments passifs ne permet pas d'augmenter la densité de puissance. L'augmentation des pertes influence également les performances du convertisseur. Or le cahier des charges du chargeur requiert un fort rendement pour le chargeur. Il y a donc une fréquence limite au-delà de laquelle les performances du convertisseur sont réduites et l'augmentation de la densité de puissance n'est plus garantie. Cette valeur limite de fréquence dépend des pertes au sein du convertisseur. Pour fonctionner à la fréquence la plus élevée, il faut minimiser ces pertes. En ce qui concerne les transistors, les plus intéressants sont les semi-conducteurs aptes à fonctionner à fréquence élevée. Il faut donc que la topologie s'adapte à ces transistors en vue de minimiser les pertes.

Dans le cadre de la thèse, l'objectif de la forte densité de puissance a été étudié suivant deux leviers : le choix d'une topologie minimisant les contraintes et l'augmentation de la fréquence. Pour parvenir à augmenter la fréquence de découpage sans dégrader le fonctionnement du convertisseur, les semi-conducteurs utilisés sont des transistors à grand gap promettant de meilleures performances à forte fréquence.

Le manuscrit s'articule autour de cinq parties. Dans la première partie, l'étude des différentes topologies et des transistors est réalisée afin de sélectionner une structure minimisant les contraintes et les pertes induites par la montée en fréquence. Dans la seconde partie, une comparaison est réalisée entre différentes topologies afin de sélectionner la plus intéressante pour la structure choisie. Dans une troisième partie, une étude détaillée est réalisée sur le dimensionnement d'un transformateur à haute densité de puissance. Ensuite, dans une quatrième partie, les choix et les détails de conception du convertisseur sont analysés et des tests expérimentaux sont réalisés pour vérifier son fonctionnement. Dans la dernière partie, une conclusion générale sur le convertisseur étudié et sa densité de puissance est réalisée.

Dans ce premier chapitre, les transistors à grand gap utilisés pour améliorer la densité de puissance sont d'abord introduits. Ensuite, le fonctionnement des chargeurs de véhicules électriques ainsi que différentes topologies rencontrées dans la littérature sont analysées. Ce chapitre conclue sur le choix de la structure du chargeur.

1.2 Transistors grand gap

Pour réaliser la conversion d'énergie, le chargeur utilise des composants actifs et passifs de l'électronique de puissance. Les MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) Silicium et les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), en tant que composants actifs, sont classiquement utilisés dans les chargeurs de VE. Cependant depuis quelques années, les interrupteurs de puissance grand gap tels que les transistors en GaN (Nitrure de Gallium) [5] et en SiC (Carbure de Silicium) [6] sont développés et leur technologie devient mature pour l'industrie [7][8].

1.2.1 Principe

Les composants actifs de puissance possèdent deux états : passant et bloqué. Lorsque le composant est passant, il est assimilé, de manière simplifiée, à une résistance appelée résistance à l'état passant R_{DSon} . Cette résistance définit des pertes appelées pertes par conduction P_{on} exprimées suivant (1.1).

$$P_{on} = R_{DSon} \cdot I_{eff}^2 \quad (1.1)$$

Lorsque le composant change d'état, par exemple de l'état passant à l'état bloqué, il cause des pertes appelées pertes par commutation. Ces pertes dépendent de la fréquence de découpage et des éléments parasites du transistor. Ces éléments parasites sont détaillés dans la suite de la section.

Les composants de puissance classiques se divisent en deux catégories : les composants à

jonction bipolaire et les composants à effet de champ. Les composants à jonction bipolaire comme l'IGBT sont caractérisés par des pertes conductives faibles avec une tension de claquage élevée. La tension de claquage correspond à la tension maximale que peut supporter un composant. Par contre, la physique de ces composants implique un stockage de charge. Pour changer d'état (passant ou bloqué), ces charges doivent être déstockées. Le stockage et déstockage de ces charges augmentent le temps de transition durant les commutations. Cette propriété limite leur utilisation en haute fréquence (HF).

La deuxième catégorie de composants, les composants à effet de champ comme les transistors MOSFET ne stockent pas de charges. Ils sont performants sur le plan dynamique et peuvent commuter à des fréquences plus élevées. Par contre, les pertes par conduction et les tensions de claquage sont dégradées par rapport aux composants précédents.

Pour résumer, les composants à jonction bipolaire, comme les IGBT, peuvent fonctionner avec des puissances élevées tout en assurant un rendement élevé mais ils sont limités en fréquence de commutation. À l'inverse, les composants à effet de champs sont moins limités en fréquence de découpage, ils le sont, par contre, en terme de pertes en conduction et de rendement limitant leur puissance de fonctionnement.

Les composants grand gap (CGG) affichent de meilleures performances sur les pertes par conduction et les pertes par commutation. La montée en fréquence dans des applications de plus haute puissance devient possible ouvrant la voie à des convertisseurs à forte densité de puissance notamment dans les chargeurs de VE. [9]

1.2.2 Fonctionnement des composants GaN

La structure la plus utilisée au sein des transistors GaN est la structure HEMT (High Electron Mobility Transistors). Cette structure entraîne la formation d'un gaz 2D d'électrons (2DEG) entre les couches AlGaN et GaN permettant une faible résistance de conduction (R_{DSon} faible) et une commutation rapide. Cette structure est représentée sur la Figure 1.4.

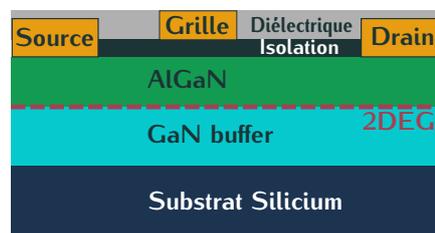


FIGURE 1.4 – Structure GaN HEMT D-Mode

Le comportement est normalement passant (N-on) ou "Depletion mode" (D-mode), c'est-à-dire que le transistor est intrinsèquement passant sans commande. Or en électronique de puissance, un transistor N-on n'est pas sécuritaire. Lors d'une défaillance de la commande, le transistor se mettra naturellement à conduire engendrant des court-circuits. De plus, les transistors D-mode se commandent via une tension de grille négative, ce qui nécessite la conception d'une électronique

de commande non standard.

Pour rendre cette structure normalement bloquée (N-off) ou "Enhancement mode" (E-mode), trois grandes solutions ont récemment été développées pour l'électronique de puissance. [10][11]

La première solution appelée "p-GaN Field-effect transistor" (FET) consiste à insérer une couche de type p-GaN (AlGaN ou GaN) entre la région de la grille et la couche AlGaN. Cette structure est représentée sur la Figure 1.5. Une des techniques utilisant la couche p-GaN AlGaN mène au "Gate injection transistor" (GIT) [12]. Le constructeur EPC (Efficient Power Conversion) a été l'un des premiers à commercialiser des composants 200V basés sur cette technique suivi de GaN System et de Panasonic.

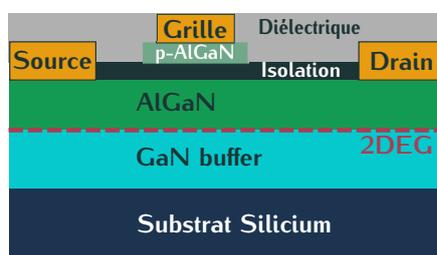


FIGURE 1.5 – Structure GaN HEMT E-Mode GIT

La seconde solution appelée metal-insulator-semiconductor FET (MISFET) consiste à creuser la surface interne du composant afin de sectionner le canal 2DEG. Cette structure est représentée sur la Figure 1.6.

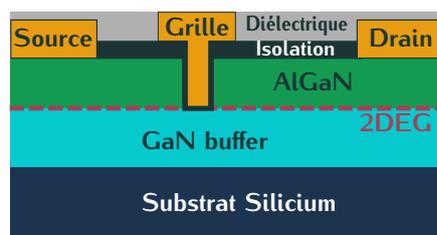


FIGURE 1.6 – Structure GaN HEMT E-Mode MISFET

En fonctionnement normal, lorsque la tension de commande dépasse la tension de seuil notée V_{th} , le composant reçoit l'ordre de se fermer et inversement à l'ouverture. Si ce seuil est faible, une légère variation parasite aux bornes de la grille peut provoquer une ouverture ou fermeture non désirée du transistor. Dans cette structure, le comportement N-off est assuré mais la tension de seuil résultante est très faible. Ce composant peut donc induire des ouvertures et fermetures intempestives.

La solution MISFET est plus robuste face aux surtensions de la grille. La tension de grille maximale V_{gsmax} applicable est potentiellement plus élevée que dans la solution "p-GaN FET" où les tensions de grille en conditions normales sont de seulement 6-7V. Pour commander les

transistors de type "p-GaN" de nouveaux drivers doivent être dimensionnés car ces valeurs de tension de l'ordre de 6-7V ne sont pas classiques dans les électroniques de commande des transistors. [13] [14]

La troisième solution consiste à utiliser des transistors cascodés composés d'un transistor GaN D-mode associé en série à un MOSFET Silicium (Si) E-mode. Ce MOSFET possède une faible tension de claquage de l'ordre de 25-30V. La configuration de ce type de transistor est représentée sur la Figure 1.7 [15].

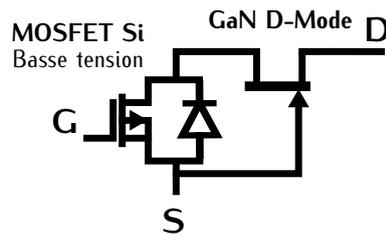


FIGURE 1.7 – Structure transistor GaN Cascade

Le composant bénéficie de la technologie GaN D-mode évoluée sans la contrainte N-Off et d'un circuit de contrôle dédié au MOSFET car le contrôle de la grille est directement réalisé sur le MOSFET et non sur le transistor GaN. Les circuits de contrôle de ces composants sont robustes et ont été largement étudiés et développés. Par contre, l'ajout d'un composant supplémentaire augmente la complexité du boîtier du composant, donc son coût. Les éléments parasites des deux composants s'ajoutent limitant ainsi la dynamique globale du composant. Cette solution est celle choisie par le constructeur Transphorm.

1.2.3 Comportement des composants GaN sur le marché

Les composants à grand gap sont composés des transistors SiC et GaN. Précédemment, nous avons détaillé le fonctionnement des composants GaN car ce sont les composants utilisés dans le cadre de la thèse. Pour comprendre les différences de performances entre les transistors à grand gap et la technologie Silicium classique, une comparaison est réalisée. Les composants comparés sont les transistors SiC, les transistors GaN et les composants à super jonction (SJ) Silicium. Pour établir une comparaison cohérente, les transistors étudiés possèdent la même tenue en tension de 650V notée V_{DS} et présentent des valeurs de résistance à l'état passant R_{DSon} équivalentes.

1.2.3.1 Comportement statique

Les caractéristiques statiques des transistors comparés sont représentées dans la Table 1.1.

Lors de la phase de conduction, nous l'avons vu précédemment, les pertes par conduction sont définies par la résistance à l'état passant R_{DSon} et le courant de drain I_D qui traverse le composant suivant la relation (1.1). Dans le cas de notre comparaison, les composants ont été sélectionnés pour des valeurs de résistance à l'état passant équivalentes soit des pertes par conduction équivalentes.

Ces pertes diminuent la valeur du rendement du convertisseur mais elles nécessitent d'être

dissipées. Le paramètre R_{th} "junction to case" (j. to c.), correspondant à la résistance thermique entre le composant et son pad thermique, exprime le gradient thermique entre deux points pour 1W dissipé. Une faible valeur indique une meilleure dissipation des pertes. Cette valeur est fortement dépendante du boîtier, de l'encapsulation du composant et de la taille de la puce. Dans le cadre de la comparaison, le composant de GaN System présente le R_{th} avec la plus faible valeur permettant ainsi un meilleur refroidissement du composant.

TABLE 1.1 – Caractéristiques statiques de transistors GaN 650V à résistances R_{DSon} équivalentes comparées aux composants Silicium SJ et SiC (les valeurs correspondent aux résultats typiques à 25°C)

Composant	V_{gs} V	V_{DS} V	R_{dsON} mΩ	R_{th} j. to c. °C/W	Package
GaN E-mode GS66508B [16]	-10/+7	650	50	0,5	GaNPX®
GaN E-mode PGA26E07BA [17]	-10/+7	600	56	1,3	DFN 8x8
GaN Cascode TPH3205W [18]	± 18	650	49	1	TO-247
MOSFET SiC SCT3060AL [19]	-4/22	650	60	0,70	TO-247N
CoolMOS™IPB60R060C7 [20]	±20	600	52	0,77	D2PAK

1.2.3.2 Comportement dynamique

Les caractéristiques dynamiques des transistors comparés sont représentées dans la Table 1.2. Dans notre comparaison, les pertes par conduction des transistors sont équivalentes. Cette section va donc nous permettre d'évaluer les composants avec les meilleures performances en termes de pertes.

TABLE 1.2 – Caractéristiques dynamiques des transistors GaN 650V à résistances R_{DSon} équivalentes comparées aux composants Silicium SJ et SiC (les valeurs correspondent aux résultats typiques à 400V et à une fréquence de 500kHz pour les valeurs de P_{dr})

Ref.	V_{th} V	Q_g nC	Q_{gs} nC	Q_{gd} nC	Q_{oss} nC	$Q_{rr}@I_{SD}$ nC	$V_{SD}@I_{SD}$ V	$C_{o(er)}$ pF	P_{dr} mW
GS66508B [16]	1,7	5,8	2,2	1,8	57	57	1 @15A	88	20,3
PGA26E07BA [17]	1,2	5	0,9	2,6	45	45	2,1 @8A	87	17,5
TPH3205W [18]	2,1	28	10	6	85,7	136@22A	2 @22A	190	252
SCT3060AL [19] ¹	2,7/5,6	58	15	23	–	55@13A	3,2 @13A	126	580
IPB60R060C7 [20]	4	68	14	23	–	6000@16A	0,9 @16A	101	680

¹ Valeurs dynamiques typiques calculées pour une tension de 300V

Les transistors ne sont pas parfaits, ils comportent des éléments parasites représentés sur la Figure 1.8 (a). Lorsque le transistor passe d'un état à l'autre, la charge de ces éléments influe sur

la dynamique et sur les pertes lors de la commutation. Les charges Q_g , Q_{gs} et Q_{gd} agissent sur la dynamique de la tension de grille V_{gs} et de la tension drain-source V_{DS} . L'influence de ces paramètres est représentée sur la Figure 1.8 (b).

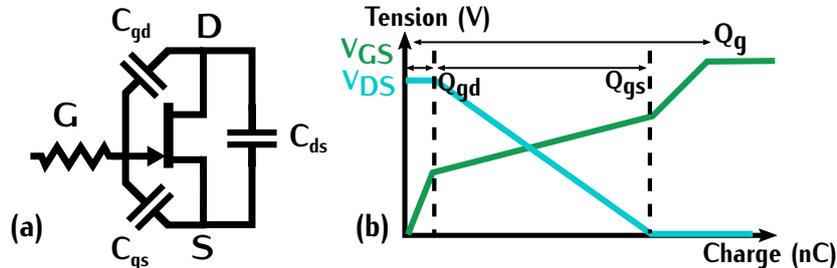


FIGURE 1.8 – (a) Modélisation dynamique du transistor GaN (b) Comportement dynamique d'un transistor GaN lors de l'amorçage

Plus ces valeurs de charge sont grandes, plus la commutation sera lente. Les composants GaN E-mode sont les plus intéressants grâce à leurs faibles valeurs. La commutation lors de l'amorçage est donc plus rapide que pour les autres composants.

Lorsque le composant est bloqué, le transistor peut être traversé par un courant inverse noté I_{SD} . La chute de tension associée au courant est définie par la tension inverse notée V_{SD} . Dans cette zone de fonctionnement, les composants MOSFET SiC et SJ se comportent comme une diode parasite responsable de pertes par recouvrement définies par la charge Q_{rr} suivant l'équation (1.2), avec Q_{rrd} qui dépend de la valeur I_{SD} . Le principe de cette commutation est représenté sur la Figure 1.9.

$$Q_{rr} = Q_{rrd} + Q_{oss} \quad (1.2)$$

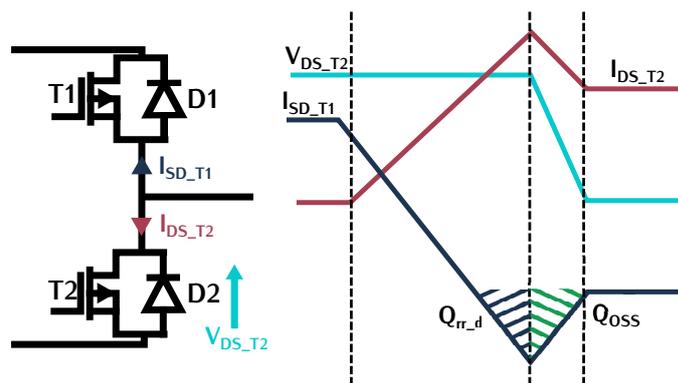


FIGURE 1.9 – Comportement en commutation dure d'un bras d'onduleur de transistors MOSFET

Dans le cas du transistor GaN E-Mode, les constructeurs revendiquent l'absence des charges Q_{rrd} . Les transistors sont cependant impactés par la charge Q_{oss} qui est indépendante du courant. Le principe de cette commutation appliqué aux transistors GaN est représenté sur la Figure

1.10 [13]. Dans cette situation, les composants SJ sont fortement désavantagés par rapport aux transistors GaN. Ce qui fait des composants GaN de bons candidats pour des bras d'onduleurs à commutations dures.

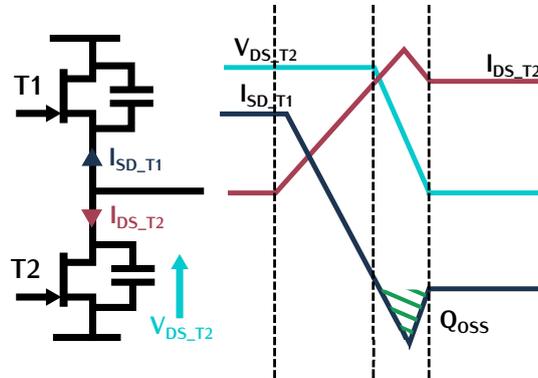


FIGURE 1.10 – Comportement en commutation dure d'un bras d'onduleur de transistors GaN

La capacité C_{oss} représente une combinaison des capacités C_{gd} et C_{ds} définies sur la Figure 1.8 (a), elle n'est pas donc pas linéaire. Lorsque la tension V_{DS} varie aux bornes du transistor, l'énergie stockée par la capacité C_{oss} non linéaire correspond à l'énergie stockée par une capacité équivalente linéaire notée $C_{o(er)}$. Cette capacité $C_{o(er)}$ est définie dans la Table 1.2. Cette capacité définit une partie des pertes par commutation. Plus sa valeur est faible, plus les pertes auront tendance à être faibles. Les composants GaN des constructeurs GaN System et Panasonic possèdent les valeurs de capacités $C_{o(er)}$ les plus faibles. Ces composants minimisent donc les pertes par commutation.

Les pertes dans le circuit de commande du transistor, c'est-à-dire au sein des drivers sont définies par la relation (1.3) et sont notées P_{dr} . La consommation du circuit de commande dépend de la tension de grille appliquée notée V_{gs} , de la charge Q_g sur l'électrode de grille ainsi que de la fréquence de commutation f . Dans le cas des transistors GaN, la consommation est très faible comparée aux autres composants du fait de la faible valeur de capacité entre les électrodes.

$$P_{dr} = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f \quad (1.3)$$

Les composants GaN semblent plus performants que les autres composants, le coût reste aujourd'hui un facteur limitant pour leur développement en électronique de puissance. Pour l'instant, les composants silicium défont tous les autres concurrents en termes de prix même si leurs performances sont moindres. De plus, les composants GaN disponibles dans le commerce sont pour l'instant limités aux calibres de tension 650V. Les transistors MOSFET SiC, quant à eux, possèdent des calibres en tension jusqu'à 1200V.

1.2.4 Transistors GaN et commutations douces

Dans les convertisseurs de l'électronique de puissance, deux types de commutation sont mises en jeu : les commutations dures et les commutations douces. Lors d'une commutation dure, le tran-

sistor se bloque ou s'amorce en présence de courant ou de tension à ses bornes. Dans ce cas, le produit de la tension aux bornes du transistor et du courant le traversant noté $v \cdot i$ n'est pas négligeable. Ce produit définit les pertes par commutation.

Certains constructeurs caractérisent ces pertes à l'aide d'une énergie de commutation à l'amorçage E_{on} et au blocage E_{off} . Ces énergies sont représentées sur la Figure 1.11 (a). Elles sont dépendantes des grandeurs de tension, de courant, de fréquence et de la présence ou non d'éléments de stockage.

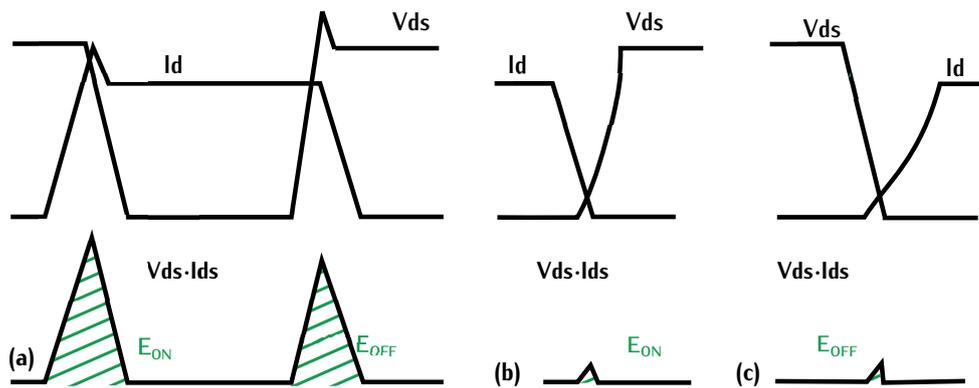


FIGURE 1.11 – (a) Énergie de commutation E_{on} et E_{off} dans le cas d'une commutation dure (b) Énergie de commutation E_{on} dans le cas d'une commutation douce (c) Énergie de commutation E_{off} dans le cas d'une commutation douce

La présence d'un élément inductif ou capacitif va respectivement retarder le courant ou la tension réduisant ainsi la coexistence tension courant. Ce phénomène est représenté sur la Figure 1.11 (b) et (c). C'est par ce principe que les composants de puissance réalisent des commutations douces permettant la réduction des pertes par commutation.

Pour bien choisir la commutation adaptée au besoin, il faut étudier le comportement du circuit et des transistors. Si une tension quasi-nulle est observée lors d'une commutation douce, cette commutation sera appelée commutation à zéro de tension ou "zero voltage switching" (ZVS). En Annexe B.3.2, cette commutation est illustrée pour un convertisseur à résonance série fonctionnant en mode hyper résonnant. Dans cette configuration, la commutation ZVS est très intéressante pour les transistors MOSFET, MOSFET SiC et les GaN. Même si les pertes en commutation de ces trois composants diffèrent, ils sont pénalisés par les charges parasites (Q_g, Q_{gd} et Q_{gs}) limitant l'amorçage du transistor. Dans cette commutation, l'amorçage se fait à zéro de tension réduisant ainsi considérablement les pertes par commutation.

Dans le cas où le courant est quasi-nul lors d'une commutation douce, la commutation est appelée commutation à zéro de courant ou "zero current switching" (ZCS). En Annexe B.3.1, cette commutation est illustrée pour un convertisseur à résonance série fonctionnant en mode hypo résonnant. Dans cette configuration, la commutation ZCS est particulièrement intéressante dans le cas des IGBT. Ces composants sont impactés au blocage par un courant résiduel appelé "courant de queue" causant des pertes indésirables lors de la commutation.

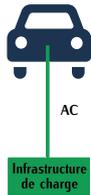
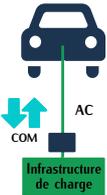
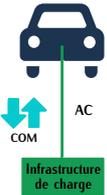
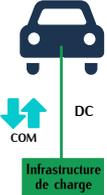
1.3 Chargeurs de véhicule électrique

1.3.1 Généralités et fonctionnement

Le but d'un chargeur est de transférer l'énergie électrique d'une borne de recharge (soit le réseau de distribution) à la batterie du VE afin de la charger. Pour réaliser cette fonction, le système de charge peut être inductif ou conductif. Dans le cas d'une charge inductive, le chargeur utilise un champ magnétique pour transférer à distance l'énergie du réseau à la batterie [21].

La charge conductive utilise un câble électrique pour transférer l'énergie de la borne de recharge à la batterie. Dans le cas conductif, les possibilités de charge sont définies par différents modes appelés modes de recharge définis dans la Table 1.3. Cette table est extraite de [22]. En France, ces modes sont au nombre de quatre et sont régis par des normes. Ils définissent la façon dont la voiture communique avec l'infrastructure de recharge ainsi que la puissance de charge.

TABLE 1.3 – Modes de recharge dans les chargeurs de véhicule électriques en France

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4
Principe	Absence de communication de charge	Boîtier de communication intégré au câble	Contrôle de charge et intelligence dans la borne	Charge en courant DC
Schéma				
Puissance	-	1,8kW / 8 A ou 3,2kW / 14 A	3 à 7kW en monophasé 22kW / 32A triphasé	50kW / 120A
Temps de charge	Entre 8 et 12h	Entre 8 et 12h	Entre 1 et 8h	Entre 20 et 30 min
Type de charge	Non préconisé pour la charge des voitures	Charge lente occasionnelle	Charge normale à rapide quotidienne	Charge rapide occasionnelle

Les modes 1, 2 et 3 sont adaptés pour des chargeurs embarqués appelés "on-board". Ces chargeurs se situent à l'intérieur de la voiture et sont adaptés pour des puissances de charge allant de 1kW à 22kW. Le mode 4 autorise une charge rapide avec des puissances de 50 à 100kW. Ces chargeurs appelés "off-board" ne se situent pas dans la voiture mais dans la borne de recharge. Ils chargent la batterie directement en courant continu. [23] À la différence des chargeurs débarqués, les chargeurs "on-board" sont contraints par leur taille car ils sont situés à l'intérieur de la voiture. Dans cette optique, certains mettent à profit des composants déjà présents dans le véhicule comme les inductances du moteur ou l'onduleur de traction pour minimiser la taille du chargeur [24].

Deux types de transfert de puissance sont possibles entre le réseau et la batterie : le transfert unidirectionnel qui permet uniquement la charge de la batterie et le transfert bidirectionnel qui permet la charge et la décharge de la batterie via le réseau. Les chargeurs unidirectionnels sont plus simples à mettre en œuvre et possèdent moins de composants. Ils sont donc moins coûteux et

limitent la dégradation de la batterie (moins de cycles de chargement). Les chargeurs bidirectionnels entraînent une augmentation du nombre de composants et des contraintes supplémentaires. Par contre, ils permettent une injection d'énergie sur le réseau en assurant un revenu pour l'utilisateur et un moyen de stabilisation du réseau pour les opérateurs. [25][26]

Pour concevoir un chargeur universel (adapté à différentes tensions du réseau et différentes tensions de batterie), deux étages sont nécessaires. Ces deux étages sont représentés sur la Figure 1.12. Le premier étage assure la conversion AC-DC tout en corrigeant le facteur de puissance. Il est appelé correcteur de facteur de puissance (CFP). Le second étage assure une conversion DC-DC et adapte la tension du chargeur à la tension de la batterie. Cette tension varie en fonction de l'état de charge de la batterie. Ce second étage peut être isolé galvaniquement à l'aide d'un transformateur pour répondre à des exigences de sécurité.

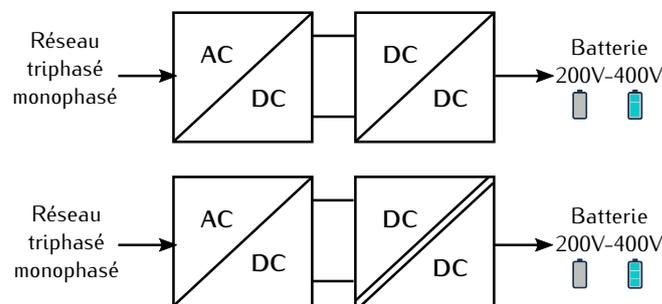


FIGURE 1.12 – (a) Topologie de chargeur à deux étages non-isolés (b) Topologie de chargeur à deux étages isolés

Dans la suite de la section, les deux étages du chargeur sont étudiés de manière plus détaillée. Dans chaque partie, différentes topologies de la littérature pour chacun de ses étages sont analysées.

1.3.2 Premier étage : Correcteur de facteur de puissance

Un correcteur de facteur de puissance a deux rôles. Il doit, d'une part, réaliser la conversion AC-DC et d'autre part corriger le facteur de puissance. La définition et le calcul du facteur de puissance sont analysés en Annexe A.

1.3.2.1 Correcteur de facteur de puissance monophasé

La manière la plus simple et la moins coûteuse pour réaliser la conversion AC-DC est le redresseur à diodes suivi d'un condensateur. Du point de vue du réseau, ce système est considéré comme une charge non-linéaire qui crée des perturbations harmoniques et dégrade le facteur de puissance. C'est pourquoi, malgré sa simplicité et son faible coût, le redresseur à diodes associé à un condensateur n'est pas un bon candidat pour le correcteur de facteur de puissance. Cet étage doit donc comporter des composants actifs pour réaliser ces deux fonctions sans dégrader le facteur de puissance.

Associer au pont de diodes, un étage comprenant un seul interrupteur à modulation à largeur

d'impulsion (MLI) permet d'ajuster le facteur de puissance tout en gardant un schéma simple. Les convertisseurs de base de l'électronique de puissance bâtis autour d'une cellule de commutation (inductance, transistor et diode) peuvent jouer le rôle de cet étage supplémentaire. Ils correspondent à l'abaisseur (Buck), l'élévateur (Boost), l'inverseur (Buck-boost) et aux structures Cuk, Sepic et Zeta (Conversion buck-boost). Ils sont définis dans cette configuration dans [27].

Pour déterminer quel convertisseur est plus adapté à notre application, nous faisons une analyse simple des contraintes en tension et en courant de ces structures. La tension aux bornes de l'interrupteur de puissance dans les structures inverseur, Cuk, Sepic et Zeta est plus élevée que dans les autres structures car elle correspond à la somme des tensions d'entrée et de sortie. Cela limite donc l'utilisation de ces structures dans le cadre des chargeurs de VE car les tensions mises en jeu sont importantes. Entre les deux structures restantes Buck et Boost, le convertisseur Boost est le plus utilisé car le courant circulant dans l'interrupteur de puissance est plus faible. De plus, comme le Buck commute le courant d'entrée, il déforme le courant à la source et introduit des perturbations. Ces perturbations nécessitent un filtrage important et nuisent au facteur de puissance.

La structure Boost est longuement décrite dans la littérature pour les chargeurs de véhicule électriques. De cette topologie découlent différentes versions qui permettent d'optimiser la correction du facteur de puissance et de minimiser l'encombrement. Cette section présente les avantages et les inconvénients des topologies classiques de CFP monophasés de type Boost rencontrées dans la littérature.

CFP de type Boost La topologie de base de type Boost est représentée sur la Figure 1.13. Cette topologie permet de prélever un courant quasi sinusoïdal, contrairement à la solution passive pont de diodes associé à un condensateur. Cette structure est composée de cinq diodes et d'un interrupteur de puissance.

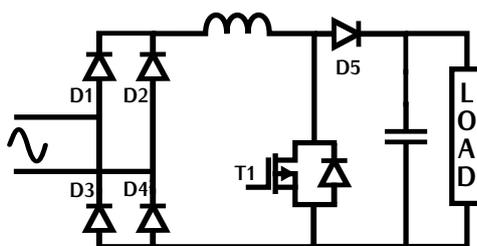


FIGURE 1.13 – CFP monophasé topologie classique de type boost

CFP "bridgeless" Pour réduire le nombre de composants comparé à la solution Boost classique, le CFP "bridgeless" intègre les interrupteurs de la cellule de commutation au sein du pont de diode. Cette topologie est représentée sur la Figure 1.14. Un état de l'art de différentes topologies Bridgeless est réalisé dans [28].

Le but de cette topologie est d'améliorer le rendement global car il y a moins de composants dont les chutes de tension peuvent causer des pertes. Cette topologie possède, cependant, deux inconvénients majeurs. Chaque interrupteur de puissance est traversé par la globalité du courant un cycle sur deux. Ces cycles dépendent de l'alternance de la tension d'entrée. L'ajout d'un transistor

de puissance n'a pas permis de réduire le courant dans les interrupteurs comme dans le cas d'une mise en parallèle de deux convertisseurs.

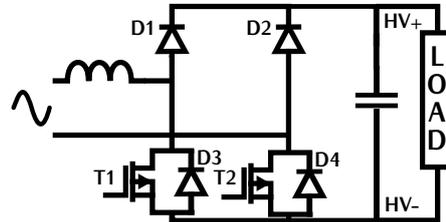


FIGURE 1.14 – CFP monophasé topologie "bridgeless" de type boost

Le second point négatif est relatif à la position des transistors de puissance au niveau du potentiel HV-. Les chargeurs de véhicule électrique sont flottants, c'est-à-dire qu'ils ne sont pas reliés à la terre du réseau via le potentiel HV-. La liaison entre la terre et ce potentiel est réalisée par des capacités parasites. Lorsque des transistors excitent ce potentiel suivant la fréquence de découpage, des courants appelés "courants de mode commun" circulent à travers le châssis du véhicule qui est relié à la terre. Il est nécessaire de minimiser ces courants pour assurer la sécurité des usagers qui seraient en contact avec le châssis du véhicule. La position de ces transistors dans la topologie "bridgeless" excite les capacités parasites, cette topologie nécessite donc un filtre dont les composants peuvent être volumineux.

Pour limiter les effets de mode commun et ainsi limiter la taille des filtres, le CFP totem-pole bridgeless [29] représenté sur la Figure 1.15 (a) et le CFP phase shifted semi-bridgeless (PSSB) [30] représenté sur la Figure 1.15 (b) peuvent être utilisés.

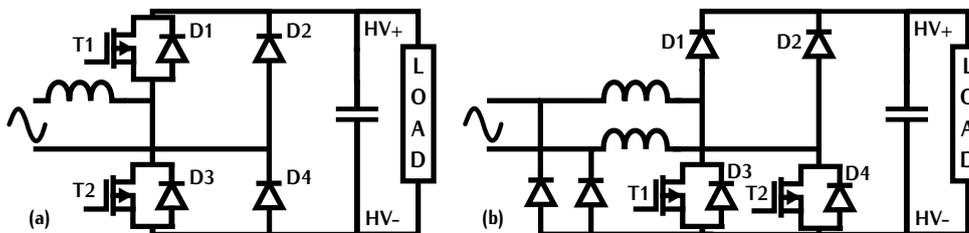


FIGURE 1.15 – (a) CFP totem-pole bridgeless (b) CFP Phase shifted semi-bridgeless

CFP entrelacés de type boost Le principe d'entrelacement correspond à la mise en parallèle de deux convertisseurs identiques avec des commandes déphasées de 180° . Ce principe est représenté sur la Figure 1.16 (a) et les formes d'ondes associées sur la Figure 1.16 (b).

Le déphasage des commandes permet de réduire l'amplitude de l'ondulation du courant de sortie et la fréquence de ce signal de courant est deux fois plus élevée. Le filtre de sortie C_0 représenté sur la Figure 1.16 (a) est réduit comparé à une structure non-entrelacée. La mise en parallèle des deux boosts divise par deux le courant traversant les interrupteurs comparé à une structure non entrelacée. Les pertes par conduction dans chaque composant sont donc réduites. [31]

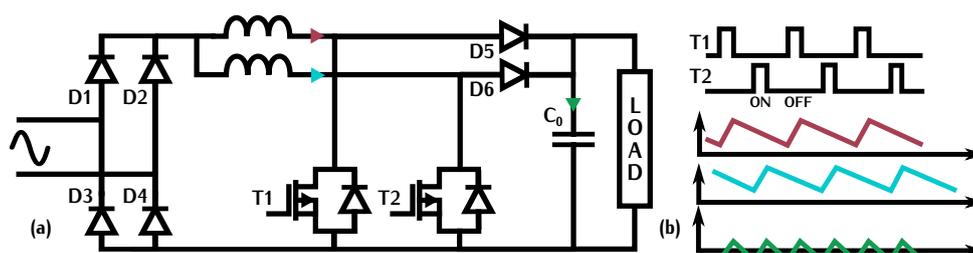


FIGURE 1.16 – (a) CFP entrelacés de type boost (b) Formes d'ondes d'un circuit CFP entrelacés de type boost

Cependant dans cette structure, le nombre de composants de puissance est important. Dans le but de les minimiser, la topologie « Bridgeless Interleaved » (BLIL) intègre les deux principes précédents ("Bridgeless" et entrelacement) dans un CFP de type boost. Cette topologie est détaillée dans [32].

CFP en pont complet Pour un CFP en pont complet de "type boost", l'entrée est assimilée à une source de courant et la sortie à une source de tension. Le rapport cyclique règle la tension de sortie toujours plus élevée que la tension d'entrée. Le convertisseur associé est représenté sur la Figure 1.17.

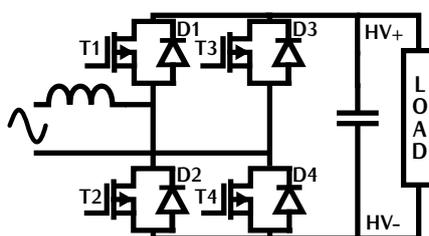


FIGURE 1.17 – CFP pont complet de type boost

Cette topologie constituée de quatre interrupteurs de puissance a été développée pour assurer au correcteur la bidirectionnalité et permettre un nombre important de commandes. De nombreuses études font état de commandes permettant la réduction du taux d'harmoniques du courant d'entrée et la réduction de l'ondulation de tension aux bornes de la capacité DC de sortie. [33][34]

CFP multi-niveaux Les topologies multi-niveaux utilisent des convertisseurs permettant la mise en place de différents niveaux de tensions. Les convertisseurs détaillés précédemment fournissent les niveaux tensions suivant V_{dc} , 0 et $-V_{dc}$ (soit deux niveaux de tension différents) avec V_{dc} la tension de sortie du CFP. Dans le cas d'un convertisseur CFP monophasé à trois niveaux, les niveaux de tension fournis sont V_{dc} , $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{dc}}{2}$ et $-V_{dc}$. Un exemple de ce type de topologie est représenté sur la Figure 1.18. Il s'agit du convertisseur Neutral Point Clamped (NPC) [35].

L'intérêt des topologies multiniveaux est de limiter la tension aux bornes des transistors. Dans l'exemple de la topologie NPC, le calibre en tension des transistors est divisé par deux. Un gain est aussi réalisé sur les pertes par commutation car les tensions aux bornes des composants sont

plus faibles. Ces avantages se font au prix d'une augmentation du nombre de composants actifs et d'une commande complexe. [36][37]

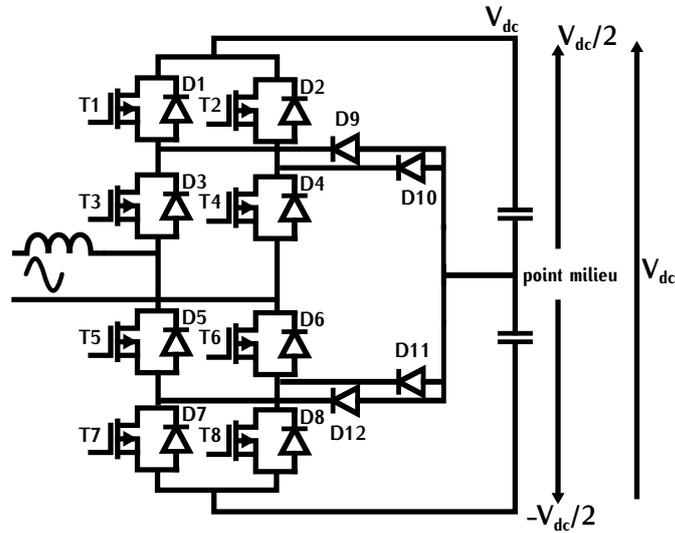


FIGURE 1.18 – Convertisseur multi-niveaux NPC

Les CFP monophasés présentés dans cette section corrigent le facteur de puissance. Ils permettent également différentes fonctions comme la réduction du taux d'harmoniques de courant, de l'ondulation de tension de sortie et des pertes dans les composants de puissance et dans les composants passifs. Le choix de la topologie se fait en fonction du cahier des charges. Un état de l'art de ces différentes topologies en régime monophasé est réalisé dans les références [38][39] et [28].

1.3.2.2 Correcteur de facteur de puissance triphasé

Les correcteurs de puissance en régime triphasé se basent sur les CFP en régime monophasé. C'est la raison pour laquelle cette section sera moins détaillée.

Une extension triphasée du CFP boost monophasé remplace le pont de diodes monophasé par un pont de diodes triphasé. Cette topologie est représentée sur la Figure 1.19 (a). Elle permet un contrôle de la tension de sortie mais le courant d'entrée présente une distorsion harmonique importante à cause du pont de diodes. Cette topologie n'est donc pas recommandée en tant que CFP. Pour améliorer cette topologie, les inductances du convertisseur peuvent être placées en amont du convertisseur, ce qui permet de réduire le taux harmonique. Ce principe est représenté sur la Figure 1.19 (b). Malgré la simplicité de ces topologies, le facteur de puissance associé est dégradé par rapport aux topologies suivantes. Ces topologies sont évoquées dans [40] et [41].

La topologie "bridgeless" représentée sur la Figure 1.20 (a) et la topologie en pont complet représentée sur la Figure 1.20 (b) dérivées des CFP en régime monophasé de type boost limitent les chutes de tension du pont de diodes. Elles réduisent également le nombre de composants de puissance. Dans ces topologies, la variabilité de commande est importante. Certaines commandes permettent de limiter le taux d'harmoniques dans le courant d'entrée et ainsi améliorer le correcteur de facteur de puissance. [42][43]

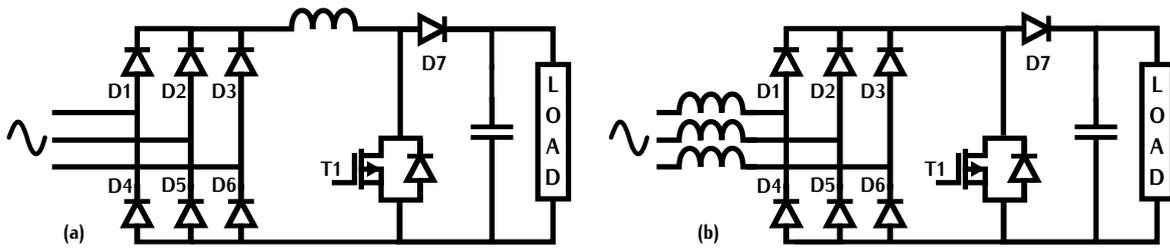


FIGURE 1.19 – (a) CFP triphasé de type boost avec l'inductance côté convertisseur (b) CFP triphasé de type boost avec l'inductance en entrée du convertisseur

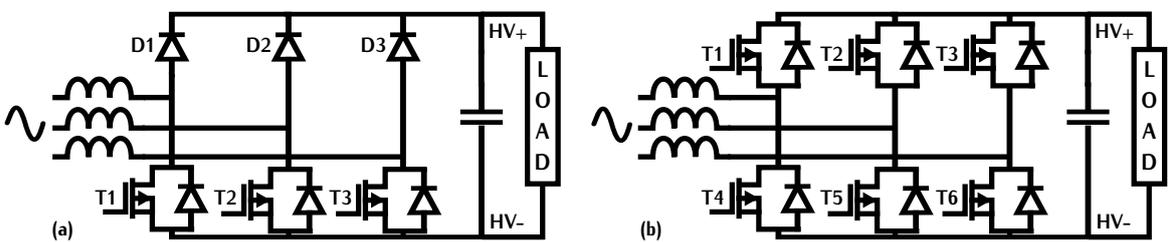


FIGURE 1.20 – (a) CFP triphasé "bridgeless" de type boost (b) CFP triphasé pont complet de type boost

Comme dans le cas monophasé, les topologies multi-niveaux triphasées réduisent les contraintes sur les composants et améliorent le facteur de puissance. Elles sont intéressantes notamment dans le cas de convertisseurs à fortes tensions. Les redresseurs Vienna, Delta switch et NPC sont fortement cités dans la littérature [44][45][46][47]. Ces topologies impliquent toujours un nombre importants de composants et une commande complexe.

Dans le cas des CFP triphasés il existe des solutions dites "modulaires". Dans ces solutions, la correction du facteur de puissance est réalisée par trois CFP monophasés connectés soit en étoile Y soit en triangle Δ . La connexion en étoile est représentée sur la Figure 1.21 (a) et détaillée dans [48] et la connexion en triangle est représentée sur la Figure 1.21 (b) et détaillée dans [49].

L'intérêt de ces topologies est de réaliser un système triphasé tout en bénéficiant des recherches et développements réalisés pour les correcteurs de facteur de puissance en régime monophasé. Par contre, ces convertisseurs doivent comporter un deuxième étage isolé pour pouvoir se connecter à la batterie. Les Y-rectifier (CFP connectés en étoile) impliquent un couplage de la commande des trois modules. Les trois convertisseurs doivent être commandés ensemble. À l'inverse dans la topologie triangle, les trois modules peuvent être traités et commandés séparément, cependant la tension d'entrée est plus importante car elle correspond à la tension entre phases plutôt que la tension simple dans le cas du Y-Rectifier. [41][50].

Comme dans le cas monophasé, le choix des différents correcteurs de facteur de puissance triphasés se fait par rapport au cahier des charges. Un état de l'art de ces différentes topologies en régime triphasé est réalisé dans les références [41] et [51].

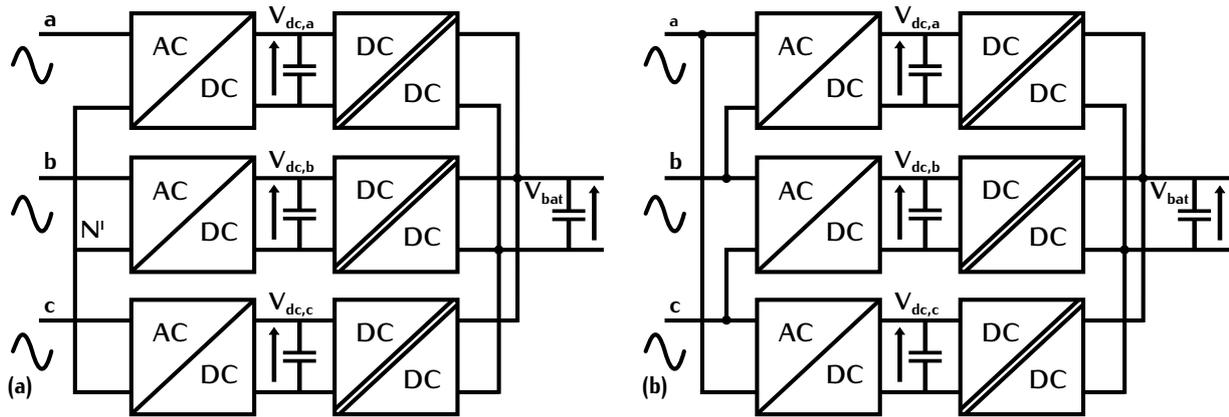


FIGURE 1.21 – (a) CFP modulaire triphasé connecté en étoile Y (b) CFP modulaire triphasé connecté en triangle Δ

1.3.3 Second étage : DC-DC isolé

Le correcteur de facteur de puissance permet de corriger le facteur de puissance et de redresser la tension du réseau. La moyenne de cette tension est régulée à une valeur constante. L'adaptation de cette tension à la tension de batterie est réalisée par le second étage : le DC-DC. Suivant les contraintes des constructeurs, le DC-DC peut être isolé galvaniquement à l'aide d'un transformateur ou non. Cet isolement apporte la sécurité d'exploitation, ainsi que la possibilité de connecter le convertisseur à différents systèmes non isolés du réseau. Cette adaptabilité se répercute sur la taille et le prix du chargeur.

Un chargeur non-isolé doit disposer de relais et de suretés importantes pour apporter la sécurité d'un isolement galvanique. Ce surplus à un coût qui peut parfois dépasser le prix d'un transformateur dans un convertisseur. Les topologies non-isolées ne sont pas détaillées dans ce manuscrit.

La tension de sortie du CFP est continue mais le fonctionnement alternatif d'un transformateur oblige à onduler cette tension. Les structures applicables sont donc du type DC-AC//AC-DC. Pour alterner la tension, il existe principalement deux types d'onduleurs : les demi-ponts représentés sur la Figure 1.22 (a) et les ponts complets représentés sur la Figure 1.22 (b).

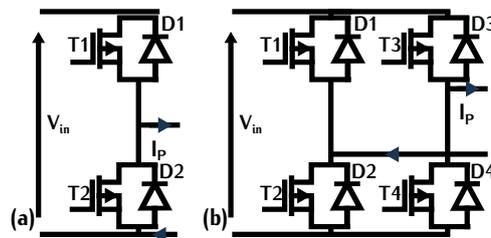


FIGURE 1.22 – (a) Demi-pont (b) Pont complet

Les demi-ponts possèdent moins de composants de puissance mais ces composants sont tra-

versés par un courant supérieur au courant des composants du pont complet. Comme ils possèdent moins de composants, les demi-ponts sont moins coûteux mais le stress sur leurs composants est plus important. Les demi-ponts sont donc de meilleurs candidats pour de faibles puissances (<1kW) contrairement aux ponts complets qui sont mieux adaptés pour les puissances mises en jeu dans les chargeurs de VE.

Les différentes topologies isolées de DC-DC fréquemment rencontrées dans la littérature sont le Phase Shift Full Bridge (PSFB), le Dual Active Bridge (DAB) et le convertisseur résonnant LLC. Une comparaison de ces différentes topologies est réalisée dans [52].

1.3.3.1 Phase shift full bridge

Le PSFB est un convertisseur isolé composé d'un pont complet actif au primaire et généralement d'un redresseur passif à diodes au secondaire. Cette topologie est représentée sur la Figure 1.23 (a).

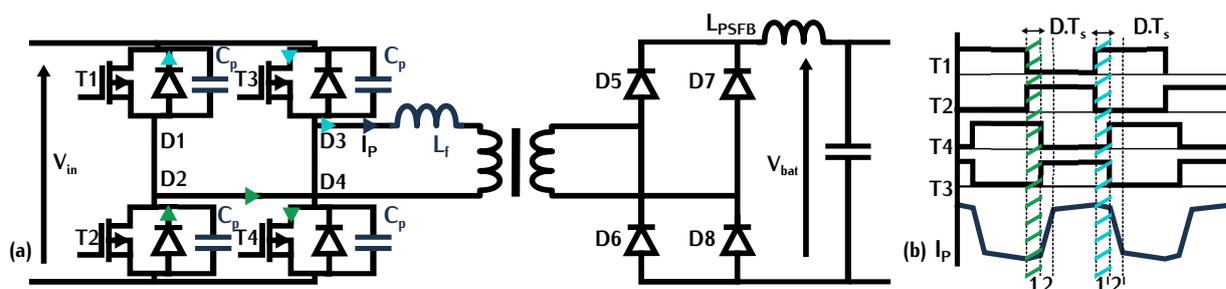


FIGURE 1.23 – (a) Topologie du phase-shift full bridge (b) Formes d'ondes

L'intérêt du PSFB est d'utiliser les éléments parasites du convertisseur pour assurer des commutations douces en tension de type ZVS. Les éléments parasites utilisés sont l'inductance de fuite L_f du transformateur et les capacités parasites C_p des transistors. La commande déphase les deux bras de l'onduleur au primaire d'un temps $D.T_s$ avec T_s la période de découpage. Ce déphasage est représenté par la zone 1 et 1' sur la Figure 1.23 (b). Ce temps détermine le rapport de la tension d'entrée sur la tension de sortie. Les détails du fonctionnement de cette topologie sont analysés dans [53][54].

Cette structure est utilisée sur une large plage de puissance grâce au pont complet. Par contre, elle nécessite une importante valeur d'inductance de fuite L_f pour assurer la commutation douce ZVS sur une large variation de charge. Dans notre application, la variation de charge correspond à la variation de tension de la batterie qui n'est pas négligeable. La charge et la décharge de cette inductance induisent également des pertes nuisant aux performances du convertisseur. Un autre inconvénient de cette topologie est le courant de circulation. Lors des zones 1,2 et 1',2' sur la Figure 1.23 (b) les deux interrupteurs supérieurs ou inférieurs des bras sont passants. Le courant dans l'inductance qui correspond au courant de circulation, traverse une diode antiparallèle d'un transistor. Les pertes entraînées sont non négligeables car ces diodes ont des pertes par conduction plus élevée que les composants de puissance.

1.3.3.2 Dual Active Bridge

Contrairement au PSFB, le DAB est constitué de deux ponts complets actifs connectés via un transformateur. Ces deux ponts sont déphasés l'un par rapport à l'autre afin de contrôler le transfert de puissance. Cette topologie ainsi que ses formes d'ondes sont représentées sur la Figure 1.24.

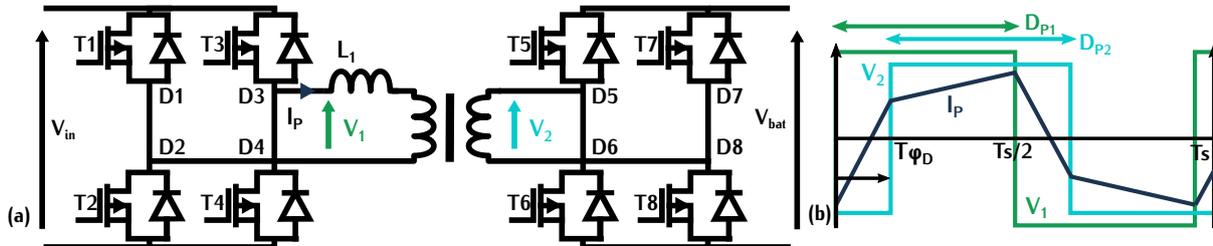


FIGURE 1.24 – (a) Topologie du dual active bridge (b) Formes d'ondes pour un rapport cyclique D_{P1} et D_{P2} de 0,5

L'inductance au primaire L_1 limite le courant circulant dans le transformateur dû au déphasage des tensions V_1 et V_2 et sert ainsi d'élément de stockage. Les trois degrés de commandabilité du système sont le rapport cyclique du pont primaire D_{P1} , le rapport cyclique du pont secondaire D_{P2} et le déphasage φ_{DAB} des tensions de ponts. Ces trois variables sont représentées sur la Figure 1.24 (b). Elles influent sur la tension de sortie, la puissance transmise, les courants efficaces et les types de commutations ZVS ou ZCS des transistors.

Le DAB est un convertisseur bidirectionnel. Le sens de la puissance transmise est déterminé par le facteur φ_{DAB} . Quand $\varphi_{DAB} > 0$ la batterie se charge et lorsque $\varphi_{DAB} < 0$ la batterie transmet de l'énergie au réseau. Tous ces avantages et cette liberté de contrôle se font au prix d'une commande complexe. De plus, les commutations douces sont difficilement opérationnelles sur toutes les plages de fonctionnement. [55][56][57]

Cette topologie est cependant mise en avant dans la littérature pour des DC-DC qui relient la batterie haute tension (400V) à la batterie basse tension (12V) avec un important ratio entre les tensions primaire et secondaire. [58]

1.3.3.3 Convertisseurs résonnants

Structures classiques Les convertisseurs résonnants comportent un circuit dit "résonnant", c'est-à-dire un circuit composé d'inductances et de capacités capables de rentrer en résonance à une fréquence particulière f_{r0} . Deux exemples de circuit sont représentés sur la Figure 1.25. La fréquence f_{r0} dépend des valeurs d'inductance L_s et de capacité C_s du circuit. Elle est définie par l'équation (1.4) pour le circuit de la Figure 1.25 (a).

$$f_{r0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (1.4)$$

Lorsqu'un circuit résonnant intervient dans la charge d'un onduleur, il est responsable d'un déphasage entre courant et tension qui permet aux composants de puissance de réaliser des

commutations douces. C'est la valeur de la fréquence de découpage f_{dec} par rapport à la fréquence de découpage f_{r0} qui détermine le type de commutation des interrupteurs : ZVS ou ZCS. Les circuits résonnants de base sont le circuit résonnant série représenté sur la Figure 1.25 (a) et le circuit résonnant parallèle représenté sur la Figure 1.25 (b). [59][60][61]

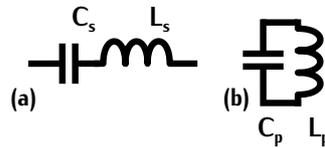


FIGURE 1.25 – (a) Circuit résonnant série (b) Circuit résonnant parallèle

Intégrés dans un convertisseur DC-DC, ces deux circuits amènent chacun des avantages comme des inconvénients. Le convertisseur série défini sur la Figure 1.26 (a) permet d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur en tant qu'inductance de résonance. Dans le cas d'un circuit résonnant série, le secondaire du transformateur se comporte comme une source de courant, le filtre de sortie ne nécessite pas d'inductance contrairement au PSFB (Figure 1.23 (a)). Par contre, le convertisseur parallèle défini sur la Figure 1.26 (b) se comporte comme un onduleur associé à un redresseur de courant ; des inductances sont nécessaires à l'entrée et à la sortie.

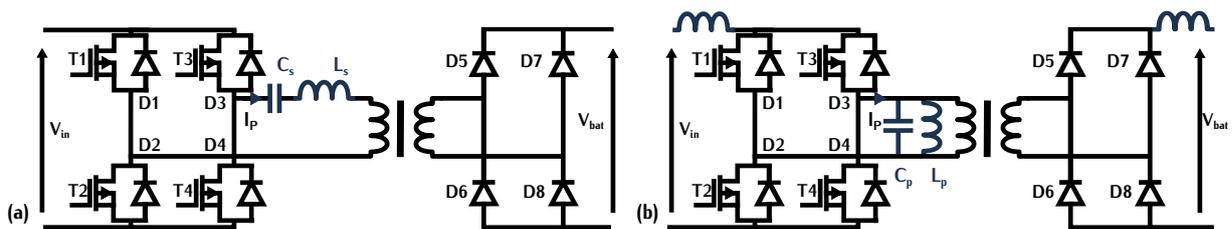


FIGURE 1.26 – (a) Convertisseur à résonance série (b) Convertisseur à résonance parallèle

Les convertisseurs résonnants sont commandés par variation de fréquence. Ce type de commande implique une pollution harmonique à large spectre qui doit être filtrée. De plus, à faible charge, la régulation de tension est difficile à obtenir avec la résonance série. La courbe de gain de ce convertisseur dépend de la charge et lorsque celle-ci est faible, la régulation de tension peut être difficile à réaliser. Le convertisseur à résonance parallèle, quant à lui, implique un courant de circulation important dans le circuit résonnant LC par rapport au courant nominal. Ce courant de circulation affecte le rendement du convertisseur.

Les composants résonnants subissent également de fortes contraintes. Le condensateur supporte de fortes tensions dans le cas série et de forts courants dans le cas parallèle. Ces convertisseurs sont de mauvais candidats lorsqu'ils doivent fonctionner respectivement à fortes tensions et forts courants. Dans les convertisseurs à commutations dures, pour une même application, les tensions et courants dans les transistors sont de formes rectangulaires, alors qu'elles sont d'allures sinusoïdales dans les convertisseurs à résonance parallèle et série. C'est l'ajout du circuit résonnant qui ondule ces grandeurs or les ondes sinusoïdales ont toujours une amplitude plus grande qu'un signal rectangulaire à puissance donnée. Les transistors doivent donc être de calibres plus élevés que dans les convertisseurs à commutations dures.

Convertisseur LLC Du principe des convertisseurs résonnants classiques qui ont des structures de second ordre découlent de nombreuses topologies définies dans [62]. Les structures du troisième ordre ajoutent au circuit résonnant un élément de stockage supplémentaire (inductance ou condensateur). C'est le cas du LLC défini sur la Figure 1.27. Cette topology tente de conserver les avantages des convertisseurs série et parallèle, tout en minimisant leurs inconvénients. Ce convertisseur est détaillé dans [63][64][65].

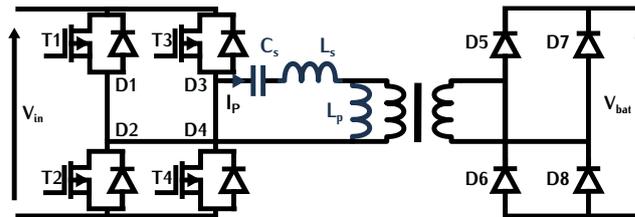


FIGURE 1.27 – Convertisseur résonnant LLC

En effet, le convertisseur à résonance série ne permet pas de conserver la commutation ZVS sur une large plage de variation de charge. Par contre, le convertisseur LLC grâce à l'inductance parallèle l'assure sur une plus grande zone de fonctionnement. Le circuit résonnant du LLC peut intégrer l'inductance de magnétisation du transformateur en tant qu'inductance parallèle L_p et l'inductance de fuite en tant qu'inductance série L_s . Comme le convertisseur série, le secondaire du transformateur se comporte comme une source de courant, une inductance au niveau du filtre de sortie n'est donc pas nécessaire. Sur le même principe que dans les topologies résonnantes classiques, de forts courants et de fortes tensions sont présents au sein du circuit résonnant. Ils induisent de fortes contraintes dans le convertisseur et peuvent nuire au fonctionnement de celui-ci.

Cette topology qui présente de nombreux avantages est très représentée dans la littérature en tant que DC-DC isolé pour un chargeur de véhicule électrique. [66]

1.4 Les chargeurs de l'état de l'art avec des transistors grand gap

Les nouveaux composants grand gap sont envisageables pour tenter d'améliorer la densité de puissance (DP) dans les chargeurs des véhicules électriques avec l'augmentation de la fréquence de découpage. Dans cette section, une comparaison sur les chargeurs de véhicules électriques composés de transistors à grand gap est réalisée. Les différents chargeurs étudiés sont renseignés dans la Table 1.4.

Les valeurs de rendement, de puissance et de fréquence de la Table 1.4 sont données pour un même essai. La valeur de rendement mesurée est définie pour une puissance notée P_{nom} renseignée dans la table. L'intérêt de ce tableau est de comparer les topologies, les fréquences et puissances utilisées dans les chargeurs de VE tout en évaluant la densité de puissance en kW/L . Le rendement est aussi mis en avant dans la comparaison car un chargeur petit et puissant avec un faible rendement est peu compétitif.

Même s'il s'agit de nouveaux composants, les topologies utilisées correspondent aux topologies

classiques citées dans la section 1.3.2.1 telles que le « bridgeless boost », le « PS Semi-bridgeless boost converter » ainsi que le PSFB (Section 1.3.3). Les auteurs ont préféré bénéficier de toutes les études déjà réalisées et d'adapter les topologies aux CGG plutôt que d'en créer de nouvelles. Point important, ces composants sont spécialement compatibles avec les topologies adaptées aux composants MOSFET plutôt qu'aux IGBT car comme avec les MOSFET la commutation ZVS est la plus intéressante pour les composants à grand gap.

TABLE 1.4 – Comparaison de chargeurs de VE intégrant des composants grands gap

Composants	P_{nom} kW	V_{ineff} V	V_{bat} V	Topologie CFP	Topologie DC-DC	Rendement η %	DP kW/L	Ref
GaN N-Off 350V/20A	1	125	250	Pont complet 500kHz	DAB 500kHz	94,2		[67]
MOSFET SiC [69]	3,1	220	220 430	PSSB 200kHz	Pont complet (ZVS) 250kHz	93,9	0,83	[68]
MOSFET SiC [71]	6,1	240	250 400	Bridgeless boost 200kHz	PSFB 200kHz	94	5	[70]

Contrairement aux DC-DC isolés, les CFP de la littérature fonctionnent généralement en commutations dures ce qui implique des pertes lors de la commutation. Ces pertes sont dépendantes de la fréquence. À pertes égales dans les composants de puissance, ces étages peuvent commuter à une fréquence de découpage plus élevée (Table 1.4) lorsqu'ils utilisent des CGG. Ce qui permet éventuellement un gain sur les filtres et les composants passifs.

Dans ces articles, différentes mesures à fréquences différentes ont été réalisées. Le rendement associé est plus faible lorsque la valeur de fréquence est la plus élevée. Par exemple, dans le second étage du chargeur [70] composé de SiC, différentes mesures à 500kHz ont été réalisées. A cette fréquence le rendement de cet étage ne dépasse pas 94% pour une puissance de 3kW. Lorsque l'auteur augmente la puissance à 4,1kW en conservant la fréquence de 500kHz, le rendement est dégradé d'un point. Pour les deux étages du chargeur GaN [67], les tests à 500kHz sont réalisés à une puissance de 1kW avec un rendement global de 94,2%.

Le fait que le rendement soit plus faible à fréquence élevée est cohérent car les pertes par commutation augmentent avec la fréquence. Cette fréquence est aussi responsable de pertes supplémentaires dans les composants magnétiques. Ce résultat nous permet de comprendre que l'augmentation de la fréquence pour diminuer le volume des convertisseurs a une limite. Cette limite dépend notamment des pertes dans les transistors et dans les composants magnétiques.

Dans les différents articles, l'amélioration de la densité de puissance est un point important. Dans [67], un essai avec une forte ondulation de courant de sortie du CFP est testé. Cette ondulation favorise la diminution du volume de la capacité DC située entre les deux étages. Cette capacité qui lisse la tension de sortie du CFP, est très volumineuse. L'augmentation de l'ondulation du courant de sortie dégrade le rendement à 92% mais diminue le poids et la taille du chargeur car la capacité DC est minimisée. Dans [70], la densité de puissance est très élevée. Elle est prise en compte dès le cahier des charges initial. Le packaging est réalisé dans un but de très

grande compacité, ce qui explique la valeur finale de densité de puissance de $5kW/L$. Toutefois, il est important de relativiser sur ces valeurs et sur toutes les valeurs de densité de puissance des chargeurs de VE. Ce chargeur ne fait aucunement mention du filtre d'entrée. En effet, dans les chargeurs de VE, un filtre pour la compatibilité électromagnétique (CEM) est nécessaire pour respecter les normes et ainsi ne pas absorber ou rejeter de perturbations. Comme ce filtre est composé en particulier de composants magnétiques, il représente une partie non négligeable du volume du chargeur.

Comparer les chargeurs de VE est une tâche complexe, particulièrement si le cahier des charges (tension du réseau, tension de batterie, puissance de charge) n'est pas le même. Dans cette section, la comparaison sert, ici, de base au dimensionnement d'un chargeur à forte compacité. Elle permet de comprendre que pour agir sur la densité efficacement, il faut prendre en compte les aspects thermiques, électriques et électromagnétiques dès le choix de la topologie.

1.5 Intégration des composants GaN et augmentation de la densité de puissance

Augmenter la densité de puissance sans dégrader le rendement correspond à un compromis. Quelle est la meilleure fréquence et la meilleure topologie pour réduire la taille du chargeur ? Les chargeurs de la Table 1.4 nous guident sur les différents choix à adopter pour l'intégration des transistors GaN dans le dimensionnement. Étudier et concevoir un chargeur dans sa totalité représente un travail conséquent à l'échelle de la durée de la thèse. L'effort a donc été concentré sur un seul étage du chargeur. Dans cette section, nous expliquons le choix de l'étage pour la réalisation d'un prototype à haute densité de puissance.

1.5.1 Cahier des charges

Pour faire un choix sur l'étage étudié dans le cadre de la thèse, il est nécessaire d'analyser le cahier des charges imposé par Renault. Ce cahier des charges est décrit de manière simplifiée et permet de comprendre les choix de conception de la thèse.

Le chargeur doit pouvoir s'adapter au réseau triphasé et monophasé 230V. Les différentes recharges possibles dépendent des modes définis dans la Table 1.3. Seuls les modes 2 et 3 sont à prendre en compte dans le cahier des charges. La puissance nominale du chargeur, constante durant la charge, varie donc de 1,8 à 22kW. Des critères de performance en fonction de la puissance sont spécifiés par Renault. Ils sont représentés sur la Figure 1.28. La puissance maximale de fonctionnement est de 22kW pour un régime triphasé et de 7kW pour un régime monophasé.

Au niveau du CFP, des contraintes sont imposées aux transistors. Ils doivent disposer d'une tenue en tension minimale de 1200V si la topologie adoptée n'est pas de type multi-niveaux. Cette valeur haute de tension est spécifiée par le constructeur pour résister aux chocs de foudre.

Le DC-DC doit être isolé galvaniquement comme nous l'avons évoqué précédemment. Sa tension d'entrée notée V_{in} est fixée à 450V et sa tension de sortie est définie par l'excursion de tension de la batterie qui varie entre 200V et 400V.

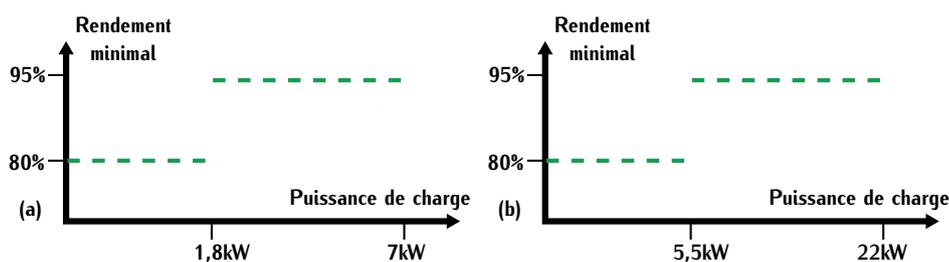


FIGURE 1.28 – Rendement minimal en fonction du chargeur en régime : (a) monophasé (b) triphasé

Dans les chargeurs, deux types de transfert d'énergie sont possibles. Le transfert du réseau à la batterie correspond au transfert classiquement réalisé afin de charger la batterie. Le deuxième transfert permet à la batterie de fournir de l'énergie au réseau. Différentes applications découlent de ce transfert. Elles correspondent au V2G (Vehicule to grid) et au V2H (Vehicule to home).

Le principe du V2G permet aux opérateurs d'électricité tel qu'EDF de disposer d'un stockage et d'une source d'énergie pour lisser la courbe de consommation/production notamment pendant les pics de consommation. Ce stockage est réalisé par les batteries des VE. Par ce biais, les propriétaires peuvent également percevoir une rémunération pour l'utilisation de leur batterie. Le V2H se base sur le même principe mais à l'échelle d'une habitation. Pour répondre à ces nouvelles applications, les chargeurs peuvent être bidirectionnels. Le cahier des charges Renault n'imposait pas ce type de transfert. Dans le cadre de la thèse, nous avons choisi d'imposer la bidirectionnalité pour répondre à un potentiel besoin futur. L'ensemble des données principales du cahier des charges sont renseignées dans la Table 1.5.

TABLE 1.5 – Données du cahier des charges du chargeur

P_{max} monophasé	P_{max} triphasé	Rendement minimal	Tension V_{in}	Tension de batterie	Bidirectionnalité
7kW	22kW	95 %	450 V	200V-400V	Oui

1.5.2 Cas du correcteur de facteur de puissance

L'enjeu critique au niveau du CFP est la réduction des pertes tout en minimisant le volume des éléments magnétiques qui le composent. La plupart des topologies de CFP détaillées dans l'état de l'art opèrent avec des commutations dures induisant des pertes par commutation importante. Pour réduire ces pertes, d'autres topologies telles que les topologies multi-niveaux réalisent des commutations douces mais nécessitent le double de composants actifs.

Il est également possible de réaliser des commutations douces avec un fonctionnement en mode discontinu. Ce fonctionnement n'a pas été détaillé précédemment mais il sera expliqué plus loin dans le manuscrit. Il implique une forte ondulation de courant dans les transistors ce qui nécessite un filtre important, c'est-à-dire un volume supplémentaire. C'est pourquoi les topologies CFP en commutations dures restent encore largement utilisées comme celles renseignées dans la Table 1.4. Ces topologies sont donc limitées en fréquence à cause des pertes par commutation.

Les matériaux magnétiques basse fréquence ont aujourd'hui une saturation magnétique plus haute que les matériaux magnétiques prévus pour un fonctionnement haute fréquence. Les inductances des CFP nécessitent généralement une forte induction limitant ainsi la haute fréquence dans les matériaux magnétiques associés. Ces composants sont potentiellement volumineux et l'augmentation de leur densité de puissance est limitée par les fréquences d'utilisation.

Dans les CFP, les tenues en tension des transistors sont de l'ordre de 1200V. Les transistors GaN disponibles sur le marché sont limités au calibre 650V. A cause de ces contraintes en tension, les topologies de CFP équipés de transistors GaN sont limitées aux topologies multi-niveaux. D'autre part, les contraintes en surtension du réseau peuvent provoquer des courants importants dans les transistors du CFP. Il est aujourd'hui difficile de se prononcer sur la tenue en sur-courant des composants GaN.

Ces différents points limitent l'intérêt de l'intégration des composants GaN dans les CFP ainsi que des fonctionnements en haute fréquence. Le transformateur du DC-DC étant habituellement volumineux, le deuxième étage du chargeur (DC-DC isolé) a été choisi comme sujet d'étude. Cet étage présente un potentiel plus intéressant (réduction de la taille du transformateur, nombres de solutions possibles).

1.5.3 Cas du DC-DC isolé

Dans les convertisseurs DC-DC, la fréquence de découpage est moins limitée car les topologies fonctionnent généralement avec des commutations douces. L'augmentation de cette fréquence permet éventuellement de réduire la taille des éléments de stockage (inductance et condensateur) et du transformateur. Mais il existe une fréquence de découpage limite au-delà de laquelle les échauffements au sein des composants magnétiques sont trop importants. La réflexion sur l'augmentation de la densité de puissance doit donc se faire sur l'ensemble du convertisseur. Si le transformateur est deux fois plus petit, mais que son système de refroidissement est quatre fois plus grand, il n'y a pas de gain global.

Pour améliorer la densité de puissance, une seconde solution évoquée précédemment consiste à réduire les contraintes des éléments passifs tel que le transformateur. Les contraintes au sein de ce composant sont la variabilité de tension et la variabilité de courant et sont illustrées sur la Figure 1.29.

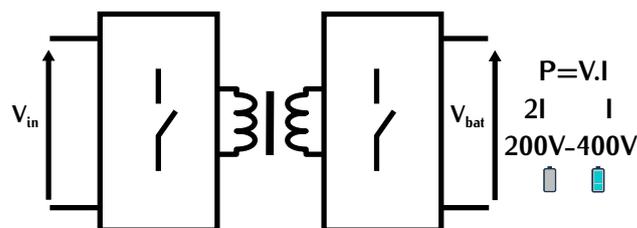


FIGURE 1.29 – Représentation de la variabilité de tension et de courant en fonction de l'état de charge de la batterie

Dans le cas d'un DC-DC isolé de chargeur de véhicule électrique, la tension de sortie du convertisseur varie en fonction de l'état de charge de la batterie soit 400V–200V dans notre cas. Le transformateur doit fonctionner entre un minimum et un maximum de tension et de courant. Dans un cas général, si la tension aux bornes du transformateur augmente, les pertes dans le matériau magnétique, dépendantes de cette tension, augmentent. Pour limiter ces pertes, il faut augmenter le nombre de spires ou la section du circuit magnétique ce qui se traduit dans les deux cas par une augmentation de la taille du transformateur.

La deuxième problématique de cette variabilité est liée à la valeur du courant à faible puissance. Lors de la charge de la batterie, la puissance est quasiment constante. Lorsque la batterie est déchargée, la tension est faible. Dans cette zone, la valeur du courant est deux fois plus grande que lorsque que la batterie est chargée. Les enroulements doivent donc être dimensionnés pour les valeurs de courant de toute la zone de charge. Le point de fonctionnement à faible puissance surdimensionne les conducteurs, augmentant la surface de bobinage, donc le volume du transformateur.

Avec une tension d'entrée fixe, l'adaptation de tension réalisée par le DC-DC nécessite une inductance de stockage d'énergie. Ce stockage est assurée par l'inductance de sortie L_{PSFB} dans le PSFB (Figure 1.23), par l'inductance L_1 dans le DAB (Figure 1.24) et par l'inductance parallèle L_p du transformateur dans le convertisseur résonnant LLC (Figure 1.27). Ces éléments augmentent la taille du transformateur s'ils sont intégrés à celui-ci et la taille du convertisseur complet s'ils ne le sont pas.

1.6 Nouvelle structure pour l'amélioration de la densité de puissance

Pour diminuer les contraintes citées dans la section précédente, plusieurs solutions sont envisageables. [72] propose de gérer l'évolution de la tension de la batterie par le CFP. Le second étage DC-DC ne stocke pas d'énergie et fournit sa tension d'entrée de manière directe aux bornes de la batterie. En supprimant le problème du stockage d'énergie dans le DC-DC, les contraintes sur le convertisseur sont minimisées. Cependant cette méthode n'empêche pas le surdimensionnement du transformateur lié à la variation de tension de la batterie.

Les deux fonctions principales du DC-DC isolé sont de fournir une isolation galvanique et de s'adapter à la variation de tension de la batterie. Pour diminuer les contraintes au sein du transformateur, une seconde solution consiste à séparer en deux étages le convertisseur DC-DC. Cette structure est représentée sur la Figure 1.30.

Les étages B et C réalisent chacun une fonction principale du DC-DC. La fonction de l'étage B correspond uniquement à l'isolement galvanique, la tension de sortie ne varie pas (égale à la tension d'entrée). Le transformateur est dimensionné pour une seule tension et donc un seul courant à puissance donnée, c'est-à-dire un unique point de fonctionnement. L'étage C gère l'adaptation de la tension de batterie. Cette solution à deux étages a déjà été étudiée notamment dans le cas de convertisseurs appliqués à l'aéronautique avec une large variation de tension de sortie [73][74]. [75] l'étudie également dans le cadre de chargeur de véhicule électrique sans contact pour limiter les contraintes sur le coupleur magnétique et réaliser des commutations douces. Vicor utilise cette solution pour ses convertisseurs afin d'augmenter la densité de puissance [76] [77].

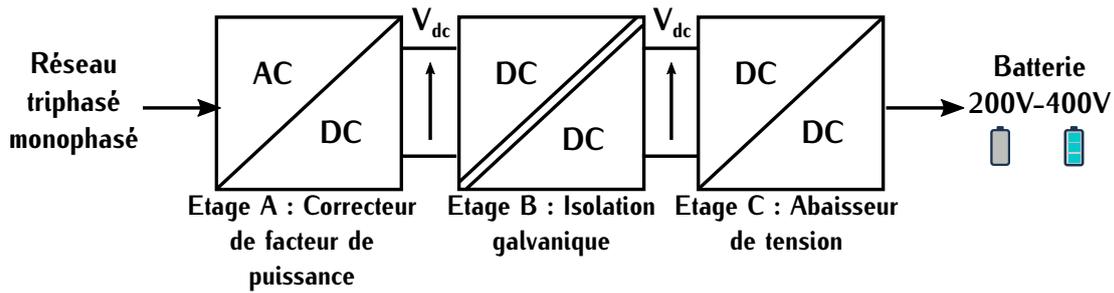


FIGURE 1.30 – Structure de chargeur de VE à trois étages

Avec la minimisation des contraintes dans le transformateur, l'augmentation de la densité de puissance est challengée dans le convertisseur DC-DC. En choisissant cette méthode, l'idée est de faire un convertisseur à deux étages plus petit et aussi efficace que les convertisseurs DC-DC à un étage classiquement utilisés dans les chargeurs de VE. Encore non-utilisée pour une application à haute densité de puissance dans un chargeur de véhicule électrique, c'est cette solution qui a été retenue dans le cadre de la thèse.

Ce chapitre a permis de comprendre le fonctionnement des chargeurs de véhicules électriques ainsi que les différentes topologies existantes. Le contexte de la densité de puissance et des transistors GaN a également été détaillé. En conclusion du chapitre, une structure de chargeur à trois étages a été sélectionnée dans le but de réduire son volume.

Dans le cadre de la thèse, les étages B et C avec des composants GaN intégrés sont étudiés. Dans la suite du manuscrit, le chapitre 2 réalise une comparaison entre différentes topologies DC-DC appliquées à l'étage B. Dans le chapitre 3, une étude paramétrique pour le dimensionnement du transformateur est analysée ainsi qu'une vérification expérimentale. Ensuite dans le chapitre 4, le prototypage complet de l'étage B est réalisé ainsi que des mesures expérimentales de rendement. Enfin, dans le chapitre 5, une topologie de l'étage C est analysée et ce chapitre conclue sur l'étage complet du DC-DC.

Étude de l'étage DC-DC isolé

Sommaire

2.1 Paramètres de comparaison	32
2.2 DAB	33
2.2.1 Équations du système dans un cas classique	34
2.2.2 Équations pour notre application	35
2.3 Convertisseur à résonance série	39
2.3.1 Fonctionnement en hyper résonance avec commutations ZVS	41
2.3.2 Fonctionnement à la fréquence de résonance	47
2.4 LLC	48
2.4.1 Principes de fonctionnement	48
2.4.2 Fonctionnement à la fréquence de résonance	50
2.5 Comparaison	53
2.5.1 Explication du tableau	53
2.5.2 Bidirectionnalité	54
2.6 Topologie finale	54

Dans la structure à trois étages proposée, la tension constante entre l'entrée et la sortie du DC-DC isolé minimise les contraintes sur le convertisseur. Cette structure est rappelée sur la Figure 2.1.

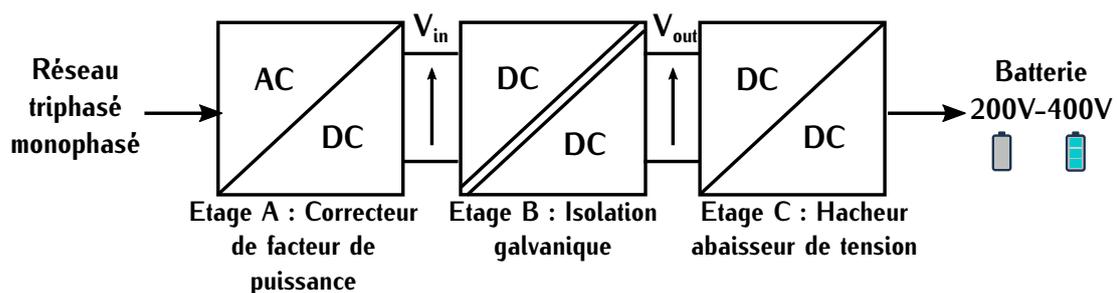


FIGURE 2.1 – Structure de chargeur de VE à trois étages

Dans ce chapitre, l'étage B est étudié. Différentes topologies isolées sont analysées dans l'application où la tension d'entrée est équivalente à la tension de sortie. Dans ce cas idéal, une comparaison au niveau du volume et des différents types de commandes possibles de topologies isolées est réalisée. La topologie finale sera choisie suite à cette comparaison. Les topologies qui font l'objet de l'étude sont le DAB, le LLC et le convertisseur à résonance série. Ces trois topologies ont été abordées dans la section 1.3.3. Le convertisseur PSFB n'est pas détaillé, cette topologie

est difficilement utilisable pour un transfert bidirectionnel. La bidirectionnalité est une contrainte que nous nous sommes imposée dans le cahier des charges du chargeur de VE (Table 1.5).

2.1 Paramètres de comparaison

Avant de commencer les comparaisons, il est important de rappeler les différentes contraintes du convertisseur. La tension d'entrée du convertisseur est notée V_{in} et est fixée à 450V. La tension de sortie notée V_{out} n'a pas besoin de s'adapter à la tension de batterie. L'étage C (Figure 2.1) réalise cette fonction. La tension de sortie est donc égale à la tension d'entrée au rapport de transformation près. Elle est définie par la relation (2.1) avec m le rapport de transformation défini par (3.18).

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{m} \quad (2.1)$$

L'étage C réalise l'adaptation de la tension de la batterie dont la valeur maximale est 400V. Cet étage correspond à un hacheur dévolteur. Le rapport de transformation peut donc être fixé à un pour faciliter les calculs et le dimensionnement du transformateur.

Bien que le cahier des charges du chargeur spécifie une puissance de fonctionnement de 22kW, la puissance d'étude maximale dans la comparaison est fixée à 7,3kW. Il s'agit, ici, uniquement d'une comparaison entre différentes topologies et la valeur de cette puissance sera justifiée dans le chapitre suivant. De la même manière, la fréquence de fonctionnement est fixée à 500kHz.

Les transistors utilisés pour cet étage sont des transistors GaN. Ces transistors sont performants d'après le détail de leur fonctionnement réalisé dans la section 1.2. Cependant comme les MOSFET, ces transistors possèdent des capacités parasites. Ces capacités peuvent générer des pertes lors des commutations. Pour limiter ces pertes, différentes commutations appelées commutations douces sont réalisables. Ces commutations ont été abordées dans la section 1.2.4. Les différents choix de commande des topologies permettent de réaliser ces commutations dans le but de réduire les pertes.

Le transistor utilisé dans la comparaison est le transistor de GaN System GS66508B. Ses caractéristiques sont renseignées en Annexe G.1. Pour ce composant, des pertes lors de la commutation peuvent être induites par la charge et la décharge de la capacité C_{oss} au travers d'éléments résistifs. Cette capacité est une combinaison des capacités parasites C_{gd} et C_{ds} représentées sur la Figure 1.8. Elle n'est pas linéaire et dépend de la tension à ses bornes, sa valeur n'est donc pas utilisable directement pour déterminer les pertes. Les constructeurs de composants définissent dans la datasheet deux autres valeurs de cette capacité pour tenir compte de cette non-linéarité : $C_{o(er)}$ et $C_{o(tr)}$. Ces deux valeurs sont renseignées dans la Table G.1 pour le composant GS66508B. $C_{o(er)}$ correspond à la valeur de capacité linéaire qui donnerait une énergie stockée identique à celle du composant GaN polarisé sous 400V. De la même manière, $C_{o(tr)}$ est la capacité équivalente du point de vue temporel. Ces deux valeurs sont renseignées dans la Table 2.1 et seront utilisées pour les différentes topologies comparées.

Pour les pertes par conduction, la résistance à l'état passant considérée correspond à la résistance lorsque le composant possède une température de 100° . Cette résistance notée $R_{DSon,100^\circ C}$ est déterminée grâce la Figure G.6 de la datasheet du composant.

Les choix pour la comparaison des topologies sont retranscrits dans la Table 2.1 .

TABLE 2.1 – Valeurs pour la comparaison des topologies

Puissance de charge kW	Tensions V $V_{in} \simeq V_{out}$	Rapport de transformation	Fréquence de découpage kHz	Capacité $C_{o(er)}$ pF	Capacité $C_{o(tr)}$ pF	Résistance $R_{DSon,100^\circ C}$ $m\Omega$
7,3	450	1	500	88	142	95

Différents résultats définis dans la comparaison sont vérifiés par simulation via le logiciel LTspice. Ces simulations sont détaillées en Annexe B.2.

2.2 DAB

Le convertisseur DAB (Dual Active Bridge) est un convertisseur composé d'un onduleur primaire et d'un onduleur secondaire. Il est représenté sur la Figure 2.2.

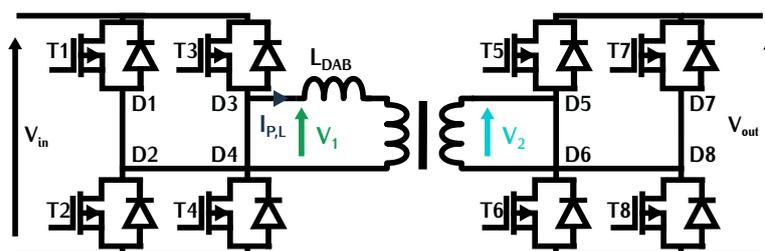


FIGURE 2.2 – Topologie du Dual Active Bridge

Ce convertisseur est naturellement bidirectionnel et peut être contrôlé par trois paramètres : les rapports cycliques notés D_{P1} et D_{P2} des ponts primaires et secondaires et le déphasage noté φ_{DAB} entre les deux ponts. Ces grandeurs sont représentées sur la Figure 2.3. La variation de ces différents paramètres permet une grande liberté de régulation, par contre cela complexifie la commande.

Dans notre exemple, seule la commande appelée modulation par déphasage ou "phase shift modulation" est détaillée. L'asservissement de puissance est réalisé par variation du déphasage φ_{DAB} entre les deux ponts. Les rapports cycliques D_{P1} et D_{P2} définis sur la Figure 2.3 sont constants et valent 50%. Cette régulation présente l'avantage d'avoir un seul paramètre de contrôle ce qui simplifie la commande.

Son principal inconvénient est la zone restreinte de fonctionnement en commutation douce par rapport à la puissance. Les commutations douces permettent de réduire les pertes dans les transistors, avec ce type de commande elles ne sont pas assurées pour toutes les valeurs de puissance imposées par le cahier des charges. Le deuxième inconvénient est un courant efficace de forte valeur dans le transformateur lorsque le convertisseur est soumis à de larges variations de

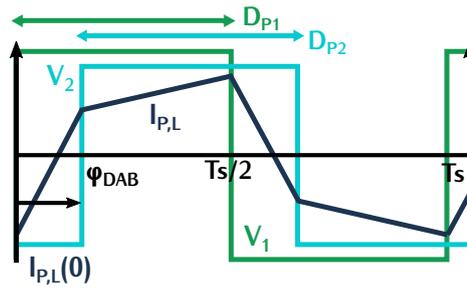


FIGURE 2.3 – Formes d'ondes du Dual Active Bridge dans une modulation par déphasage

tension. Cette valeur importante de courant peut engendrer des pertes par conduction élevées. Ce fonctionnement est évité volontairement dans notre configuration, car le convertisseur opère à tension d'entrée et à tension de sortie égales. C'est la raison pour laquelle cette modulation est étudiée.

2.2.1 Équations du système dans un cas classique

Les formes d'ondes associées à ce fonctionnement sont représentées sur la Figure 2.3. La mise en équations du convertisseur commandé par déphasage est détaillée dans [74]. L'équation de la puissance en fonction du déphasage φ_{DAB} est exprimée par la relation (2.2). Les tensions V_1 et V_2 représentent les valeurs maximales des tensions des ponts primaires et secondaires. f_{dec} représente la fréquence de commutation des onduleurs et L_{DAB} l'inductance du convertisseur représentée sur le Figure 2.2.

$$P(\varphi_{DAB}) = \frac{m \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \varphi_{DAB} \cdot (\pi - |\varphi_{DAB}|)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{dec} \cdot L_{DAB}} \quad -\pi < \varphi_{DAB} < \pi \quad (2.2)$$

Cette valeur de puissance peut être négative ou positive. Lorsqu'elle est négative, la batterie transmet de l'énergie au réseau et lorsqu'elle est positive, c'est le réseau qui fournit de l'énergie. D'après cette équation, la puissance transmise est maximale lorsque le déphasage entre les onduleurs vaut $\pm\pi/2$. Cette valeur de puissance notée $P_{max,DAB}$ est définie suivant l'équation (2.3).

$$P_{max,DAB} = \frac{m \cdot V_1 \cdot V_2}{8 \cdot f_{dec} \cdot L_{DAB}} \quad \varphi_{DAB} = \pm\pi/2 \quad (2.3)$$

Le courant à l'instant $t = 0$ noté $i_{P,L}(0)$ est défini par l'équation (2.4) détaillé dans [74]. Ce courant correspond à l'inverse du courant à l'instant $t = T_s/2$ avec T_s la période de découpage. Ce courant est représenté sur la Figure 2.3.

$$i_{P,L}(0) = \frac{\pi \cdot (m \cdot V_2 - V_1) - 2 \cdot \varphi_{DAB} \cdot m \cdot V_2}{4 \cdot \pi \cdot f_{dec} \cdot L_{DAB}} \quad -\pi < \varphi_{DAB} < \pi \quad (2.4)$$

2.2.2 Équations pour notre application

Dans notre application, les tensions primaire et secondaire sont identiques et définies suivant la relation (2.1). Les formes d'onde dans cette configuration sont illustrées sur la Figure 2.4.

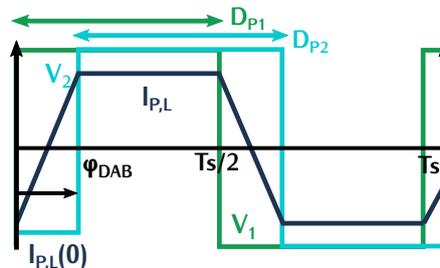


FIGURE 2.4 – Formes d'ondes du Dual Active Bridge dans une modulation par déphasage pour l'étage B

Les valeurs de puissance et de fréquence permettent de définir la valeur de l'inductance du convertisseur L_{DAB} d'après l'équation (2.3). Si la puissance maximale $P_{max,DAB}$ est fixée à la puissance de charge qui est de $7,3kW$, l'inductance L_{DAB} vaut $7\mu H$. Dans cette comparaison, le but est d'analyser les différentes topologies en fonction de leur volume. Pour diminuer cette valeur d'inductance, nous pouvons choisir une puissance $P_{max,DAB}$ plus élevée. Cela réduit la plage de variation du déphasage mais l'inductance est plus faible.

Dans notre étude, nous choisissons une puissance $P_{max,DAB}$ de $20kW$, l'inductance L_{DAB} associée vaut donc $2,5\mu H$. Une fois cette valeur connue, le profil de puissance en fonction du paramètre du déphasage est tracé sur la Figure 2.5. Cette figure détermine la valeur du déphasage en fonction de la charge. Le maximum de puissance se situe effectivement lorsque le déphasage vaut $\pm\pi/2$. Un déphasage φ_{DAB} compris entre $[-\varphi_{DAB,7kW}; \varphi_{DAB,7kW}]$ permet au convertisseur de fonctionner sur toute la plage de puissance du cahier des charges soit de $-7,3kW$ à $7,3kW$. Cette figure nous permet donc de définir deux zones de fonctionnement : la Zone n pour un transfert de puissance négatif et la Zone p pour un transfert de puissance positif.

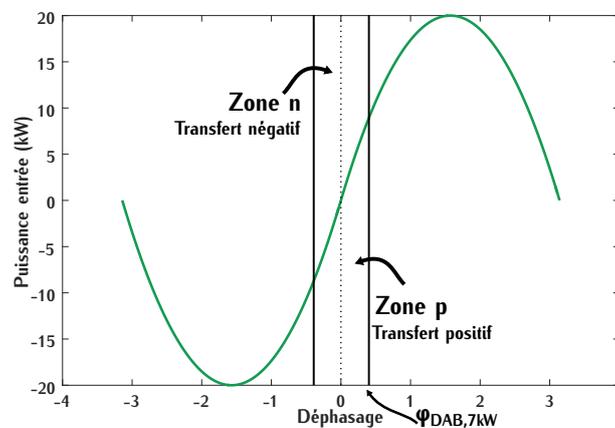


FIGURE 2.5 – Puissance du convertisseur en fonction du déphasage φ_{DAB}

2.2.2.1 Commutations

Pour repérer sur la figure précédente, les zones de fonctionnement des commutations douces, il faut dans un premier temps définir le déroulement d'une commutation. Avec les transistors GaN sélectionnés, les formes d'ondes sont représentées sur la Figure 2.6 et le schéma du bras d'onduleur est représenté sur la Figure 2.7. Une commutation peut être décomposée en quatre phases.

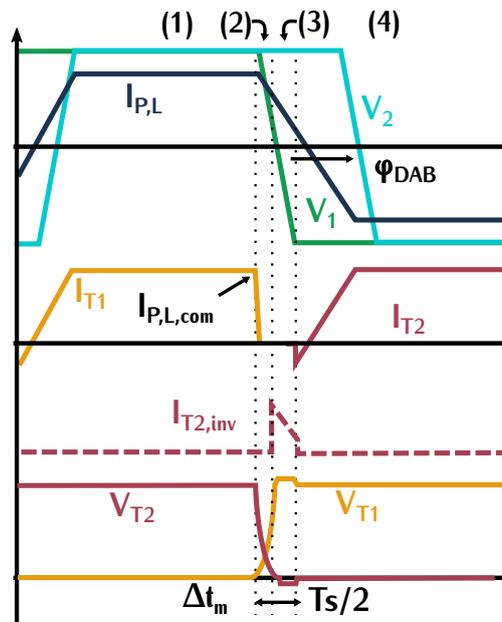


FIGURE 2.6 – Formes d'ondes du Dual Active Bridge lors de la commutation

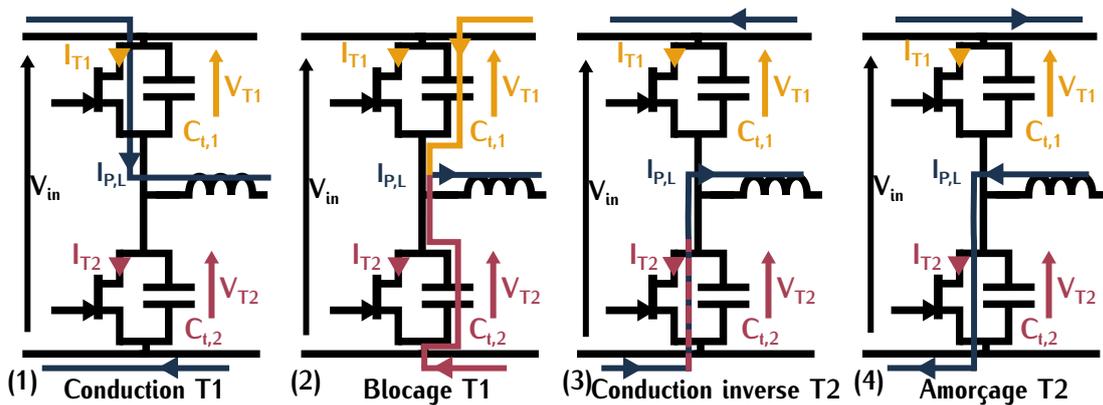


FIGURE 2.7 – Schéma d'un bras de pont lors de la commutation

Dans la première phase, le courant dans l'inductance $I_{P,L}$ circule dans le transistor T_1 et T_2 est bloqué. Dans la phase (2), T_1 se bloque et le transistor T_2 n'est pas encore amorcé. Comme le courant dans l'inductance ne peut pas être discontinu, ce sont les capacités $C_{t,1}$ et $C_{t,2}$ qui assurent la continuité du courant. $C_{t,2}$ se décharge et $C_{t,1}$ se charge, ce qui permet la décroissance et la croissance respective des tensions aux bornes des transistors T_2 et T_1 . Lorsque ces deux capacités

sont chargées et déchargées, le transistor T_2 est toujours bloqué et nous entrons dans la phase (3). Avec des transistors MOSFET, le courant traverserait la diode en anti-parallèle. Dans notre cas avec des transistors GaN, cette diode n'est pas présente. Le courant traverse en inverse le transistor en créant une chute de tension aux bornes du composant. Cette chute de tension dépend de la tension appliquée par le driver comme cela est représenté sur la Figure G.10. Lors de la phase (4), la tension aux bornes du transistor T_2 est quasi-nulle et le transistor s'amorce. Il se produit un amorçage avec aucune tension aux bornes du composant soit une commutation de type ZVS.

La réalisation cette commutation ZVS dépend de différents paramètres tels que la valeur du courant commuté notée $I_{P,L,com}$, le temps mort noté Δt_m pendant lequel cette commutation se réalise et la valeur de la capacité parasite du transistor. Ces valeurs sont représentées sur les Figures 2.6 et 2.7. La commutation ZVS est assurée lorsque l'inégalité définie par la relation (2.5) est vérifiée avec Δt_{m2} la durée de la phase (2). La capacité parasite du transistor n'est pas linéaire. Dans le paragraphe précédent, nous avons défini deux valeurs équivalentes linéaires. Dans l'inégalité (2.5), c'est la capacité $C_{o(tr)}$ qui est utilisée.

$$I_{P,L,com} \geq 2 \cdot C_{o(tr)} \frac{\Delta V}{\Delta t_{m2}} \quad (2.5)$$

Les différentes durées des phases sont décrites par l'équation (2.6) avec Δt_{m3} la durée de la phase (3).

$$\Delta t_m = \Delta t_{m2} + \Delta t_{m3} \quad (2.6)$$

Pour éviter les pertes dues à la conduction en inverse du transistor GaN, le temps Δt_{m3} doit être de valeur la plus faible possible. Cependant la dispersion des composants ne nous assure pas la valeur $C_{o(tr)}$ identique pour tous les composants. Un temps Δt_{m3} non nul permet de s'assurer de la réalisation d'une commutation ZVS malgré la dispersion des valeurs de capacités.

Pour la valeur de capacité $C_{o(tr)}$ renseignée dans la Table G.1 et pour un temps mort Δt_{m2} de 25ns, le courant minimal à commuter noté $i_{P,L,com,min}$ pour assurer le ZVS vaut 5,28A. Le temps mort Δt_m associé est fixé à 40ns. Le courant $i_{P,L,com,min}$ est défini pour une valeur de puissance notée $P_{min,com}$. En deçà de cette puissance, la commutation ZVS n'est plus assurée. La convertisseur fonctionne à la puissance $P_{min,com}$ lorsque le déphasage vaut $\varphi_{DAB,min}$. Ce déphasage est déterminé par l'équation (2.7) à l'aide de la relation (2.4).

$$\varphi_{DAB,min} = \frac{i_{P,L,com,min} \cdot 4 \cdot \pi \cdot f_{dec} \cdot L_{DAB}}{2 \cdot m \cdot V_2} \quad -\pi < \varphi_{DAB} < \pi \quad (2.7)$$

En faisant le même raisonnement pour des valeurs négatives de déphasage, une zone où la commutation douce n'est pas assurée est définie sur la Figure 2.8.

Cette zone est restreinte notamment grâce aux faibles valeurs des capacités $C_{o(tr)}$ des transistors GaN. Les valeurs de ces capacités ont uniquement été déterminées via la datasheet, il faut donc analyser ces résultats de manière critique. Il est possible que ces capacités ne reflètent pas les pertes réelles dues aux capacités parasites du transistor GaN. Il s'agit, ici, de faire une

comparaison entre les différentes topologies avec cette faible valeur de capacité pour évaluer le gain potentiel grâce au composant GaN.

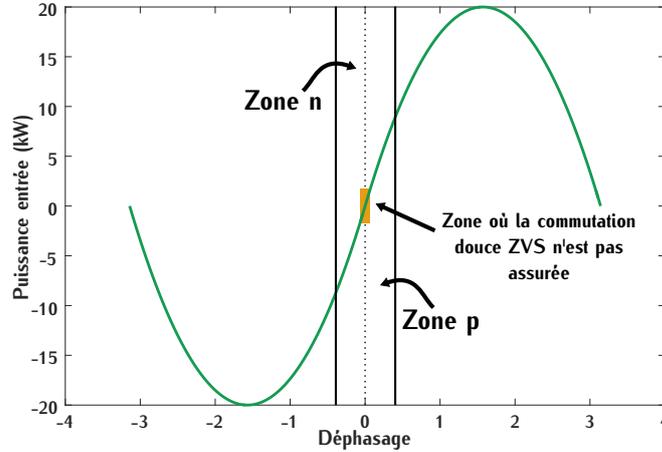


FIGURE 2.8 – Puissance du convertisseur en fonction du déphasage φ_{DAB} avec la zone de fonctionnement de la commutation ZVS

En reprenant le cahier des charges détaillé dans la section 1.5.1, nous pouvons constater que le rendement maximal est attendu pour des valeurs de puissance supérieures à $1,8kW$ en monophasé. Dans ce fonctionnement, les commutations douces sont assurées pour des puissances proches de $1,8kW$ (Figure 2.8) car la puissance minimale $P_{min,com}$ est de $2,10kW$. Cette modulation n'est donc pas critique du point de vue des commutations douces.

2.2.2.2 Conduction

Les pertes par conduction pour des puissances positives sont déterminées à l'aide du courant efficace au sein des transistors. Ce courant est noté $I_{eff,T}$. D'après les formes d'ondes représentées sur la Figure 2.6, le courant efficace est équivalent pour chaque transistor car le rapport de transformation est fixé à un. Les pertes par conduction sont donc identiques pour tous les transistors du convertisseur. Dans ce calcul, le courant en inverse qui traverse le transistor lors de la phase (3) (Figure 2.5) est négligé.

Le courant efficace $I_{eff,T}$ est déterminé grâce à la relation (2.8). Il dépend du courant qui traverse l'inductance $i_{P,L}(t)$ sur une demi période $\frac{T_s}{2}$ (Figure 2.6). Dans notre configuration, ce courant est défini par les relations (2.9) et (2.10) avec t_φ qui correspond à l'équation (2.11) d'après [74].

$$I_{eff,T} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_{P,L}^2(t) dt} \quad (2.8)$$

$$i_{P,L}(t) = i_{P,L}(0) + \frac{(V_1 + m \cdot V_2)}{L_{DAB}} \cdot t \quad 0 < t < t_\varphi \quad (2.9)$$

$$i_{P,L}(t) = -i_{P,L}(0) \quad t_\varphi < t < \frac{T_s}{2} \quad (2.10)$$

$$t_\varphi = \frac{\varphi_{DAB}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (2.11)$$

Comme le courant $i_{P,L}(t)$ est continu sur l'intervalle de temps, la valeur efficace $I_{eff,T}$ est définie par la relation (2.12). Cette valeur nous permet de déterminer les pertes par conduction à l'aide de la résistance à l'état passant $R_{DSon,100^\circ C}$ renseignée dans la section 2.1 par la relation (2.13). Cette valeur efficace a été calculée sur une période de conduction soit $\frac{T_s}{2}$. Pour déterminer les pertes sur toute la période de découpage, il faut tenir compte des rapports cycliques $DP1$ et $DP2$. Ces rapports ont été fixés à 0,5, ce qui permet d'expliquer ce facteur dans l'expression (2.13). Le résultat est tracé sur la Figure 2.9

$$I_{eff,T} = \sqrt{i_{P,L}(0)^2 + \frac{(V_1 + m \cdot V_2)^2}{L_{DAB}^2} \cdot \frac{2 \cdot t_\varphi^3}{3 \cdot T_s} + i_{P,L}(0) \cdot \frac{(V_1 + m \cdot V_2)}{L_{DAB}} \cdot \frac{2 \cdot t_\varphi^2}{T_s}} \quad (2.12)$$

$$P_{on} = 0,5 \cdot R_{DSon,100^\circ C} \cdot I_{eff,T}^2 \quad (2.13)$$

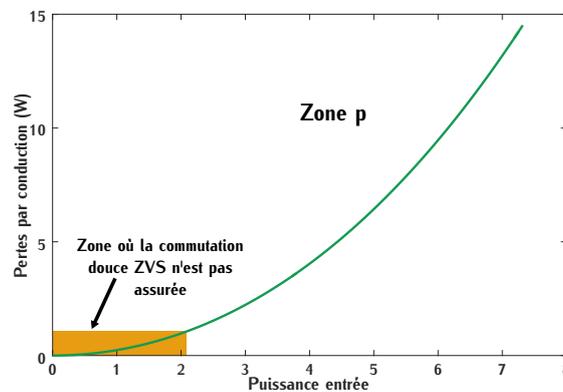


FIGURE 2.9 – Pertes par conduction pour un transistor en fonction de la puissance d'entrée

Pour vérifier les différentes formes d'ondes et les calculs réalisés dans cette section, une simulation de ce convertisseur est détaillée en Annexe B.2.1.

2.3 Convertisseur à résonance série

Le deuxième convertisseur étudié pour la comparaison est le convertisseur à résonance série représenté sur la Figure 2.10, il a été introduit dans la section 1.3.3.3. Ce convertisseur se commande par variation de fréquence. Les rapports cycliques des transistors sont fixes et valent 50%. L'étude comparative est réalisée, ici, pour un convertisseur unidirectionnel.

Dans ce convertisseur, nous pouvons déceler trois zones de fonctionnement différentes. Ces trois zones sont représentées sur la Figure 2.11. Elles sont définies en fonction de la valeur de la fréquence de découpage notée f_{dec} par rapport à la fréquence de résonance du circuit LC notée f_{r0} . En effet, l'excitation d'un circuit résonnant série par une fréquence f_{dec} est responsable d'un déphasage entre le courant résonant I_1 et la tension à la sortie de l'onduleur V_{ond} . Ce sont les différentes valeurs de ce déphasage noté φ_{CRS} qui définissent les trois zones de fonctionnement.

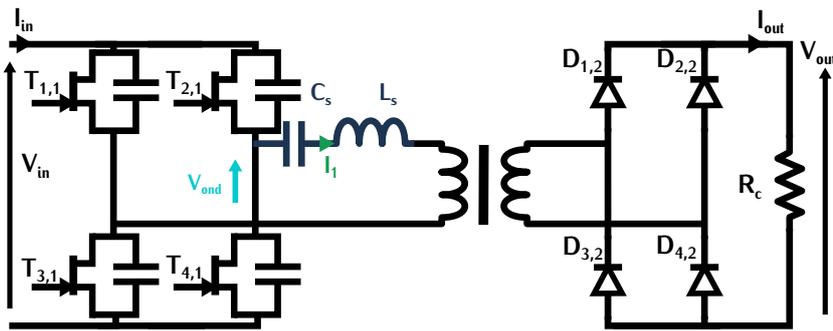


FIGURE 2.10 – Convertisseur à résonance série

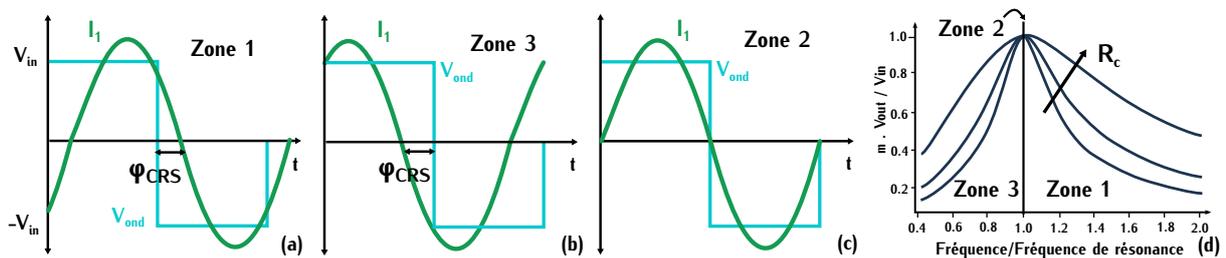


FIGURE 2.11 – (a) Courant primaire I_p et tension de l'onduleur V_{ond} lorsque f_{dec} est supérieure à f_{r0} en fonction du temps (b) Courant primaire I_1 et tension de l'onduleur V_{ond} lorsque f_{dec} est inférieure à f_{r0} en fonction du temps (c) Courant primaire I_1 et tension de l'onduleur V_{ond} lorsque f_{dec} est égale à f_{r0} en fonction du temps (d) Gain de tension en fonction de la fréquence normalisée $\frac{f_{dec}}{f_{r0}}$ pour différentes valeurs de charge R_c

Lorsque φ_{CRS} est positif, f_{dec} est supérieure à la fréquence de résonance f_{r0} , le courant est en retard sur la tension. Il s'agit de la zone 1 de fonctionnement représentée sur la Figure 2.11 (a). Ce fonctionnement est aussi appelée fonctionnement en hyper-résonance et la commutation douce rencontrée est une commutation ZVS. Lorsque φ_{CRS} est négatif, f_{dec} est inférieure à f_{r0} , la commutation douce rencontrée est de type ZCS. Le courant résonnant est en avance sur la tension et ce fonctionnement correspond à la zone 3 sur la Figure 2.11 (b). Enfin lorsque le déphasage est nul, la tension et le courant sont parfaitement en phase. Les commutations douces sont de type ZCS et le fonctionnement défini par la zone 3 est représenté sur la Figure 2.11 (c). [59][60]

La Figure 2.11 (d) représente un courbe de gain typique de ce type de convertisseur. Elle permet de mettre en évidence le fonctionnement abaisseur. La tension de sortie au rapport de transformation près sera toujours plus faible que la tension d'entrée. Pour une fréquence de découpage égale à la fréquence de résonance, le gain est unitaire quelle que soit la valeur de la charge R_c .

Cette courbe de gain se définit avec l'approximation au premier harmonique du circuit résonnant. Dans cette approximation, toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales et les valeurs crêtes associées correspondent aux valeurs maximales des signaux fondamentaux. Dans ces conditions, le convertisseur simplifié est représenté par la Figure 2.12. La résistance notée R_{oc} est équivalente au pont de diodes chargé par R_c . Le calcul de cette résistance est détaillé dans [60] et dépend de

la relation (2.16). Les impédances X_{L_s} et X_{C_s} définies par les relations (2.14) (2.15) correspondent aux réactances associées aux composants C_s et L_s .

$$X_{L_s} = \omega \cdot L_s \quad \omega = 2\pi \cdot f_{dec} \quad (2.14)$$

$$X_{C_s} = \frac{1}{\omega \cdot C_s} \quad \omega = 2\pi \cdot f_{dec} \quad (2.15)$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_c \quad (2.16)$$

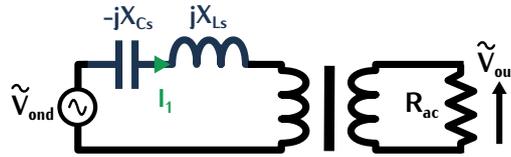


FIGURE 2.12 – Modélisation au premier harmonique du convertisseur à résonance série

A l'aide de ce circuit, le rapport des tensions d'entrée et de sortie est déterminé. Il correspond à l'équation (2.17) et définit la courbe de gain sur la Figure 2.11 (d). Une version normalisée du calcul de cette courbe est détaillée dans [60].

$$\frac{m \cdot V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j \cdot \left(\frac{X_{L_s}}{R_{ac}} - \frac{X_{C_s}}{R_{ac}} \right)} \quad (2.17)$$

Pour la suite de l'étude, le convertisseur sera étudié avec les contraintes de notre application uniquement dans le cas des zones 2 et 3 représentées sur la Figure 2.11. Les formes d'ondes du convertisseur dans un fonctionnement en zone 1 sont détaillées en Annexe B.3.1.

2.3.1 Fonctionnement en hyper résonance avec commutations ZVS

Dans cette configuration, les formes d'ondes du système sont représentées sur la Figure 2.13. La tension V_{T_1} correspond à la tension aux bornes du transformateur coté primaire. Le déroulement d'une commutation au niveau d'un bras de pont est défini sur la Figure 2.14.

Dans ce mode de fonctionnement, la commutation se fait en quatre phases. Dans la phase (1), le composant T_1 est passant, il conduit le courant résonnant I_1 . Le composant T_2 est bloqué avec la tension V_{in} à ses bornes. Lors de la phase (2), la commande bloque T_1 . A $t = t_1$, un courant $I_{com} = I_1(t_1)$ est commuté. Ce courant charge la capacité $C_{t,1}$. La capacité $C_{t,2}$ se décharge pour assurer la continuité du courant résonnant I_1 dans l'inductance. A $t = t_2$, $C_{t,1}$ et $C_{t,2}$ sont respectivement chargée et déchargée complètement. Dans la phase (3) pour assurer la continuité du courant résonnant, I_1 circule en inverse dans le transistor T_2 car les composants GaN ne possèdent pas de diode en anti-parallèle. La tension aux bornes du transistor T_2 est donc quasi-nulle. Dans la phase (4) est imposée la fermeture du transistor T_2 qui s'amorce avec aucune tension à ces bornes. Il s'agit d'une commutation de type ZVS.

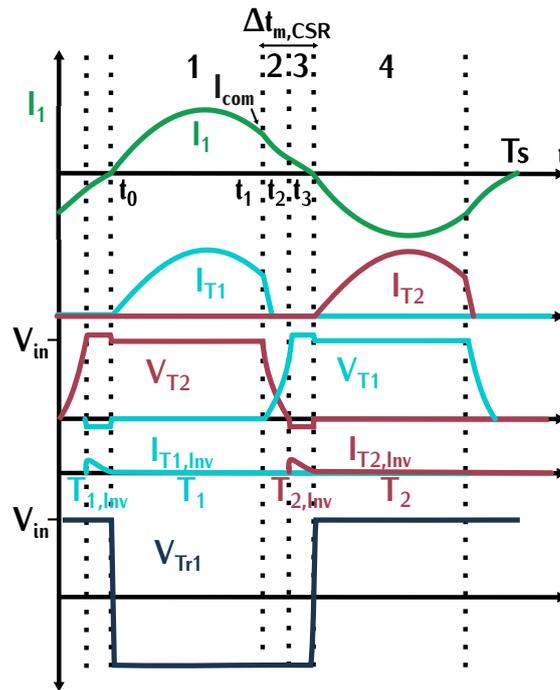


FIGURE 2.13 – Formes d'ondes lors d'une commutation ZVS d'un CRS en fonctionnement hyper résonnant

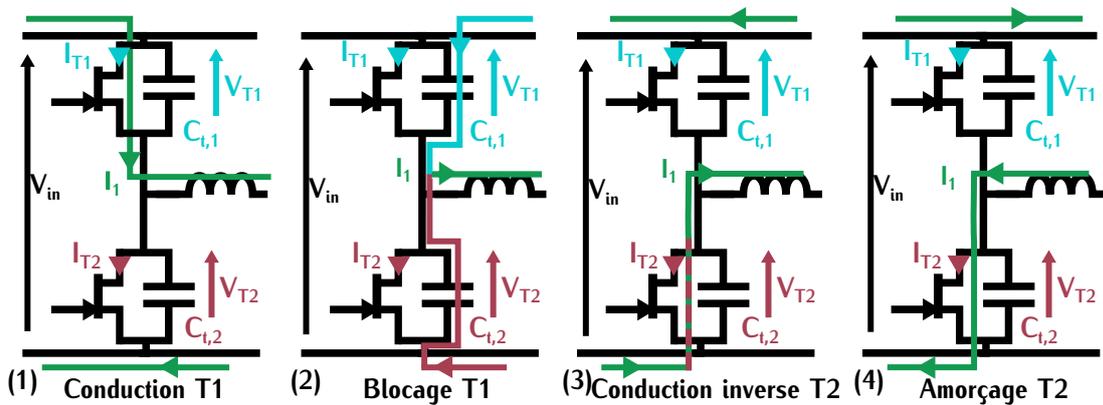


FIGURE 2.14 – Schéma d'un bras d'onduleur lors de la commutation d'un CRS en fonctionnement hyper résonnant

La courbe de gain représentée sur la Figure 2.11 (d) met en lumière la dépendance de la tension de sortie avec la fréquence de découpage f_{dec} . Dans notre application, le convertisseur fonctionne avec un gain unitaire en tension. La variation de la fréquence va donc faire varier la tension de sortie impactant le fonctionnement du convertisseur. Dans cette comparaison, nous allons donc nous intéresser à un fonctionnement par variation de fréquence uniquement dans le but d'assurer la commutation ZVS. Une fois que nous aurons déterminé la zone fréquentielle de fonctionnement, nous vérifierons que le gain en fonction de la fréquence est proche de un et ne remet pas en cause le fonctionnement du convertisseur.

Pour déterminer cette zone, nous devons calculer l'inductance résonnante et fixer le courant à

commuter I_{com} car l'énergie associée à la charge et décharge des capacités parasites est stockée au sein de l'inductance lors de la commutation. Si l'énergie stockable dans l'inductance est plus faible que l'énergie induite par les capacités, la commutation douce ne sera pas complète. C'est pourquoi dans l'étude du fonctionnement du CRS, c'est la valeur du courant I_{com} qui permet de déterminer l'inductance résonnante pour assurer la commutation ZVS sur une plage de puissance spécifiée.

Dans le cas du convertisseur DAB, le courant I_{com} a été déterminé par la relation (2.5). Cette relation était valable car la valeur d'inductance L_{DAB} est très élevée et les valeurs des capacités $C_{o(tr)}$ très faible. L'énergie stockable était donc bien supérieure à l'énergie induite par les capacités. Dans le cas du CRS, nous aurions pu fixer une valeur d'inductance L_s très grande et dans ce cas, la relation (2.5) était valable. Cependant le but de l'étude est de comparer les différents convertisseurs d'un point de vue volumique, il est donc nécessaire d'étudier un convertisseur à résonance série avec une valeur minimale d'inductance résonnante.

2.3.1.1 Zone de commutation ZVS

D'après le cahier des charges, le rendement doit être maximal lorsque la puissance est supérieure à $1,8kW$. Le courant commuté I_{com} est donc spécifié en fonction de cette puissance car nous cherchons à minimiser les pertes sur la zone de fonctionnement nominale. I_{com} est fixé à la valeur du courant maximal résonnant lors d'un fonctionnement à $1,8kW$ ce qui correspond à la valeur crête du courant.

La valeur crête d'un courant en fonction de la puissance dépend du déphasage du courant par rapport à la tension. Dans le cas où I_{com} est le courant crête, le déphasage associé est de $\frac{\pi}{2}$. L'expression du courant commuté I_{com} est donc définie par les relations (2.18) et (2.19) avec P_{in} la puissance d'entrée et $I_{moy,1,8kW}$ le courant moyen à $1,8kW$. Le calcul du courant moyen pour une valeur de déphasage de $\frac{\pi}{2}$ est renseigné en Annexe B.1.1.2.

$$I_{moy,1,8kW} = \hat{I}_{1,8kW} \cdot \frac{2}{\pi} \quad P_{in} = I_{moy,1,8kW} \cdot V_{in} \quad (2.18)$$

$$I_{com} = \hat{I}_{1,8kW} \quad \hat{I}_{1,8kW} = \frac{P_{in} \cdot \pi}{2 \cdot V_{in}} \quad (2.19)$$

Pour que la commutation soit complète, l'inductance doit pouvoir stocker l'énergie des capacités parasites lors de la commutation. Lors de la commutation, le courant dans les capacités parasites correspond au courant résonnant divisé par deux comme cela est présenté sur la Figure 2.14. Pour que la commutation ZVS soit complète, la condition (2.20) doit être vérifiée. Cette condition est détaillée dans [54].

$$\frac{1}{2} \cdot L_s \cdot \left(\frac{I_{com}}{2}\right)^2 > E_{Co(er)} \quad (2.20)$$

$E_{Co(er)}$ représente l'énergie dissipée par une capacité parasite $C_{o(er)}$ qui représente la capacité $C_{t,1}$ ou $C_{t,2}$ en parallèle du transistor sur la Figure 2.14. C'est $C_{o(er)}$ qui est utilisée car nous calculons des énergies. $E_{Co(er)}$ est définie par l'expression (2.21).

$$E_{Co(er)} = \frac{1}{2} \cdot C_{o(er)} \cdot V_{in}^2 \quad (2.21)$$

Sur le même principe que dans la commutation ZVS du DAB, il y a une durée minimale de commutation à respecter. Cette durée $\Delta t_{min,CRS}$ correspond au temps de la phase (2) qui est représentée sur la Figure 2.13. Durant cette phase, chacune des capacités parasites entre en oscillation avec l'inductance L_s . La tension aux bornes de ces capacités évolue telle une portion de sinusoire de fréquence f_{com} définie par la relation (2.22).

$$f_{com} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_s \cdot C_{o(er)}}} \quad (2.22)$$

Pour que la commutation soit complète, le temps $\Delta t_{min,CRS}$ doit être supérieur au quart de la période de l'ondulation de tension. Ce temps est défini par la condition (2.23). Le quart de la période correspond au temps pour le signal sinusoïdal d'atteindre sa valeur crête en partant de zéro.

$$\Delta t_{min,CRS} > \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_s \cdot C_{o(er)}} \quad (2.23)$$

La Figure 2.15 représente le temps $\Delta t_{min,CRS}$ dans deux configurations différentes lorsque la condition (2.23) est vérifiée et lorsqu'elle ne l'est pas.

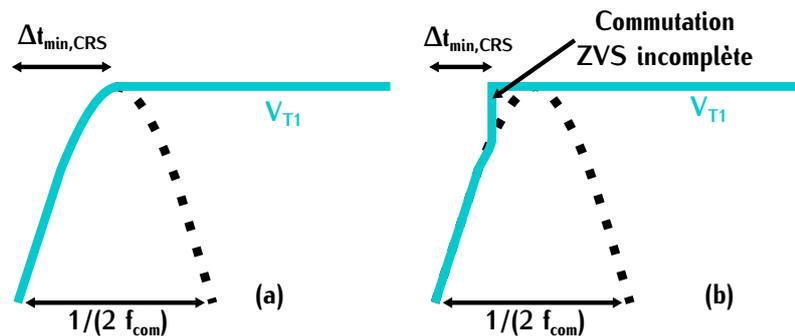


FIGURE 2.15 – Tension du transistor T_1 lors d'une commutation ZVS lorsque le temps mort est : (a) supérieur à sa valeur minimale $\Delta t_{min,CRS}$ (b) inférieur à sa valeur minimale $\Delta t_{min,CRS}$

Pour tenir compte de la dispersion des composants et s'assurer de la commutation ZVS complète, le temps $\Delta t_{min,CRS}$ ne correspond pas exactement avec la valeur du temps mort. Un temps supplémentaire est ajouté. Il correspond à la durée de la phase (3) (Figure 2.13) et il est noté $\Delta t_{p3,CRS}$. Le temps mort $\Delta t_{m,CRS}$ total est déterminé par la relation (2.24).

$$\Delta t_{m,CRS} = \Delta t_{min,CRS} + \Delta t_{p3,CRS} \quad (2.24)$$

Maintenant que nous avons établi les précédentes relations, nous pouvons déterminer la valeur d'inductance résonnante. Cette inductance est calculée à $1,8\mu H$. A la fréquence de résonance établie dans la section 2.1, la capacité résonnante associée vaut $56nF$.

Dans cette configuration, le temps mort $\Delta t_{m,CRS}$ est très faible. Les formes d'ondes correspon-

dantes sont définies par la Figure 2.16.

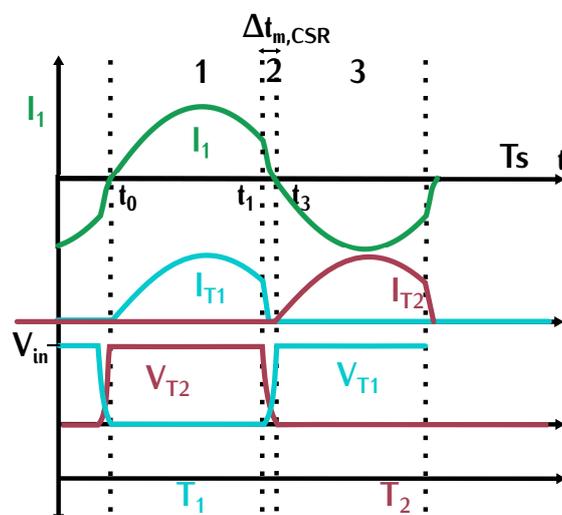


FIGURE 2.16 – Formes d'ondes lors d'une commutation ZVS pour le fonctionnement spécifié

La plage fréquentielle associée au fonctionnement du convertisseur peut être déterminée à l'aide de la Figure 2.17. Sur cette figure sont représentés deux courants I_1 et I_{reso} . Le courant noté I_{reso} correspond au courant qui circule dans le circuit résonnant lors d'un fonctionnement à la fréquence de résonance f_{r0} . Le courant noté I_1 correspond au courant qui circule dans le circuit résonnant lors d'un fonctionnement à la fréquence de découpage f_{dec} supérieure à f_{r0} .

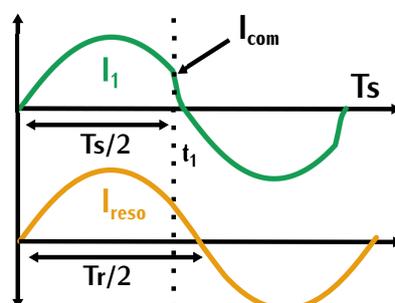


FIGURE 2.17 – Formes d'ondes I_{reso} du courant résonnant dans un fonctionnement à la fréquence de résonance f_{r0} et du courant I_1 pour un fonctionnement à la fréquence f_{dec}

Sur une demi-période, le courant I_1 correspond à une portion de sinusoïde d'équation (2.25) avec ω_0 qui représente la pulsation reliée à la fréquence de résonance f_{r0} . A l'instant $t = t_1$, la valeur du courant correspond au courant I_{com} . La durée de conduction de $t = 0$ à $t = t_1$ correspond également à une demi-période de découpage. Le courant I_{com} est donc défini par les équations (2.26) et (2.27).

$$I_1(t) = \hat{I}_1 \sin(\omega_0 t) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (2.25)$$

$$I_{com} = \hat{I}_1 \sin(\omega_0 t_1) \quad t_1 = \frac{1}{2 \cdot f_{dec}} \quad (2.26)$$

$$I_{com} = \hat{I}_1 \sin\left(\pi \cdot \frac{f_{r0}}{f_{dec}}\right) \quad (2.27)$$

Nous souhaitons conserver fixe la valeur de I_{com} sur toute la zone de fonctionnement afin de s'assurer de la commutation ZVS. La fréquence de découpage associée est donc définie par la relation (2.28).

$$f_{dec} = \frac{\pi \cdot f_{r0}}{\pi - \arcsin\left(\frac{I_{com}}{\hat{I}_1}\right)} \quad (2.28)$$

La fréquence f_{dec} dépend du courant crête \hat{I}_1 . La valeur de ce courant varie en fonction de la puissance. Son expression correspond à la relation (2.29) avec θ_{CRS} la demi-période angulaire.

$$\hat{I}_1 = \frac{P_{in} \cdot \theta_{CRS}}{V_{in} \cdot (1 - \cos \theta_{CRS})} \quad \theta_{CRS} = \omega_0 \cdot t_1 \quad \theta_{CRS} = \pi \cdot \frac{f_{r0}}{f_{dec}} \quad (2.29)$$

Le courant \hat{I}_1 et la fréquence f_{dec} sont donc interdépendants ce qui complexifie la détermination de f_{dec} . Dans le cas d'un fonctionnement à faible puissance (1,8kW), la demi-période angulaire θ_{CRS} est connue et vaut $\frac{\pi}{2}$ ce qui permet d'en déduire facilement f_{dec} . Pour les autres valeurs de puissance, le calcul est plus compliqué. Dans notre comparaison, nous cherchons essentiellement à déterminer la plage de fréquence de fonctionnement. Nous allons donc nous intéresser uniquement à la fréquence de découpage pour la puissance maximale de 7,3kW.

A forte puissance, le courant I_{com} est faible devant la valeur du courant crête. Le déphasage entre le courant et la tension est donc faible. Dans ces conditions pour une puissance de 7,3kW, nous supposons que le courant crête pour un déphasage nul (fonctionnement à la fréquence de résonance) est environ égal au courant crête avec un déphasage non nul et un courant I_{com} lors de la commutation. Ce qui nous permet de calculer la valeur de fréquence pour le fonctionnement à forte puissance. Les valeurs de fréquences f_{dec} permettent de définir la zone de fonctionnement du convertisseur entre la puissance minimale et la puissance maximale. Cette zone est bornée par les points [540kHz;7,3kW] et [1MHz;1,8kW].

Pour vérifier le fonctionnement du convertisseur, le gain est calculé pour les deux cas fréquence/puissance précédents. À l'aide de l'expression (2.17), le gain associé à ces deux couples de valeurs vaut respectivement 0,9999 et 0,9998. Ces valeurs très proches de l'unité valident le fonctionnement du convertisseur avec un gain unitaire.

2.3.1.2 Conduction

Les pertes par conduction pour un transistor sur une période de commutation dépendent de l'équation (2.30). La conduction du courant se fait sur la moitié d'une période de commutation ce qui explique le facteur $\frac{1}{2}$ dans la relation (2.30). Le calcul du courant efficace $I_{eff,\theta_{CRS}}$ dépend de la fréquence de découpage qui détermine le déphasage entre le courant résonnant et la tension de l'onduleur. Les fréquences de commutations ont été définies dans la section précédente pour deux valeurs de puissance : la puissance minimale et la puissance maximale. Nous allons donc calculer les pertes par conduction pour ces deux puissances. La valeur du courant efficace des courants traversant les interrupteurs dépend de l'expression (2.31). Le calcul de cette expression est détaillé en Annexe B.1.2. Les formes d'ondes de ces courants sont représentées sur la Figure 2.16.

$$P_{on} = \frac{1}{2} \cdot R_{DSon,100^\circ C} \cdot I_{eff,\theta_{CRS}}^2 \quad (2.30)$$

$$I_{eff,\theta_{CRS}} = \frac{\hat{I}_1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{\sin(2 \cdot \theta_{CRS})}{\theta_{CRS}}} \quad \theta_{CRS} = \pi \cdot \frac{f_{r0}}{f_{dec}} \quad (2.31)$$

Les pertes par conduction pour les puissances d'1,8kW et de 7,3kW sont respectivement 1W et 13,5W.

2.3.2 Fonctionnement à la fréquence de résonance

Le fonctionnement à la fréquence de résonance correspond à la zone 2 sur la Figure 2.11. Dans cette zone, la fréquence de découpage f_{dec} correspond à la fréquence de résonance f_{r0} . Le courant résonnant I_1 est parfaitement sinusoïdal et la tension d'entrée est toujours égale à la tension de sortie divisée par le rapport de transformation. La courbe présentée sur la Figure 2.11 (d) permet de montrer le gain unitaire dans cette zone lorsque la charge varie. Les formes d'ondes associées à ce fonctionnement sont représentées sur la Figure 2.19. Le comportement des différents courants au sein d'un bras d'onduleur est représenté sur la Figure 2.18. Le courant au sein des transistors correspond au courant résonnant sur une demi-période.

2.3.2.1 Commutation

Le fonctionnement de ce convertisseur peut être décomposé en trois phases. Ces trois phases sont représentées sur les Figures 2.19 et 2.18. Dans la phase 1, le courant résonnant I_1 traverse le transistor T_1 . Le transistor T_2 est bloqué et la tension à ses bornes est la tension d'entrée V_{in} . Dans la phase 2, le courant résonnant I_1 s'annule et le transistor T_1 se bloque. Dans la phase 3, le transistor T_2 s'amorce. Les tensions aux bornes des transistors varient brutalement entraînant la charge et la décharge des capacités parallèles parasites. Durant cette phase, deux courants capacitifs circulent à travers les transistors T_2 lorsqu'il s'amorce. Ce principe génère des pertes lors de la commutation qui n'apparaissent pas dans les commutations ZVS détaillées précédemment.

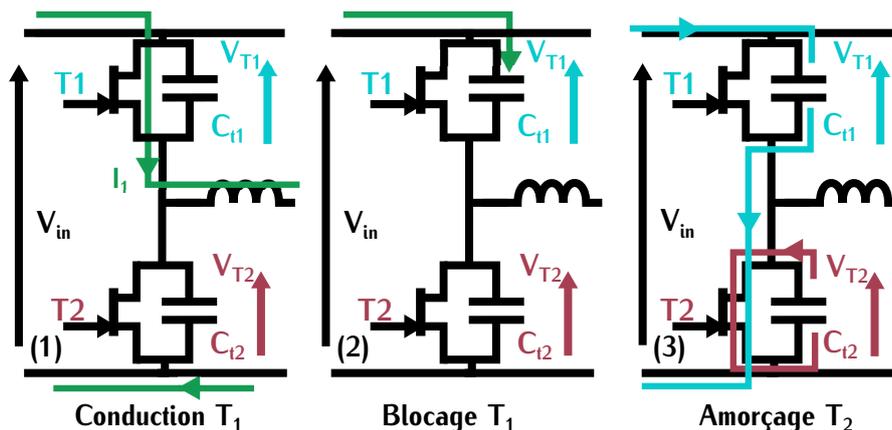


FIGURE 2.18 – Schéma d'un bras de pont lors de la commutation

Par contre dans cette configuration, l'inductance résonnante L_s n'a pas de valeur limite. Le choix de cette inductance est indépendant de la commutation, elle peut être choisie de faible valeur afin de ne pas impacter le volume du convertisseur.

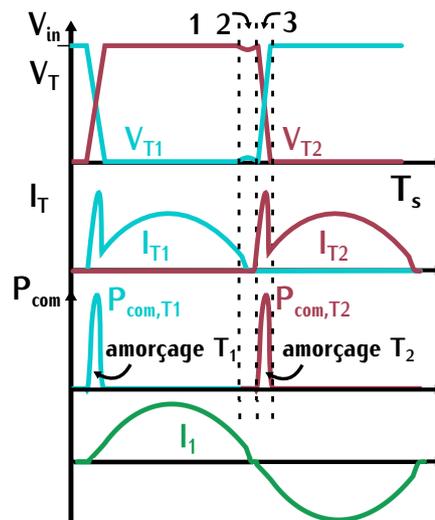


FIGURE 2.19 – Formes d'ondes pour un fonctionnement à la fréquence de résonance

2.3.2.2 Conduction

Le courant circulant dans les transistors correspond au courant résonnant. C'est-à-dire à une demi-sinusoïde comme la Figure 2.19 le présente. Les pertes associées sont définies par l'équation 2.32. Le courant efficace $I_{eff,z2}$ correspond à la valeur efficace d'un signal sinusoïdal. Cette valeur exprimée en fonction de la puissance d'entrée est définie par l'expression 2.33. Le facteur 0,5 correspond au rapport cyclique des signaux de commande. Le transistor conduit sur la moitié de la période de découpage.

$$P_{on} = \frac{1}{2} \cdot R_{DSon,100^{\circ}C} \cdot I_{eff,z2}^2 \quad (2.32)$$

$$I_{eff,z2} = \frac{\hat{I}_1}{\sqrt{2}} \quad \hat{I}_1 = \frac{P_{in} \cdot \pi}{V_{in} \cdot 2} \quad (2.33)$$

Les pertes par conduction pour les puissances d'1,8kW et 7,3kW valent respectivement 1W et 15W.

2.4 LLC

2.4.1 Principes de fonctionnement

Le convertisseur LLC est également un convertisseur résonnant comme le CRS. Son circuit résonnant est du troisième ordre, c'est-à-dire qu'il comporte un circuit LC série et une inductance parallèle. Ce convertisseur est représenté sur la Figure 2.20.

Comme le convertisseur à résonance série, ce convertisseur fonctionne dans différents modes définis sur la courbe de gain du convertisseur (Figure 2.21). Cette courbe dépend de la fréquence normalisée f_n définie par la relation (2.34).

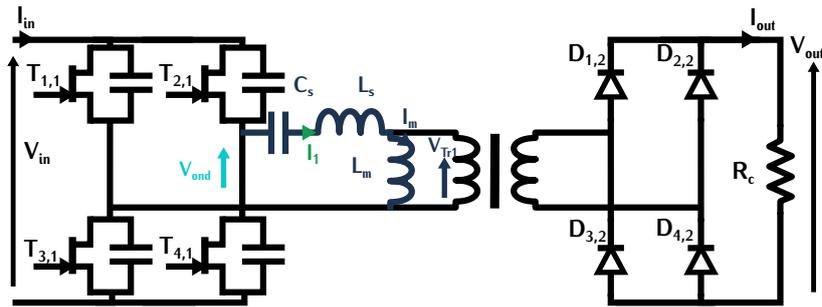


FIGURE 2.20 – Convertisseur LLC résonnant

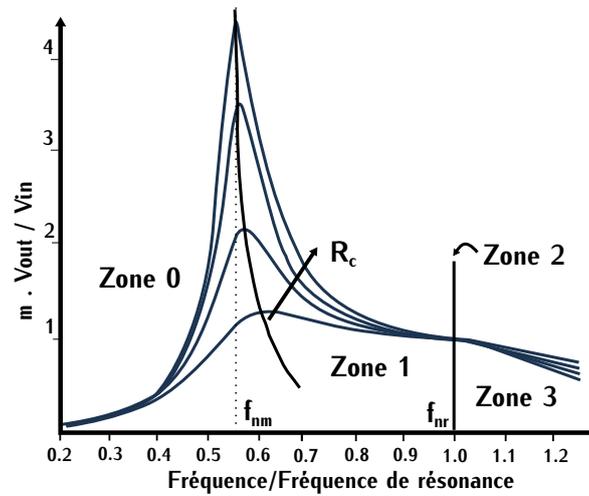


FIGURE 2.21 – Courbe de gain d'un convertisseur LLC en fonction de la fréquence normalisée

$$f_n = \frac{f_{dec}}{f_{r0}} \quad (2.34)$$

Deux fréquences sont caractéristiques : la fréquence f_{nr} et la fréquence f_{nm} . Ces deux fréquences sont définies par les relations (2.35) et (2.36) et dépendent des éléments résonnants L_s , C_s et L_m .

$$f_{nr} = \frac{f_{r0}}{f_r} \quad f_{r0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (2.35)$$

$$f_{nm} = \frac{f_m}{f_{r0}} \quad f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{(L_s + L_m) \cdot C_s}} \quad (2.36)$$

Les formes d'ondes associées à trois de ces zones sont représentées sur la Figure 2.22. Les équations permettant de tracer cette courbe sont définies dans [66].

Dans la zone 1, le convertisseur fonctionne en dessous de la fréquence de résonance f_{r0} . Cette zone présente divers avantages. Le courant magnétisant représente une part non négligeable du courant résonnant. Lors de la commutation, le courant commuté est égal au courant magnétisant. Ce courant dépend de la tension V_{ond} appliquée au convertisseur. Il est donc indépendant de la charge R_c . Si ce courant est dimensionné pour assurer la charge et la décharge des capacités, la commutation ZVS est assurée sur toute la plage de puissance.

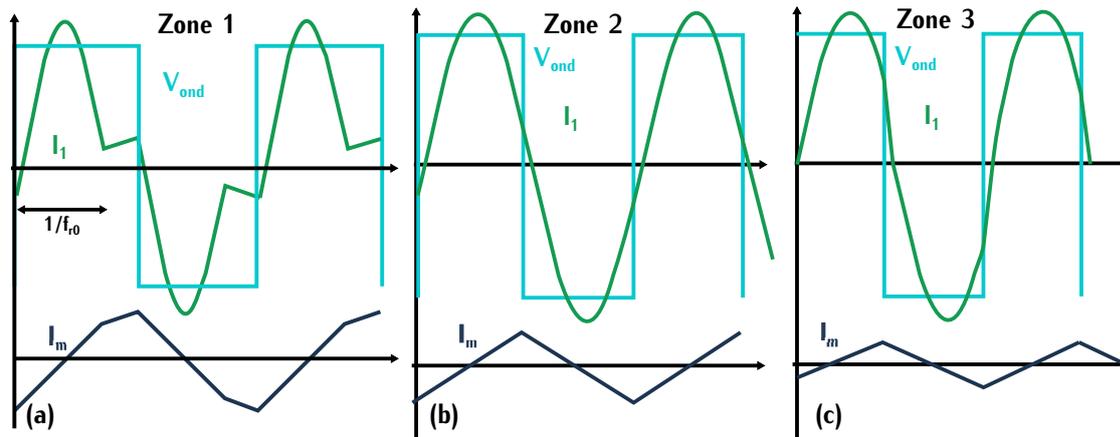


FIGURE 2.22 – Courbe de gain d'un convertisseur LLC en fonction de la fréquence normalisée

Avec un convertisseur CRS, le gain était strictement inférieur à 1 quelle que soit la valeur de fréquence. Dans la zone 1, le convertisseur peut fonctionner comme un élévateur de tension. Ce fonctionnement ne correspond pas à celui de notre application avec un gain unitaire. C'est la raison pour laquelle, cette zone n'est pas étudiée dans le cadre de la comparaison des topologies.

Dans la zone 3, le fonctionnement du convertisseur est équivalent à un fonctionnement hyper résonnant du convertisseur CRS. C'est pourquoi ce fonctionnement n'est pas détaillé dans le cas du LLC.

Dans la zone 2, la fréquence de découpage du convertisseur est fixée à la fréquence de résonance. Dans cette zone de fonctionnement, le gain est unitaire quelle que soit la charge. Un contrôle en fréquence n'est pas nécessaire. Le gain unitaire sur toute la plage de puissance correspondant au cahier des charges de notre application est vérifié. De plus, lors de la commutation, le courant commuté est égal au courant magnétisant. Si ce courant magnétisant est suffisant pour décharger les capacités parasites, la commutation ZVS est assurée sur toute la plage de puissance. Elle est détaillée, ici, dans le cadre de la comparaison des différents convertisseurs.

2.4.2 Fonctionnement à la fréquence de résonance

Dans cette zone de fonctionnement, le courant résonnant I_1 est parfaitement sinusoïdal. Il est déphasé par rapport à la tension d'onduleur V_{ond} . Ce déphasage est lié à la présence du courant magnétisant I_m . Les formes d'ondes associées à ce fonctionnement sont détaillées sur la Figure 2.23 et la commutation sur la Figure 2.24.

2.4.2.1 Commutation

Sur les formes d'ondes, nous pouvons distinguer trois phases de fonctionnement. Dans la phase (1) représentée sur la Figure 2.24 (1), le composant T_1 est passant, il conduit le courant résonnant I_1 . Le composant T_2 est bloqué avec la tension V_{in} à ses bornes. Lors de la phase (2) représentée sur la Figure 2.24 (2), la commande bloque T_1 . A cet instant, le courant résonnant n'est pas nul et sa valeur correspond au courant magnétisant pic noté $I_{m,max}$. Ce courant charge la capacité parasite $C_{t,1}$. La capacité $C_{t,2}$ se décharge pour assurer la continuité du courant I_1 . La durée

de cette phase correspond au temps mort $\Delta t_{m,LLC}$. Lorsque ces deux capacités sont chargée et déchargée, la tension aux bornes de T_2 est nulle. Dans la phase (3) correspondant à la Figure 2.24 (3), la fermeture du transistor T_2 est imposée. Ce transistor s'amorce avec aucune tension à ses bornes. La commutation est de type ZVS.

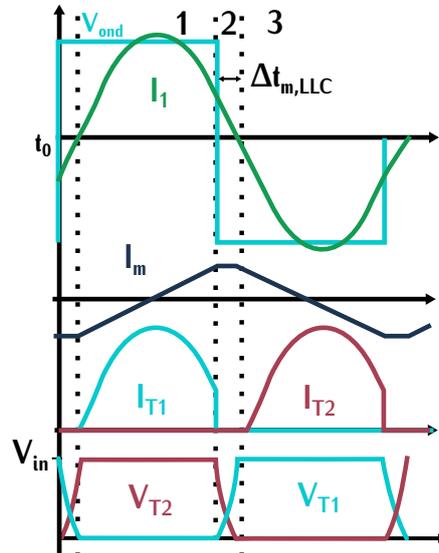


FIGURE 2.23 – Formes d'ondes lors de la commutation du convertisseur LLC pour un mode de fonctionnement à la fréquence de résonance

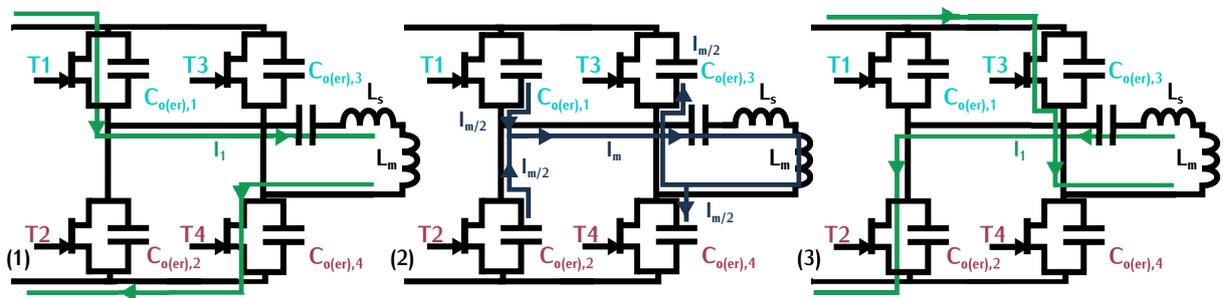


FIGURE 2.24 – Schéma d'un bras d'onduleur lors de la commutation du convertisseur LLC pour un mode de fonctionnement à la fréquence de résonance

Dans la phase (2), le courant magnétisant permet de charger et décharger les capacités parasites. Ce courant possède une valeur minimale en deçà de laquelle la commutation ZVS n'est pas réalisée complètement. Lors de la commutation le courant traversant les capacités parasites correspond au courant $I_{m,max}/2$ car les capacités d'un bras d'onduleur sont considérées en parallèle. La valeur minimale du courant magnétisant pic est déterminée grâce à la relation 2.37.

$$\frac{I_{m,max}}{2} = \frac{C_{o(tr)} \cdot V_{in}}{\Delta t_{m,LLC}} \quad (2.37)$$

Cette valeur pic permet de définir la valeur de l'inductance de magnétisation L_m nécessaire

pour réaliser les commutations ZVS. Cette inductance est définie par la relation 2.38. Le détail de cette expression est défini en Annexe B.1.3.

$$L_m = \frac{V_{in}}{I_{m,max} \cdot 4 \cdot f_{dec}} \quad (2.38)$$

Pour une valeur de temps mort de $40ns$, l'inductance de magnétisation nécessaire est de $70\mu H$. Cette valeur de temps mort correspond à la même durée utilisée pour la commutation ZVS du DAB.

2.4.2.2 Conduction

Les pertes par conduction sont définies en fonction du courant efficace du courant résonnant primaire. Ce courant est défini par l'expression 2.39 avec φ_m le déphasage dû au courant magnétisant.

$$i_{1,LLC}(t) = \sqrt{2} \cdot I_{eff,LLC} \cdot \sin(2\pi f_{r0} \cdot t + \varphi_m) \quad (2.39)$$

À l'instant t_0 représenté sur la Figure 2.23, le courant résonnant est égal à la valeur négative du courant magnétisant pic. Le déphasage φ_m dépend donc de la relation 2.40.

$$\sqrt{2} \cdot I_{eff,LLC} \cdot \sin(\varphi_m) = -\frac{V_{in}}{L_m \cdot 4 \cdot f_{dec}} \quad (2.40)$$

Le courant moyen de sortie est exprimé suivant la relation 2.41. Ce courant correspond à la moyenne d'un courant redressé parfaitement sinusoïdal car le courant secondaire i_2 à la fréquence de résonance correspond à un signal parfaitement sinusoïdal. Le courant magnétisant est responsable d'un déphasage φ_m entre i_1 et i_2 . Ce courant secondaire correspond donc à la différence du courant résonnant i_1 avec le courant magnétisant. Sa valeur moyenne peut donc être exprimée suivant la relation 2.41 avec T_{dec} la période de découpage.

$$\frac{2}{T_{dec}} \cdot \int_0^{\frac{T_{dec}}{2}} i_1(t) - i_m(t) dt = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (2.41)$$

D'après [78], l'association de ces deux équations permet de déterminer la valeur du courant efficace. Ce courant noté $I_{eff,LLC}$ est défini par l'expression 2.42.

$$I_{eff,LLC} = \frac{P_{in}}{V_{in} \cdot 8} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_{in}^4 \cdot T_{dec}^2}{P_{in}^2} + 8 \cdot \pi^2} \quad (2.42)$$

Les pertes par conduction sont définies par l'expression 2.43. La valeur 0,5 correspond à la valeur du rapport cyclique qui est fixé à 50%. Avec la valeur d'inductance magnétisante L_m définie précédemment, les pertes par conduction pour un transistor pour les deux points de puissance $7,3kW$ et $1,8kW$ valent respectivement $15,6W$ et $1,2W$

$$P_{on} = 0,5 \cdot R_{DSon,100^\circ C} \cdot I_{eff,LLC}^2 \quad (2.43)$$

2.5 Comparaison

Les trois topologies qui sont le dual active bridge, le convertisseur à résonance série et le convertisseur LLC ont été évaluées lors de la comparaison au niveau des commutations et des pertes par conduction. Dans cette section, la Table 2.2 récapitule les différents résultats de comparaison afin de faire un choix sur la topologie du DC-DC.

TABLE 2.2 – Valeurs pour la comparaison des topologies

Type de topologie	Commutation	P_{on} à 1,8kW	P_{on} à 7,3kW	Régulation	Composant supplémentaire	Impact transformateur
DAB	ZVS sur toute la plage de fonctionnement	0,8W	33,3W	Déphasage	Inductance L_{DAB}	Pas d'impact
CRS - zone 3	ZVS sur toute la plage de fonctionnement	1W	13,5W	Variation de fréquence	Inductance résonnante L_s	Pas d'impact
CRS - zone 2	ZCS - pertes capacitives	1W	15W	Pas de régulation	Pas de contrainte	Pas d'impact
LLC - zone 3	ZVS sur toute la plage de fonctionnement	1,2W	15,6W	Pas de régulation	Pas de contrainte	Entrefer

2.5.1 Explication du tableau

Dans cette table, les deux zones considérées pour le convertisseur à résonance série sont représentées sur la Figure 2.11. De même, la zone considérée pour le convertisseur LLC est représentée sur la Figure 2.22. La colonne de la table intitulée "commutation" renseigne sur le type de commutation rencontrée et sur sa plage d'opération. Les pertes par conduction P_{on} ont été déterminées pour chaque topologie pour deux valeurs de puissances pour un transistor primaire. Ces deux puissances correspondent aux puissances minimales et maximales de la zone où le rendement doit être maximal.

Dans la colonne "composant supplémentaire", les composants nécessaires au fonctionnement du convertisseur possédant un volume important sont renseignés. Par exemple, l'inductance résonnante L_s pour le convertisseur à résonance série opérant dans la zone 3 doit être supérieure à une valeur minimale afin de garantir la commutation ZVS. À l'inverse, ce même convertisseur lorsqu'il opère dans la zone 2 n'a pas de contrainte particulière sur les éléments résonnants. Ce composant peut être réduit à une faible valeur pour minimiser son volume. Dans ce cas, la mention renseignée dans le tableau est "pas de contrainte". Lorsque la mention, "pas d'impact" est renseignée dans la colonne sur le transformateur, cela signifie que le transformateur peut être dimensionné de manière optimale (inductance de magnétisation maximale et inductance de fuite minimale). Son volume peut donc être minimisé. Dans le cas du CRS opérant dans la zone 3, l'inductance résonnante peut être réalisée par l'inductance de fuite du transformateur. Dans cette configuration, la contrainte de cette inductance est reportée sur le transformateur.

2.5.2 Bidirectionnalité

Dans cette comparaison, la réversibilité des topologies étudiées n'a pas été mentionnée. Le but de cette comparaison était dans un premier temps d'étudier le comportement unidirectionnel de ces topologies.

La difficulté de la réversibilité réside principalement dans les commutations douces. Les commutations ZVS ne sont pas toujours conservées lorsque le transfert d'énergie est inversé. Dans le cadre de notre comparaison, les convertisseurs DAB et CRS (Zone 2) permettent un fonctionnement bidirectionnel sans modification des commutations.

Dans le cadre du DAB, la modulation se fait avec un déphasage négatif. Le convertisseur CRS (Zone 2) est complètement symétrique. Il fonctionne donc de manière équivalente lors d'un fonctionnement réversible.

Dans le cas des convertisseurs CRS (Zone 3) et LLC (Zone 3), une étude supplémentaire est nécessaire la plage de fonctionnement des commutations.

2.6 Topologie finale

Dans la Table 2.2, les trois premières colonnes permettent d'évaluer les pertes au sein des différentes topologies. Les deux dernières évaluent le volume du convertisseur. Dans cette configuration, nous pouvons constater que la commutation ZVS est réalisable grâce à la présence d'un élément de stockage. Cet élément est représenté par l'inductance L_{DAB} dans le cas du Dual active bridge ou l'inductance de magnétisation via l'entrefer dans le cas du LLC. Cet élément représente un volume supplémentaire au niveau du convertisseur.

Dans notre application, le principal enjeu est la densité de puissance. Dans cette optique, le convertisseur CRS opérant dans la zone 2 représente le meilleur choix. Il n'impose pas de contrainte sur le transformateur et sur les éléments résonnants, le volume du convertisseur est donc minimisé. De plus, il fonctionne à la fréquence de résonance et ne nécessite pas de régulation lors d'une variation de puissance. Cette topologie est également réversible car la structure est entièrement symétrique. Par contre, ce convertisseur réalise des commutations ZCS qui induisent des pertes lors de la commutation à cause de la capacité parasite des transistors.

Le transistor GaN est une technologie encore récente. Dans les années à venir, cette technologie va potentiellement s'améliorer. À l'inverse, les matériaux magnétiques sont une technologie éprouvée. Les améliorations attendues sont moindres que pour les composants GaN. Dans le cadre de la thèse, le convertisseur CRS opérant dans la zone 2 a été sélectionné malgré les pertes dues aux capacités parasites. L'avantage de cette structure est de minimiser la taille des composants magnétiques sur lesquels nous n'attendons que peu d'évolution. Par contre, la capacité parasite des transistors GaN peut diminuer lors de nouvelles améliorations du composant. Cette topologie peut ainsi devenir très compétitive au niveau du rendement et du volume.

La topologie finale est représentée sur la Figure 2.25. Cette structure est bidirectionnelle. Les éléments résonnants ont été symétrisés pour minimiser les contraintes sur les condensateurs

résonnants. Dans cette configuration, les onduleurs primaire et secondaire sont parfaitement en phase. Ils sont également identiques, ce qui simplifie la structure d'ensemble.

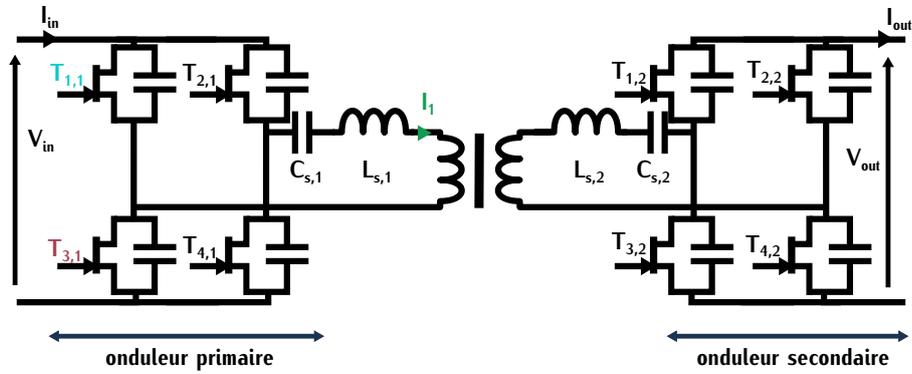


FIGURE 2.25 – Topologie finale du convertisseur

Dimensionnement et test du transformateur

Sommaire

3.1 Généralités sur les transformateurs	58
3.1.1 Principe des transformateurs	58
3.1.2 Différentes technologies	59
3.1.3 Modélisation d'un transformateur	63
3.2 Principes généraux de dimensionnement	66
3.3 Caractéristiques fixes	68
3.3.1 Matériaux magnétiques	68
3.3.2 Types de noyau magnétique	69
3.3.3 Bobinage	70
3.3.4 Stratégie d'entrelacement	72
3.3.5 Refroidissement	74
3.4 Paramètres variables	76
3.4.1 Dimensions de noyau planar	77
3.4.2 Puissances de fonctionnement	77
3.4.3 Fréquence du convertisseur	78
3.4.4 Épaisseurs d'isolation	78
3.5 Simulation du transformateur	78
3.5.1 Grandeurs de comparaison	79
3.5.2 Modélisation sous FEMM	89
3.6 Résultats	91
3.6.1 Analyse des résultats	91
3.6.2 Modèle thermique simplifié du transformateur	94
3.6.3 Premier choix de dimensionnement	98
3.7 Vérification expérimentale	98
3.8 Points d'amélioration du dimensionnement	102
3.8.1 Capacité parasite inter-enroulements	102
3.8.2 Inductance de fuite	104
3.9 Ajout de deux inductances supplémentaires	105
3.9.1 Inductance résonnante	106
3.9.2 Inductance de filtrage de mode commun	108
3.10 Choix final	109

Dans ce chapitre, nous allons dimensionner et concevoir le transformateur du convertisseur présenté sur la Figure 2.25. Dans un premier temps, nous allons introduire les différents principes

qui régissent sa conception, les différentes technologies utilisées ainsi que les problématiques associées. Les transformateurs peuvent être modélisés de différentes manières. La modélisation électrique du transformateur utilisée dans l'étude du dimensionnement est détaillée dans cette première section.

Ensuite, les sections suivantes permettent de définir un dimensionnement de transformateur. Dans un dimensionnement de composant magnétique, il n'existe pas de méthode générale qui s'applique à tous les systèmes. Le dimensionnement dépend principalement du cahier des charges, du type de refroidissement et du rendement. Ces points sont spécifiques à chaque application.

Dans notre convertisseur, le point critique de l'étude est l'augmentation de la densité de puissance du transformateur qui est directement reliée aux pertes. Ces dernières doivent être réduites afin de minimiser le volume du système de refroidissement, toujours dans cette optique de compacité.

Dans le cadre d'un dimensionnement, différentes optimisations peuvent être réalisées. Ces optimisations permettent de sélectionner les paramètres du transformateur comme la fréquence ou la puissance de fonctionnement en fonction des points que l'on cherche à optimiser (coût, volume...). Dans notre application, nous avons choisi de réaliser une étude paramétrique plutôt qu'une optimisation. Le but de cette étude est d'observer les tendances des pertes en fonction de différents paramètres plutôt que de définir un point optimal. Les paramètres de type puissance et fréquence ont aussi un impact sur les autres composants du convertisseur comme les transistors. L'intérêt de définir une zone plutôt qu'un point permet une plus grande marge de manœuvre dans le choix des paramètres afin de s'adapter aux autres composants.

Dans la deuxième section, un dimensionnement de transformateur pour un cas général est, d'abord, analysé. Par la suite, les limites de ce dimensionnement sont évoquées permettant de justifier de l'intérêt d'une étude paramétrique. Dans un second temps, les différentes caractéristiques fixes et variables de l'étude en accord avec le cahier des charges sont détaillées. Ensuite, le modèle de simulation construit pour l'étude est expliqué dans son ensemble. Les différents résultats de l'étude et les conclusions associées sont, dans un troisième temps, analysés. Pour vérifier ces résultats et le modèle, des tests expérimentaux sont, ensuite, effectués. Finalement, des améliorations sont discutées et proposées afin de déterminer le transformateur final pour le convertisseur DC-DC.

3.1 Généralités sur les transformateurs

3.1.1 Principe des transformateurs

Un transformateur est un composant statique qui permet le transfert d'énergie entre un premier enroulement défini comme l'enroulement primaire et un second enroulement défini comme l'enroulement secondaire. Une représentation idéale du fonctionnement d'un transformateur à deux enroulements est définie par la Figure 3.1 avec le flux mutuel noté φ_m qui traverse les deux enroulements. Sur cette figure, nous pouvons comprendre le principe du transfert d'énergie qui peut être décomposé en deux transformations : l'énergie électrique apportée à l'enroulement primaire est d'abord convertie en énergie magnétique. Cette énergie magnétique est ensuite convertie en

énergie électrique au niveau de l'enroulement secondaire, lequel le transfère en aval. Ce transfert d'énergie se fait sans contact entre les deux enroulements par induction magnétique. Le transformateur réalise une isolation galvanique.

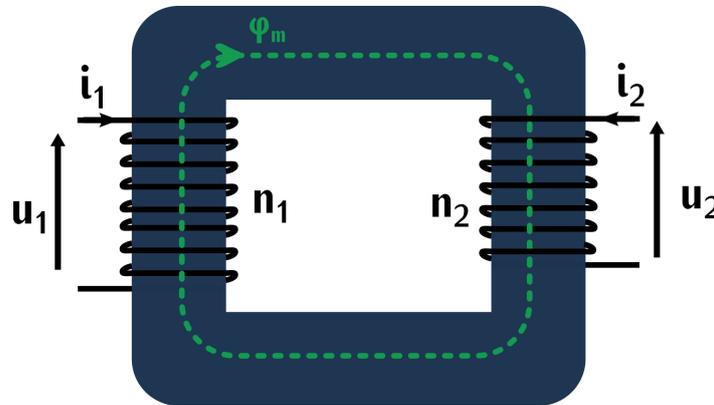


FIGURE 3.1 – Schéma d'un transformateur idéal

Sur la Figure 3.1 qui représente un transformateur idéal, la tension induite u_1 aux bornes de l'enroulement primaire est définie suivant la relation (3.1) avec n_1 le nombre d'enroulements primaires. Dans cette configuration idéale, le flux φ_m est identique pour les deux enroulements. La tension induite u_2 aux bornes de l'enroulement secondaire est donc exprimée suivant la relation (3.2) avec n_2 le nombre d'enroulements secondaires. Ces deux équations permettent de définir l'expression (3.3) qui relie les deux tensions de l'enroulement. Le rapport entre les nombres n_1 et n_2 définit le rapport de transformation entre les tensions primaire et secondaire. Ce rapport peut être très faible ou très grand dans le cas où l'on cherche à réaliser une forte variation de tension entre primaire et secondaire.

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\varphi_m}{dt} \quad (3.1)$$

$$u_2 = n_2 \cdot \frac{d\varphi_m}{dt} \quad (3.2)$$

$$u_2 = \frac{n_2}{n_1} \cdot u_1 \quad (3.3)$$

Dans notre application, le transformateur est utilisé pour réaliser une isolation galvanique entre la batterie du véhicule électrique et le réseau électrique.

3.1.2 Différentes technologies

Un transformateur est composé de deux parties : le circuit magnétique et le bobinage. Le circuit permet de gérer le flux magnétique tandis que le bobinage constitue les enroulements connectés au circuit électrique extérieur. Dans cette section divers circuits et divers bobinages de l'électronique de puissance sont analysés.

3.1.2.1 Circuit magnétique

Pour canaliser le flux, des circuits magnétiques sont généralement utilisés. Il en existe différents types : les alliages (FeSi, FeNi), les rubans amorphes, les matériaux nano-cristallin et les poudres de ferrite. Ces matériaux sont choisis en fonction de l'application. Deux paramètres importants dans le choix du matériau sont l'induction à saturation B_{sat} et les pertes par unité de volume P_v au sein du matériau. Ces pertes sont extrêmement dépendantes de la fréquence. Dans un dimensionnement de composant magnétique, la fréquence est donc limitée par les pertes du composant. L'induction de saturation correspond à la valeur limite d'induction magnétique du composant.

De manière générale, les alliages possèdent une forte induction de saturation mais sont limitées en fréquence à cause des pertes. Certains matériaux amorphes peuvent fonctionner à des fréquences plus élevées, ils possèdent cependant une inductance de saturation plus faible. Les matériaux nano-cristallins peuvent fonctionner avec une forte induction de saturation et avec des fréquences élevées, du même ordre que certains matériaux amorphes. Les matériaux ferrites, quant à eux, possèdent une faible induction de saturation mais peuvent fonctionner avec des fréquences très élevées sans induire des pertes volumiques considérables. Une comparaison de ces différents matériaux et de leurs domaines d'application est discutée dans [79], [80] et [81].

Le circuit magnétique est utilisé pour canaliser le flux. Un transformateur peut être réalisé sans circuit magnétique. Les différents domaines d'application associés correspondent à des utilisations hautes fréquences ou des systèmes de charge sans contact. En haute fréquence, les pertes dans le matériau magnétique peuvent être considérables. La suppression de ce matériau permet d'éviter ces pertes et les échauffements associés. Par contre, il est nécessaire d'utiliser des géométries de bobinage qui limitent les rayonnements magnétiques comme le tore par exemple.

Les coupleurs inductifs permettent de transmettre l'énergie entre les deux enroulements via l'air. C'est notamment le cas de chargeurs de véhicule électrique sans contact. L'intérêt de ce dispositif est de pouvoir charger sa voiture sans branchement électrique. Le primaire du transformateur est situé hors de la voiture et le secondaire dans la voiture. Deux types de charges inductives sont possibles : les chargeurs statiques qui permettent de charger sa voiture à l'arrêt et les chargeurs dynamiques qui permettent de charger sa voiture lorsqu'elle se déplace sur une route adaptée.

Dans notre application, nous avons choisi de réaliser un transformateur avec un matériau magnétique. Le choix de ce matériau est expliqué dans la suite du chapitre.

3.1.2.2 Bobinage

Le bobinage du transformateur se fait à partir de conducteurs qui constituent les enroulements primaire et secondaire. Ces conducteurs peuvent être de forme rectangulaire ou circulaire. Le matériau classiquement utilisé est le cuivre mais des conducteurs d'aluminium moins couteux et plus légers existent également mais se soudent difficilement.

Effet de peau La densité du courant n'est pas toujours uniforme au sein des conducteurs lorsqu'ils sont traversés par un courant alternatif. Suivant l'épaisseur de cuivre, le courant ne circule pas sur toute la section mais dans une partie réduite dont l'épaisseur correspond à l'épaisseur de

peau notée δ . Cette épaisseur dépend de la fréquence et est définie par l'équation 3.4 avec σ la conductivité électrique du cuivre, μ_0 la perméabilité du vide et f la fréquence du courant.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}} \quad (3.4)$$

Lorsque la fréquence augmente, cette épaisseur est fortement réduite. Le diamètre ou l'épaisseur d'un conducteur doit donc tenir compte de l'effet de peau. L'influence de cette épaisseur pour différentes valeurs de fréquence est illustrée pour un conducteur circulaire et un conducteur rectangulaire sur la Figure 3.2.

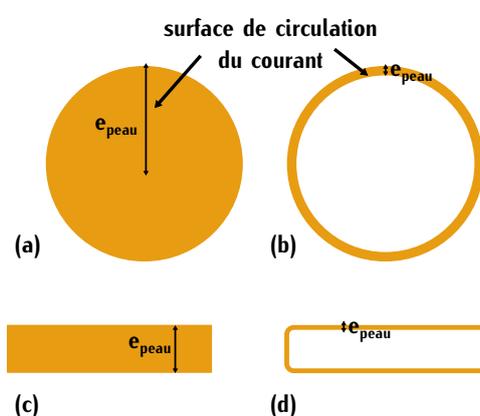


FIGURE 3.2 – (a) Répartition simplifiée du courant dans un conducteur circulaire de surface S_{circ} pour une fréquence f (b) Répartition simplifiée du courant dans un conducteur circulaire de surface S_{circ} pour une fréquence $10 \cdot f$ (c) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire de surface S_{rec} pour une fréquence de f (d) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire de surface S_{rec} pour une fréquence $10 \cdot f$

Pour tenter de surmonter cette problématique, un conducteur de cuivre circulaire peut être divisé en différents conducteurs. C'est le principe du fil de Litz représenté sur la Figure 3.3. Les brins sont torsadés pour former des torons. Les torons sont eux mêmes torsadés en plusieurs opérations.



FIGURE 3.3 – Bobinage en fil de Litz

Au sein de ce fil, le diamètre des brins est choisi selon l'épaisseur de peau donc de la fréquence. Le nombre de brins et de torons dépend de la valeur du courant circulant dans le conducteur. La différence au niveau de la densité du courant entre un fil plein et un fil de Litz est illustrée sur la Figure 3.4.

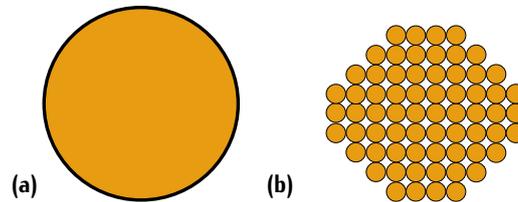


FIGURE 3.4 – (a) Répartition simplifiée du courant dans un conducteur circulaire pour une fréquence f (b) Répartition du courant dans un conducteur de fil de Litz pour une fréquence $10 \cdot f$

Ce fil est adapté pour fonctionner à des fréquences élevées. Cependant plus cette fréquence est élevée, plus le diamètre des brins est fin ce qui complexifie sa fabrication. De plus, les brins sont connectés en parallèle, ils sont donc isolés entre eux. La section du conducteur est importante devant la section utile de cuivre. Le coefficient de remplissage d'un fil de Litz est donc faible.

Au niveau d'un conducteur rectangulaire pour minimiser l'impact de l'épaisseur de peau, l'épaisseur de cuivre peut être réduite à l'épaisseur de peau. Pour garder une surface de cuivre équivalente, sa largeur est augmentée. Cette méthode représentée sur la Figure 3.5 est une alternative au fil de Litz qui peut potentiellement coûter cher à la fabrication suivant l'épaisseur et le nombre de brins. Cependant, la section du cuivre est limitée car la longueur doit s'adapter à une section de bobinage.



FIGURE 3.5 – (a) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire pour une fréquence f et une section de cuivre S_{rec} (b) Répartition du courant dans un conducteur rectangulaire pour une fréquence $10 \cdot f$ et une section de cuivre S_{rec}

Effets de proximité Lorsqu'un conducteur est soumis au champ magnétique provoqué par d'autres conducteurs, l'effet de proximité apparaît. Cet effet peut se traduire par une forte dégradation de la répartition du courant. Son influence est différente en fonction du déphasage des courants. Lorsque les courants dans deux conducteurs sont de même signe, les effets s'ajoutent. Dans le cas contraire, lorsque les courants sont de signes opposés, les effets se retranchent.

Dans le cas général, où les enroulement sont traversés par des courants de signes contraires, des entrelacements entre les conducteurs sont possibles afin de minimiser les effets de proximité et d'optimiser la surface de conduction des conducteurs. Ce type de bobinage avec entrelacement correspond aux transformateurs.

Plus de détails sur cet effet sont renseignés dans [81] et [80]. Dans la suite de l'étude, les effets de peau et de proximité sont pris en compte dans le choix du bobinage.

3.1.3 Modélisation d'un transformateur

3.1.3.1 Modélisations générales

La Figure 3.1 est une représentation idéale du fonctionnement d'un transformateur. En réalité, le couplage entre les deux enroulements n'est pas parfait. Des flux appelés flux de fuite apparaissent et sont représentés sur la Figure 3.6. Ils participent à la diminution du couplage magnétique. Nous distinguons trois sortes de flux de fuite, le flux de fuite noté $\varphi_{f1,1}$ généré uniquement par l'enroulement primaire, le flux de fuite noté $\varphi_{f2,2}$ généré uniquement par l'enroulement secondaire et le flux de fuite commun noté φ_{fc} commun aux deux enroulements.

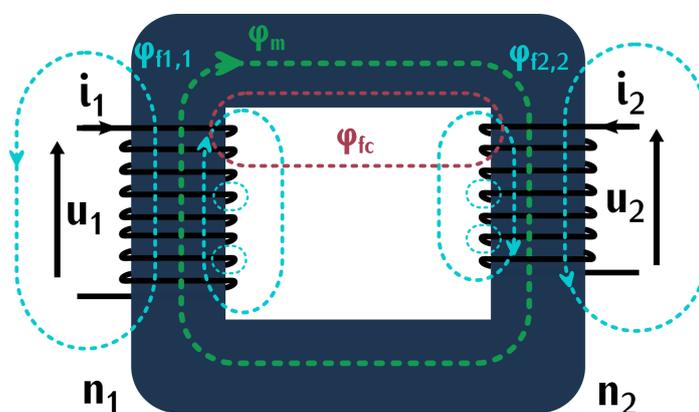


FIGURE 3.6 – Schéma d'un transformateur avec son flux de fuite

L'expression des flux globaux traversant les enroulements primaires et secondaires est exprimée suivant les relations (3.5) et (3.6). Les flux φ_{f1} et φ_{f2} correspondent aux flux de fuite des enroulements primaire et secondaire et le flux commun φ_{fc} est compris dans ces valeurs. Ces flux sont principalement dans l'air, le milieu associé dans lequel se situent les fuites est supposé linéaire. Cette hypothèse nous permet d'utiliser le théorème de superposition pour définir ces deux flux à l'aide des équations (3.7) et (3.8) où l_1 , l_2 , $m_{2,1}$ et $m_{1,2}$ sont les coefficients de proportionnalité équivalents à des inductances. Les tensions notées u_1 et u_2 aux bornes des enroulements peuvent donc être exprimées par les relations (3.9) et (3.10).

$$\phi_1 = n_1 \cdot \varphi_m + \varphi_{f1} \quad (3.5)$$

$$\phi_2 = n_2 \cdot \varphi_m + \varphi_{f2} \quad (3.6)$$

$$\varphi_{f1} = l_1 \cdot i_1 + m_{2,1} \cdot i_2 \quad (3.7)$$

$$\varphi_{f2} = l_2 \cdot i_2 + m_{1,2} \cdot i_1 \quad (3.8)$$

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\varphi_m}{dt} + l_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + m_{2,1} \cdot \frac{di_2}{dt} + R_1 \cdot i_1 \quad (3.9)$$

$$u_2 = n_2 \cdot \frac{d\varphi_m}{dt} + l_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + m_{1,2} \cdot \frac{di_1}{dt} + R_2 \cdot i_2 \quad (3.10)$$

Dans [81], les coefficients mutuels $m_{2,1}$ et $m_{1,2}$ sont démontrés égaux. Une équivalence des coefficients des équations (3.7) et (3.8) y est également définie permettant de réécrire les tensions induites u_1 et u_2 sous les formes (3.11) et (3.12).

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\varphi_m}{dt} + L_c \cdot \frac{di_1}{dt} + L_c \cdot \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} + L_{f1} \cdot \frac{di_1}{dt} + R_1 \cdot i_1 \quad (3.11)$$

$$u_2 = \frac{n_2}{n_1} \left(n_1 \cdot \frac{d\varphi_m}{dt} + L_c \cdot \frac{di_1}{dt} + L_c \cdot \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} \right) + L_{f2} \cdot \frac{di_2}{dt} + R_2 \cdot i_2 \quad (3.12)$$

Ces deux expressions des tensions aux bornes des enroulements du transformateur permettent de définir un schéma électrique du transformateur qui tient compte de son comportement. Ce schéma est défini sur la Figure 3.7.

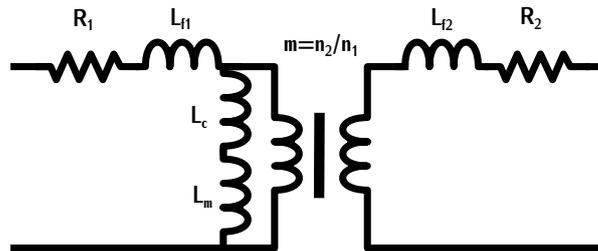


FIGURE 3.7 – Modélisation d'un transformateur

Les inductances L_{f1} et L_{f2} correspondent respectivement aux inductances de fuite partielles primaire et secondaire. L'inductance L_c correspond à l'inductance générée par le flux de fuite commun. L'inductance L_m correspond à l'inductance de magnétisation qui traduit l'influence du circuit magnétique et du stockage d'énergie au sein du transformateur. Cette inductance est parcourue par le courant magnétisant I_m . Les résistances R_1 et R_2 sont les résistances parasites des enroulements primaire et secondaire. L'inductance de magnétisation est grande devant l'inductance générée par le flux commun. Dans la suite de l'étude, l'inductance parallèle sera uniquement composée de l'inductance de magnétisation L_m .

Une autre représentation du transformateur définit les inductances propres primaire et secondaire L_1 et L_2 et les inductances mutuelles $M_{2,1}$ et $M_{1,2}$. Ces deux inductances mutuelles sont définies égales et notées M [81]. En considérant que le matériau est linéaire, le théorème de superposition appliqué aux flux globalisés primaire et secondaire permet de définir ces paramètres suivant les relations (3.13) et (3.14). Le modèle électrique associé est représenté sur la Figure 3.8 avec k le coefficient de couplage.

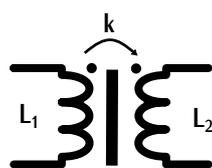


FIGURE 3.8 – Modélisation d'un transformateur à l'aide des inductances propres

Par identification avec le modèle précédent et à l'aide des équations des tensions induites, ces paramètres peuvent être identifiés avec l'inductance de magnétisation et les inductances de fuite. Le détail de cette identification est réalisé dans [81]. Ils sont définis par les équations (3.15), (3.16) et (3.17) avec m le rapport de transformation.

$$\phi_1 = L_1 \cdot i_1 + M_{2,1} \cdot i_2 \quad (3.13)$$

$$\phi_2 = L_2 \cdot i_2 + M_{1,2} \cdot i_1 \quad (3.14)$$

$$L_1 = L_{f1} + L_m \quad (3.15)$$

$$L_2 = L_{f2} + m^2 \cdot L_m \quad (3.16)$$

$$M = m \cdot L_m \quad (3.17)$$

$$m = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.18)$$

3.1.3.2 Modélisation appliquée à la topologie choisie

La topologie sélectionnée dans le chapitre 2 correspond à un convertisseur à résonance série représentée sur la Figure 2.25. La comparaison avec le modèle du transformateur défini sur la Figure 3.7 permet d'identifier les équivalences entre les impédances de résonance du convertisseur et les éléments du convertisseur. Les inductances de résonance peuvent correspondre aux inductances de fuite. L'inductance de magnétisation, quant à elle, correspond à une inductance parallèle qui ne fait pas partie du circuit résonnant du convertisseur. L'inductance de magnétisation du transformateur doit donc posséder une importante valeur afin d'être supposée infinie dans le circuit résonnant.

Lorsque la valeur de L_m est très élevée, le courant magnétisant I_m est très faible. Le schéma électrique de la Figure 3.7 peut être simplifié par la Figure 3.9.

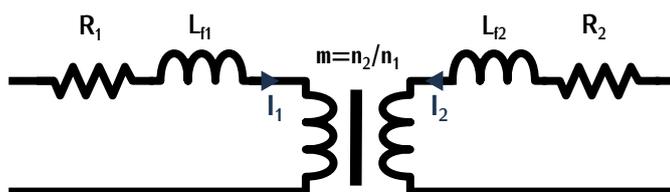


FIGURE 3.9 – Modélisation d'un transformateur dont la valeur d'inductance de magnétisation est très élevée

Dans cette configuration, les courants primaire et secondaire sont définis par la relation (3.19). Le théorème d'Ampère exprime le champ magnétique en fonction de la somme des ampères tours avec la relation (3.20) avec H le champ magnétique et l la longueur de fer considérée. Dans le cas où l'inductance de magnétisation L_m est très élevée, les relations (3.20) et (3.19) permettent de montrer que le champ magnétique tend vers zéro car la perméabilité du matériau est supposée infinie. Le transfert d'énergie est direct ce qui correspond au convertisseur à résonance série.

$$n_1 \cdot i_1 \approx -n_2 \cdot i_2 \quad (3.19)$$

$$H \cdot l = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (3.20)$$

Supposer une valeur d'inductance de magnétisation infinie n'est qu'une approximation car la perméabilité magnétique d'un matériaux n'est pas infinie. Cependant cela permet d'approcher le système en simplifiant certains calculs lors du dimensionnement. C'est la raison pour laquelle dans la suite de l'étude, les représentations des Figures 3.9 et 3.10 seront utilisées. Lors de calculs avec un courant magnétisant supposé nul, le transformateur sera modélisé suivant la Figure 3.9. Lorsque que le courant magnétisant est supposé non nul et lors des mesures, le transformateur sera modélisé suivant la Figure 3.10.

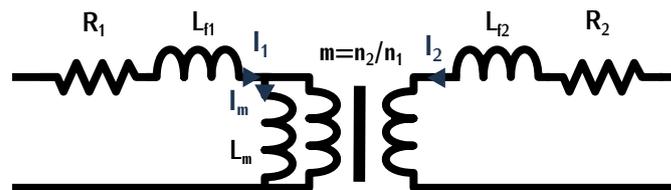


FIGURE 3.10 – Modélisation d'un transformateur avec un courant magnétisant non nul

3.2 Principes généraux de dimensionnement

De manière générale, pour dimensionner un transformateur, les constructeurs fournissent dans les datasheets le produit des aires $A_e \cdot A_w$ ou "area product" qui correspond au produit entre la surface effective du matériau magnétique notée A_e et la surface de bobinage notée A_w . Les calculs des surfaces A_e et A_w se font à partir du cahier des charges.

Dans un premier temps, il est nécessaire d'évaluer les pertes volumiques acceptables notées P_v ou pertes fer P_{fer} par unité de volume du transformateur. La limite acceptable de ces pertes est fixée en fonction du type de refroidissement. Les pertes volumiques P_v sont renseignées d'après les abaques des constructeurs. Un exemple d'abaque est présenté en Annexe C.1 sur la Figure C.6. Ces abaques expriment les pertes P_v en fonction de l'induction magnétique pour différentes valeurs de fréquences. La fréquence étant définie par le cahier des charges, le choix des pertes permet de définir l'induction maximale du système notée B .

L'expression de la tension induite aux bornes de l'enroulement primaire u_1 est définie par la relation (3.21) avec n_1 le nombre de spires primaires. Le flux magnétique ϕ à travers une surface fermée S correspond à l'équation (3.22). Ces deux expressions permettent de définir la relation

(3.23) dont la surface A_e dépend. Dans notre application, le transformateur est excité par une tension carrée V_{tr1} ($+V_{in}/-V_{in}$) à la fréquence f et possède un nombre n_1 de spires au primaire et n_2 au secondaire. Pour simplifier l'expression 3.23, la tension d'entrée carrée V_{tr1} est approximée par son fondamental. L'induction B dérivée par rapport à cette tension sinusoïdale permet de définir l'expression de A_e en fonction des grandeurs du système (3.24).

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.21)$$

$$\varphi = \int_S B ds \quad (3.22)$$

$$u_1 = n_1 \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} \quad (3.23)$$

$$\widehat{V}_{in} = \frac{V_{in} \cdot 4}{\pi} \quad A_e = \frac{\widehat{V}_{in}}{n_1 \cdot B \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \quad (3.24)$$

La surface de bobinage totale A_w est déterminée suivant l'expression (3.25) avec n_1 et n_2 le nombre de spires primaires et secondaires, $S_{cu,1}$ et $S_{cu,2}$ les surfaces de cuivre effectives des conducteurs primaires et secondaires et λ_r un coefficient appelé coefficient de remplissage. Ce coefficient permet de rendre compte de la section utile du cuivre par rapport à la surface bobinable totale. Les deux surfaces de cuivre dépendent des densités de courant J_1 et J_2 . Ces densités sont fixées en fonction du type de refroidissement et du courant efficace primaire I_{1eff} et secondaire I_{2eff} traversant les conducteurs de cuivre (3.26).

$$A_w = (n_1 \cdot S_{cu,1} + n_2 \cdot S_{cu,2}) \cdot \frac{1}{\lambda_r} \quad (3.25)$$

$$S_{cu,1} = \frac{I_{1eff}}{J_1} \quad S_{cu,2} = \frac{I_{2eff}}{J_2} \quad (3.26)$$

Dans l'application visée, l'inductance de magnétisation est supposée infinie, ce qui permet de négliger le courant magnétisant. D'après le théorème d'Ampère et la section 3.1.3.2, cette approximation définit les courants efficaces primaires I_{1eff} et secondaires I_{2eff} suivant l'équation (3.27). Grâce à cette équation, l'expression de la surface bobinable A_w (3.25) est simplifiée par la relation (3.28). Les densités de courant J_1 et J_2 sont supposées égales pour répartir au mieux les pertes cuivre. Ce point sera détaillé plus loin dans le chapitre. Le rapport de transformation étant proche de 1, les courants I_{1eff} et I_{2eff} sont presque égaux.

$$n_1 \cdot I_{1eff} \approx n_2 \cdot I_{2eff} \quad (3.27)$$

$$A_w = 2 \cdot n_1 \cdot \frac{I_{1eff}}{J_1 \cdot \lambda_r} \quad (3.28)$$

Suite au calcul des deux surfaces A_e et A_w , le produit des aires est déterminé par la relation (3.29). Cette valeur est ensuite comparée aux valeurs définies par les constructeurs afin de statuer sur une géométrie de transformateur.

$$A_w \cdot A_e = \frac{I_{eff} \cdot \widehat{V}_{in}}{J_1 \cdot \pi \cdot f \cdot \widehat{B} \cdot \lambda_r} \quad (3.29)$$

Dans ce type de dimensionnement, les paramètres du convertisseur (tension V_{in} , courant I_{eff} , fréquence f , nombres d'enroulements n_1 ...) sont fixés. Les pertes volumiques sont imposées par le type de refroidissement. Ensuite, une géométrie est déterminée à l'aide du produit des aires (3.29). À la suite de ce choix, un bobinage adapté est statué et les pertes dans les conducteurs de cuivre sont évaluées. Si ces pertes sont trop importantes par rapport aux limites fixées par le cahier des charges, le calcul est réinitialisé en modifiant un des paramètres de départ comme par exemple la fréquence. Les pertes fer et une nouvelle géométrie sont ensuite spécifiées. Les pertes cuivre sont à nouveau calculées. Le processus est réalisé de manière itérative jusqu'à validation de la géométrie finale avec des pertes cuivre et fer acceptables. Cette méthode de design limite le nombre de paramètres variables car plus il y a de paramètres plus l'itération est complexe. Pour pallier à cette complexité, des optimisations ou des études paramétriques peuvent être réalisées. Dans chacune de ces deux méthodes, plusieurs paramètres varient simultanément. Les résultats définissent ainsi plusieurs dimensionnements. Le choix final se porte sur celui qui est le plus adapté aux spécifications du cahier des charges.

Comme cela a été défini en introduction du chapitre, le dimensionnement est réalisé à l'aide d'une étude paramétrique. Cette étude permet de faire varier différents paramètres afin de dimensionner un transformateur possédant une forte densité de puissance avec le moins de pertes possibles. Les principales variables du système sont donc le volume du transformateur et la puissance de fonctionnement. La fréquence de fonctionnement, qui a un impact direct sur les pertes, est également évaluée en tant que variable. Le nombre de variables n'est pas limité, il augmente juste la complexité de l'étude. Dans notre étude, seuls quatre paramètres variables ont été sélectionnés. Leur choix est détaillé plus tard dans le chapitre. Les caractéristiques fixes qui permettent de définir les bases de l'étude paramétrique sont analysées dans la section suivante.

3.3 Caractéristiques fixes

Pour simplifier l'étude, différentes caractéristiques du dimensionnement sont fixées. Ces caractéristiques correspondent au matériau magnétique, au type de géométrie et au bobinage. Elles sont choisies dans le but d'optimiser la densité de puissance. Le détail de ces différentes caractéristiques est réalisé dans cette section. Une méthode de refroidissement du transformateur est également proposée. Cette méthode est adaptée au bobinage et au noyau magnétique et elle a été définie dans une logique de compacité. La tension d'entrée V_{in} est fixée par le cahier des charges.

3.3.1 Matériaux magnétiques

Le choix du matériau magnétique se porte sur un matériau ferrite qui possède de bonnes performances à fréquence élevée [79]. Au sein de ces matériaux, différents types existent. Pour déterminer lequel est optimal en fonction de l'application, les constructeurs spécifient le facteur de performance noté F_{perf} (3.30). Ce facteur permet de choisir le matériau le plus performant en fonction de la fréquence. Il est représenté pour différents types de ferrites sur la Figure 3.11. Comme les transistors GaN présentent des pertes par commutation faibles (Table 1.2), ils peuvent

potentiellement commuter à des fréquences allant de 300 kHz à 1 MHz. Dans cette configuration, le matériau le plus intéressant pour notre application est le 3F35 d'après la Figure 3.11. La dernière version de ce matériau, le 3F36, est sélectionnée pour le dimensionnement du transformateur. Les propriétés de ce matériau sont présentées en Annexe C.1.

$$F_{perf} = f \cdot \hat{B} \quad (3.30)$$

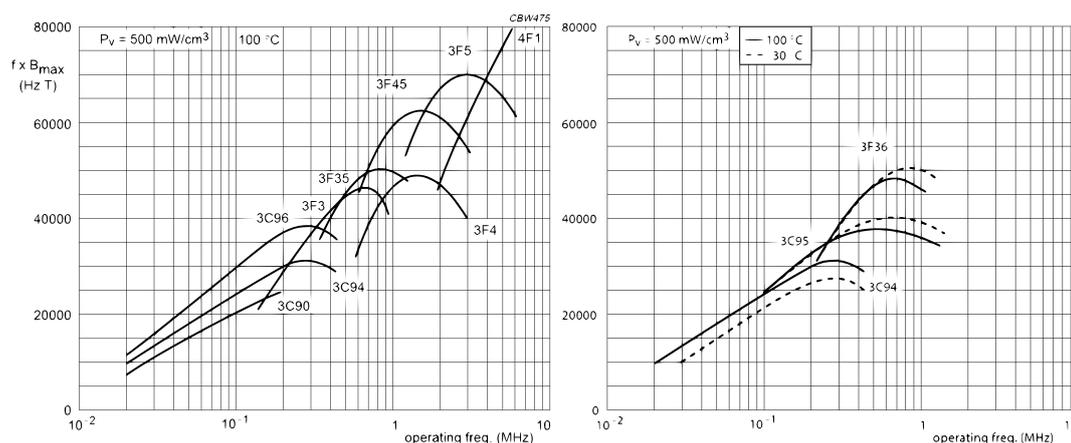


FIGURE 3.11 – Facteur de performance en fonction de la fréquence pour différents matériaux de ferrite Ferroxcube

3.3.2 Types de noyau magnétique

Il existe différentes formes de noyaux magnétiques dont un échantillon est représenté sur la Figure 3.12. Le noyau de type planar est choisi pour l'application car il a la particularité, comme son nom l'indique, d'être plat ce qui facilite son intégration mécanique au sein du convertisseur. Grâce à ses dimensions, ce noyau dispose d'une importante surface d'échange avec l'environnement extérieur permettant ainsi un meilleur refroidissement du matériau magnétique comparé à un noyau de type E. Par contre, les différentes tailles et volumes des noyaux planar sont limités et la longueur moyenne d'une spire est plus importante que dans d'autres géométries à surface de fer équivalente, comme le montre la Figure 3.13. [82]

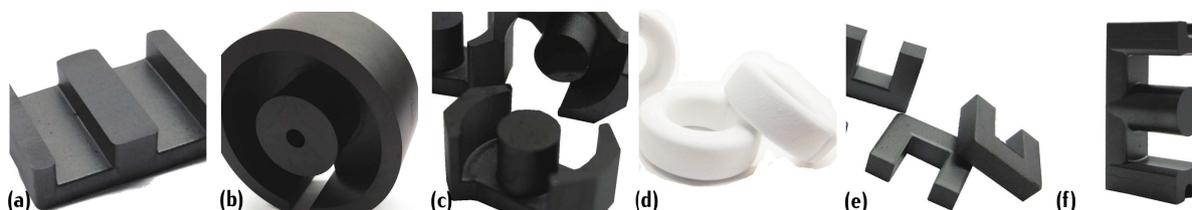


FIGURE 3.12 – Géométrie de noyau : (a) E planar (b) P (c) RM (d) torique (e) U (f) ER

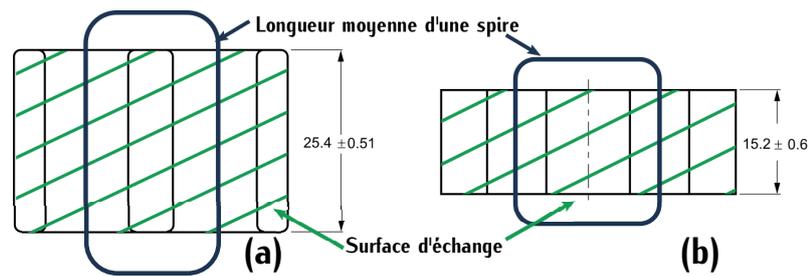


FIGURE 3.13 – Vue du dessus (a) d'un demi-noyau de planar E38/8/25 (b) d'un demi-noyau de E42/21/15

3.3.3 Bobinage

3.3.3.1 Types de bobinages rencontrés dans les noyaux de type planar

Dans le cas d'une géométrie planar, trois bobinages sont principalement rencontrés : le bobinage sous forme de PCB (Printed circuit Board), le bobinage méplat sur champ et le bobinage de type feuillard. Ces trois bobinages sont représentés sur la Figure 3.14.

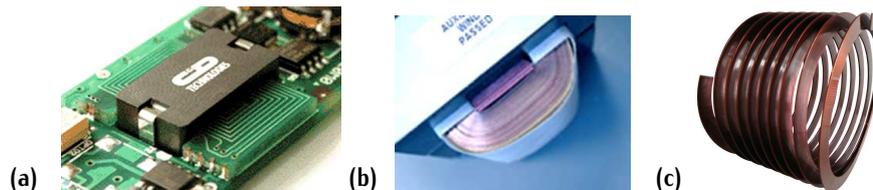


FIGURE 3.14 – Types de bobinages d'un noyau ferrite planar : (a) bobinage intégré dans un circuit imprimé (b) bobinage feuillard (c) bobinage en méplat sur champ

Le bobinage de type PCB est rencontré le plus fréquemment. Les spires du transformateur sont routées directement sur un circuit imprimé. Il s'agit d'une solution simple et économique à mettre en œuvre. Le PCB du bobinage peut également faire partie du PCB du circuit de puissance. Cela permet de faciliter l'intégration du transformateur dans le convertisseur. Par contre, l'inconvénient de ce bobinage est qu'il doit répondre aux contraintes de standardisation industrielles (épaisseur de cuivre, épaisseur d'isolation) limitant la flexibilité du design. Par exemple, les épaisseurs de cuivre sont limitées et la liaison entre les couches est complexe. [80]

Le bobinage méplat sur champ est principalement utilisé pour des fortes puissances et des faibles fréquences. Comme les épaisseurs sont importantes, à forte fréquence, les pertes dues aux effets de proximité et à l'effet de peau sont considérables. Ce bobinage n'est donc pas intéressant dans notre application.

Le bobinage feuillard est constitué de rubans de cuivre dont l'épaisseur peut varier suivant l'application. Contrairement au bobinage méplat sur champ, les rubans peuvent être flexibles et se bobiner manuellement autour d'un noyau magnétique facilitant la mise en place lors d'un prototype. Les constructeurs de rubans de cuivre proposent un large choix de valeurs pour l'épaisseur de cuivre à l'inverse des deux autres bobinages. Ces différentes valeurs possibles permettent une flexibilité

sur le prototype. Par contre, l'industrialisation d'un transformateur équipé d'un bobinage feuillard est complexe car les machines industrielles de bobinage d'inductances ne sont pas adaptées.

3.3.3.2 Choix du bobinage

Dans la section 3.1.2.2, nous avons analysé deux problématiques au sein des bobinages : les effets de peau et de proximité. L'effet de peau limite la conduction du courant sur toute la section de cuivre disponible. Les effets de proximité modifient la surface de circulation du courant lorsqu'au minimum deux conducteurs de cuivre sont proches. Ces effets sont différents entre les inductances et les transformateurs.

Dans les inductances, les spires sont parcourues par un courant de même signe, ce qui implique que les effets de proximité s'ajoutent de façon néfaste pour le rendement. Dans un transformateur, les courants peuvent être différents voire égaux et de signes opposés, les effets de proximité peuvent être utilisés. C'est pourquoi les bobinages rencontrés dans les transformateurs de "type" planar réalisent, fréquemment, des imbrications primaire/secondaire. Ces imbrications peuvent imposer des associations de spires série-parallèle pour limiter le nombre de spires adjacentes traversées par un courant de même signe [83]. Idéalement, les spires doivent être imbriquées finement et parcourues par des courants identiques en sens inverse.

L'avantage de l'imbrication est la diminution notoire de l'inductance de fuite et des pertes dans le cuivre mais cela se fait au détriment d'une forte capacité entre les conducteurs primaires et secondaires. Cette capacité est appelée capacité inter-enroulements ou capacité inter-spires. Dans certaines applications, comme dans le cas du convertisseur à résonance série l'inductance de fuite est utilisée comme inductance résonnante ce qui permet de supprimer un composant passif. Dans le cas d'une imbrication de spires, cette inductance est fortement réduite. Certaines études tentent différentes imbrications dans le but de maximiser cette inductance, afin de la réutiliser. [84]

Dans le bobinage de type PCB, pour réaliser des associations série-parallèle, les constructeurs utilisent différentes couches de PCB. Ces couches sont reliées par des via. Ces via sont à l'origine d'inductances parasites et de pertes. De plus, la capacité parasite inter-enroulements est très élevée dans ce type de bobinage. La montée en fréquence visée dans notre application augmente l'influence de ces éléments parasites qui sont néfastes pour le fonctionnement du transformateur [85]. Dans ce type de bobinage, le refroidissement est également complexe. Les spires situées sur des couches internes du PCB sont confinées entre d'autres couches du routage et sont difficilement refroidissables. Ces raisons invalident ce type de bobinage pour notre application.

Le bobinage feuillard présente peu de souplesse pour le choix du nombre de spires mais plus de souplesse pour le choix de l'épaisseur de cuivre et le choix de l'isolant. Par contre, dans le cas d'un entrelacement des spires ou d'une association série-parallèle, la capacité parasite inter-enroulements est également élevée. Cette dernière dépend de l'isolant entre les différents conducteurs. Dans le bobinage feuillard, cette isolation est généralement réalisée par un ruban de polyimide (Kapton). L'épaisseur de cet isolant peut varier aisément, notamment, si différents rubans de polyimide sont superposés. L'épaisseur de cuivre est définie par le constructeur du bobinage feuillard et n'est pas limitée à l'inverse du PCB. Cette flexibilité sur l'épaisseur d'isolation et du cuivre permet de bien maîtriser les éléments parasites (capacité inter-spires, inductances de

fuite). Aux fréquences prévues (300kHz à 1MHz), ces éléments parasites sont déterminants dans le dimensionnement.

Par contre, la connexion en parallèle de spires dans un bobinage feuillard est difficile à réaliser. Ce point est limitant pour une association série-parallèle. Dans notre application, cette association n'est pas nécessaire car le premier étage du DC-DC recopie la tension d'entrée à la sortie. Un entrelacement strict des spires primaires et secondaires est donc possible, c'est-à-dire sans connexion parallèle. Cette solution est retenue pour le dimensionnement du transformateur. Le bobinage feuillard est une solution possible pour l'optimiser.

3.3.4 Stratégie d'entrelacement

Dans la section précédente, le bobinage feuillard a été choisi. Ce bobinage présente un fort intérêt si les conducteurs primaires et secondaires sont entrelacés de manière stricte. Cependant les spires peuvent réaliser cet entrelacement de différentes manières. Dans cette section, le but est de déterminer la méthode d'entrelacement des spires dans le but de minimiser les pertes.

3.3.4.1 Orientation du bobinage

Dans les bobinages précédemment discutés, il existe deux types d'orientation par rapport au noyau magnétique : le bobinage orienté horizontalement et le bobinage orienté verticalement. Ces deux bobinages sont représentés sur la Figure 3.15.

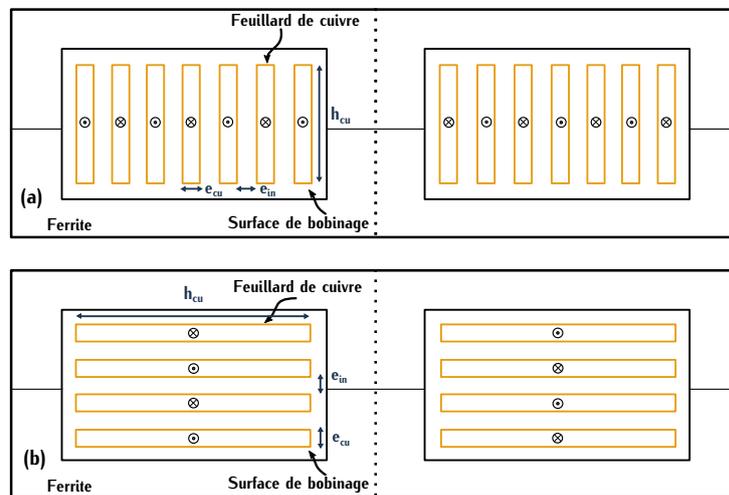


FIGURE 3.15 – (a) Bobinage feuillard orienté verticalement (b) Bobinage feuillard orienté horizontalement

L'enroulement autour du noyau magnétique dans le sens horizontal se fait de manière industrielle sur des conducteurs de cuivre ayant une importante épaisseur. Dans le cas d'un bobinage feuillard, l'orientation choisie est verticale pour des raisons pratiques de réalisation. L'orientation horizontale est utilisée dans le cas d'un bobinage méplat sur champ. Les pistes de cuivre empilées sur un PCB planar s'apparentent également à un bobinage orienté horizontalement.

3.3.4.2 Entrelacement primaire-secondaire

Deux types d'imbrications spire par spire sont possibles. La première imbrication entrelace un nombre total pair de spires primaires et secondaires. Cette imbrication est représentée sur la Figure 3.16 (a). La seconde utilise un nombre impair total de spires. Cette configuration est représentée sur la Figure 3.16 (b).

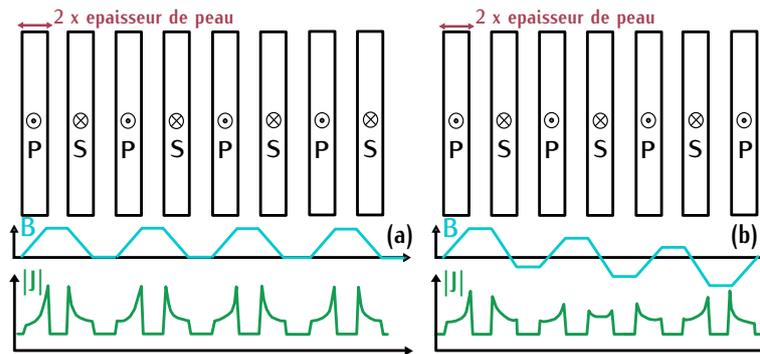


FIGURE 3.16 – Induction magnétique et densité de courant selon la position des spires pour : (a) un nombre identique de spires primaires et secondaires (b) un nombre pair de spires primaires et impair de spires secondaires

Sur la Figure 3.16, les deux imbrications considérées sont étudiées pour un conducteur avec une épaisseur correspondant à deux fois l'épaisseur de peau. Dans cette configuration, le courant circule sur l'épaisseur de peau en regard de chaque conducteur lors d'une imbrication paire de spires. La circulation n'est pas uniforme. Dans la seconde imbrication représentée sur la Figure 3.16 (b), l'amplitude de l'induction B au sein des spires centrales est plus faible. La densité de courant de ces spires centrales est quasi uniforme, ce qui n'est pas le cas dans la première configuration. C'est pourquoi, le type d'imbrication représenté sur la Figure 3.16 (b) est choisi pour le dimensionnement.

L'intérêt de ce principe est de pouvoir augmenter l'épaisseur du cuivre par rapport à l'épaisseur de peau sans accroître les pertes cuivre dans les conducteurs. A la suite de ce résultat, une étude a été menée pour déterminer quelle épaisseur de cuivre en fonction de l'épaisseur de peau est la plus intéressante en fonction des pertes. Des simulations pour différentes épaisseurs de cuivre ont été réalisées sur le logiciel FEMM dans les deux configurations précédentes. Les valeurs d'épaisseur de cuivre utilisées correspondent à un multiple de l'épaisseur de peau. Lors de ces différentes simulations, les résistances des conducteurs ont été calculées. Le détail complet de l'étude est renseigné en Annexe D.1.1. Les résultats sont renseignés dans la Table 3.1.

Ces résultats montrent l'intérêt d'une structure avec un bobinage impair. La résistance AC engendrée par l'augmentation de la fréquence est plus faible. Ce résultat se vérifie lorsque l'épaisseur de cuivre augmente par rapport à l'épaisseur de peau. Dans cette configuration, nous pouvons donc augmenter l'épaisseur de cuivre notamment lorsque la valeur du courant est importante sans accroître considérablement les pertes dues à une valeur de fréquence élevée.

TABLE 3.1 – Comparaison du rapport de la résistance AC sur la résistance DC simulées sur FEMM pour deux types d'imbrications et pour différentes épaisseurs de cuivre

Essai pour un nombre impair de conducteurs	Courant crête primaire I_{ac} (A)	Pertes moyennes par spire à 500kHz (W)	Rapport R_{AC}/R_{DC}
$e_{cu} = \delta$	24,4	0,85	1,04
$e_{cu} = 2 \cdot \delta$	24,4	0,5	1,4
$e_{cu} = 3 \cdot \delta$	24,4	0,58	2,1
Essai pour un nombre pair de conducteurs	Courant crête primaire I_{ac} (A)	Pertes moyennes par spire à 500kHz (W)	Rapport R_{AC}/R_{DC}
$e_{cu} = \delta$	24,4	0,83	1,1
$e_{cu} = 2 \cdot \delta$	24,4	0,65	2
$e_{cu} = 3 \cdot \delta$	24,4	0,81	3,2

Au sein du bobinage impair, le choix final de l'épaisseur se porte sur une épaisseur de cuivre valant deux fois l'épaisseur de peau. Avec un courant de 24A crête soit une puissance de 7,3kW dans notre application, les pertes moyennes par spire sont plus faibles comparées aux autres valeurs d'épaisseur de cuivre. Les variables de puissance de l'étude paramétrique, qui seront définies plus loin, varient de 3,6kW à 11kW. A 11kW, l'épaisseur de cuivre correspondant à trois fois δ est plus intéressante en terme de pertes par spire. Par contre, ce n'est pas le cas des puissances inférieures à 7,3kW. C'est la raison pour laquelle celle valant deux fois l'épaisseur de peau est validée pour l'étude paramétrique car elle représente un juste milieu entre toutes les valeurs de puissances. Dans la suite du chapitre, l'appellation du bobinage utilisé est noté FEIS (Feuillards de cuivre Entrelacés avec un nombre Impair de Spires).

3.3.5 Refroidissement

Les conducteurs de cuivre, les isolants entre spires et le matériau magnétique possèdent chacun une température limite. Au-delà de cette température, le fonctionnement correct du transformateur n'est plus garanti. L'intérêt d'un système de refroidissement est de dissiper les échauffements le mieux possible pour pouvoir augmenter la valeur limite des pertes en accord avec ces températures maximales. Il y donc un niveau de pertes acceptable qui permet de statuer sur le dimensionnement d'un transformateur. Cette valeur limite de pertes est déterminée par le système de refroidissement.

Cependant les systèmes de refroidissement destinés aux transformateurs sont volumineux. Pour améliorer la compacité du transformateur complet, l'étude du système de refroidissement doit être analysée dans cet objectif.

Les différents systèmes de refroidissement rencontrés sont, souvent, dimensionnés en fonction des types de bobinage utilisés. Par exemple, dans le cas d'un bobinage de type PCB, le matériau composant les cartes imprimées tel que l'époxy n'a pas une bonne conductivité thermique et les spires situées sur des couches internes sont difficilement atteignables. Certains systèmes de refroidissement utilisent donc des via thermiques pour minimiser les points chauds au sein des couches internes [86].

Dans notre application, nous avons choisi de refroidir le transformateur sur une seule face afin de minimiser la taille du refroidissement. Il s'agit d'un refroidissement sur une surface plane. Dans cette section, une comparaison entre les deux orientations de bobinage feuillard en fonction du refroidissement adopté est réalisée afin de justifier le choix du bobinage vertical que nous avons fait précédemment.

Dans le cas d'un bobinage orienté horizontalement, le refroidissement des spires n'est pas uniforme. Cette configuration est représentée sur la Figure 3.17. La spire du bas proche du système de refroidissement peut facilement dissiper ses calories. À l'inverse, les pertes dissipées par la spire supérieure doivent traverser les différentes épaisseurs d'isolation et autres spires de cuivre avant d'être évacuées par le système de refroidissement. Pour refroidir la totalité des spires uniformément, il est nécessaire de mettre en place un système de refroidissement spécifique [87] [86].

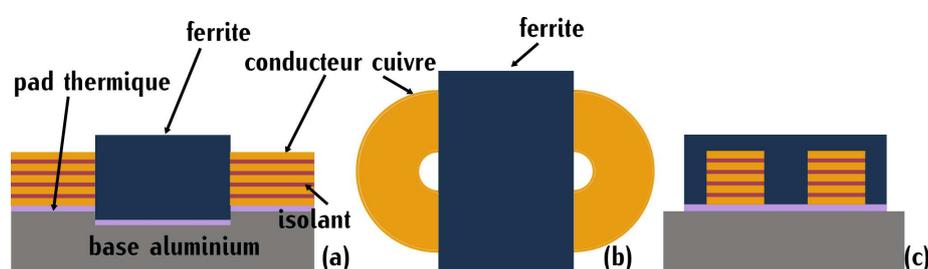


FIGURE 3.17 – (a) Vue de côté d'un transformateur planar avec un bobinage horizontal refroidi par la surface basse (b) Vue de dessus d'un transformateur planar avec un bobinage horizontal (c) Vue de face d'un transformateur planar avec un bobinage horizontal

Lorsque les feuillards de cuivre sont disposés verticalement, chaque spire dispose d'une surface d'échange avec le système de refroidissement. La surface correspond à l'arrête de chaque conducteur. Le bobinage est donc refroidi uniformément. Cette configuration correspond à la Figure 3.18.

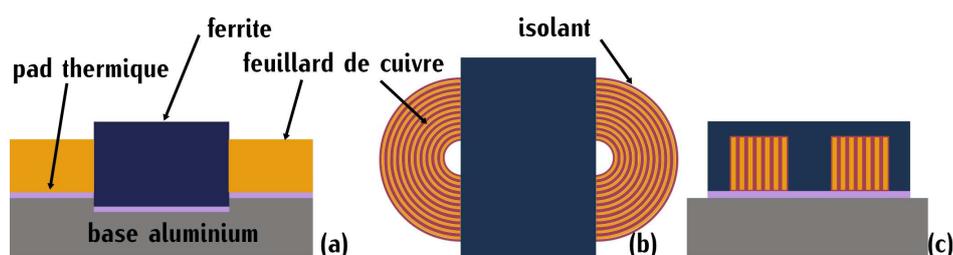


FIGURE 3.18 – (a) Vue de côté d'un transformateur planar avec un bobinage vertical refroidi par la surface basse (b) Vue de dessus d'un transformateur planar avec un bobinage vertical (c) Vue de face d'un transformateur planar avec un bobinage vertical

À partir de cette configuration, plusieurs méthodes peuvent être envisagées pour améliorer ce refroidissement qui est limité par l'épaisseur de l'isolant des conducteurs de cuivre. En effet, pour respecter l'isolation entre chaque spire et l'isolation envers les éléments du convertisseur (éléments magnétiques, base d'aluminium destinée au refroidissement), une couche d'isolant est nécessaire. Cette couche possède généralement une faible conductivité thermique qui limite le refroidissement. Pour limiter ces effets, deux solutions sont proposées.

Une première solution représentée sur la Figure 3.19 (a) consiste à ajouter un film isolant électrique sur le dissipateur appelé pad thermique. Cet isolant possède une meilleure conductivité thermique que l'isolant situé entre les spires. Par l'ajout de ce pad, la base aluminium est isolée du cuivre, ce qui permet de dénuder une spire sur deux de son ruban isolant. La spire sans isolation est directement refroidie par la surface de contact. Quant à la spire isolée par le ruban, elle dispose également d'une surface de contact avec le refroidisseur mais la chaleur doit traverser le pad thermique et le ruban isolant.

La deuxième solution représentée sur la Figure 3.19 (b) consiste à isoler les deux spires avec du ruban isolant. Il n'y a pas de pad thermique mais l'épaisseur d'isolation $e_{in,alu}$ est réduite à sa distance minimale pour assurer l'isolation entre les conducteurs de cuivre et la base aluminium. L'épaisseur d'isolation entre spires e_{in} , quant à elle, peut être supérieure pour minimiser la capacité parasite inter-enroulements qui est néfaste pour le fonctionnement du convertisseur.

Une pâte thermique dans les deux solutions peut être ajoutée pour améliorer le contact et la dissipation thermique. Ces deux solutions ont fait l'objet d'un dépôt de brevet dans le cadre de la thèse pour le compte de Renault sous le N°18 – 52004. Pour la suite de l'étude, la première solution avec l'ajout d'un pad thermique a été sélectionnée comme système de refroidissement (Figure 3.19 (a)).

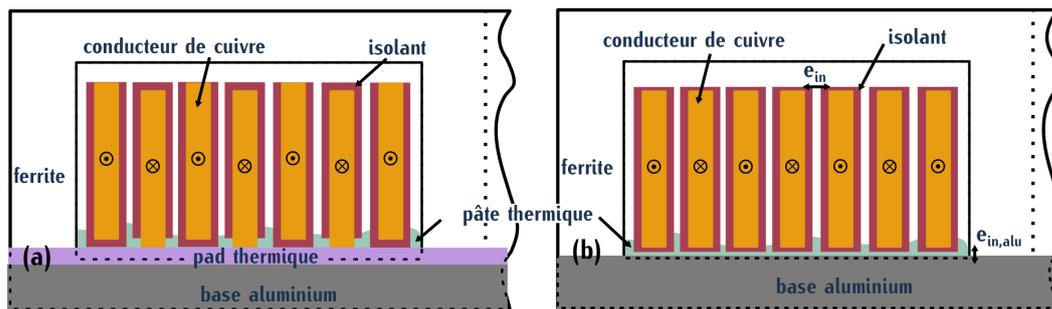


FIGURE 3.19 – (a) Solution de refroidissement avec pad thermique (b) Solution de refroidissement sans pad thermique

3.4 Paramètres variables

Les paramètres variables ont pour but de définir différents dimensionnements de transformateur. C'est parmi ces différents dimensionnements que le transformateur final sera sélectionné. Les principales attentes sont une haute densité de puissance et de faibles pertes. Les paramètres variables sont donc des paramètres qui modifient la géométrie du transformateur afin d'atteindre au mieux les objectifs. Ils sont choisis au nombre de quatre : la dimension du noyau planar X_{noy} , la fréquence de découpage f_{tr} , la puissance $P_{tr,mp}$ de fonctionnement du convertisseur et l'épaisseur d'isolation entre spires e_{in} .

Le nombre de spires ne fait partie des paramètres variables, car il dépend de la géométrie du transformateur, de la fréquence et de l'épaisseur d'isolation. Sa valeur sera détaillée dans les sections suivantes.

3.4.1 Dimensions de noyau planar

Dans les paramètres fixes, nous avons spécifié dans la section 3.3.2 le type de géométrie qui est la géométrie planar. Mais tous les noyaux planar n'ont pas les mêmes dimensions. Trois dimensions notées X_{noy} sont évaluées dans le cadre de l'étude paramétrique. Ces dimensions sont le double noyau planar E43/10/28 X_{E43} représenté sur la Figure 3.20, le double noyau E38/8/25 X_{E38} représenté sur la Figure 3.21 et le double noyau E36/6/20 X_{E32} représenté sur la Figure 3.22. Plus de détails sur la géométrie et les propriétés des différents noyaux extraits de la datasheet [1] sont donnés en Annexe C. Comme l'enjeu du transformateur est la densité de puissance, le choix final a été réalisé pour obtenir le transformateur le moins volumineux qui possède un niveau de pertes acceptables en fonction du refroidissement.

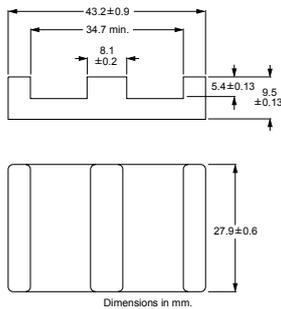


FIGURE 3.20 – Dimensions d'un noyau planar E43/10/28

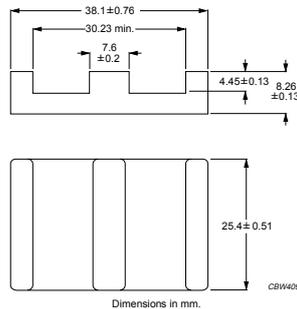


FIGURE 3.21 – Dimensions d'un noyau planar E38/8/25

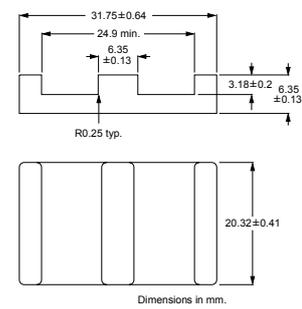


FIGURE 3.22 – Dimensions d'un noyau planar E32/6/20

3.4.2 Puissances de fonctionnement

La puissance maximale du chargeur P_{ch} renseignée dans la Table 1.5 est fixée à 22kW. Théoriquement cette puissance ne devrait pas faire partie des paramètres variables puisqu'elle est fixée par le cahier des charges. Par contre, si le convertisseur DC-DC est divisé en différents modules connectés en parallèle, la puissance de chaque module peut devenir une variable du dimensionnement. Cette alternative permet d'étudier l'influence de la puissance sur le transformateur. Par ce principe, chaque puissance symbolisée P_{tr,m_p} correspond à un multiple de la puissance du chargeur P_{ch} avec $\frac{1}{m_p}$ le multiple en question. Les différentes valeurs de P_{tr,m_p} sélectionnées pour l'étude paramétrique sont représentées dans la Table 3.2 et sur la Figure 3.23.

TABLE 3.2 – Valeurs de puissance P_{tr,m_p} utilisées en simulation

Modules m_p	Puissance P_{tr,m_p} en kW	Figure
2	11	3.23 (a)
3	7,3	3.23 (b)
4	5,5	3.23 (c)
6	3,6	3.23 (d)

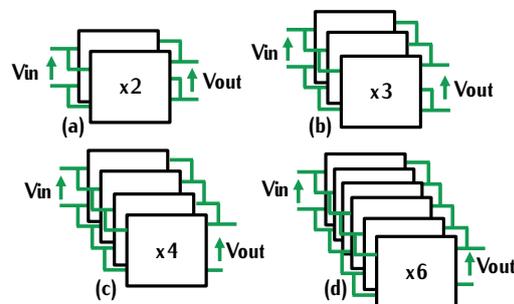


FIGURE 3.23 – Configuration du convertisseur DC-DC en fonction du nombre de modules m_p en parallèle

3.4.3 Fréquence du convertisseur

La fréquence du convertisseur n'est pas imposée par le CDC. Ce paramètre est donc sélectionné comme une variable du dimensionnement. D'après la Table 1.2, le comportement dynamique des transistors GaN promet des performances intéressantes à haute fréquence comparé aux autres transistors. Grâce à cet avantage, les valeurs de fréquence notées f_{tr} sont sélectionnées dans la fenêtre (300kHz,1MHz). Les précédents paramètres sont définis au maximum pour quatre valeurs. La fréquence est un paramètre très influant sur les pertes du transformateur, c'est pourquoi 14 valeurs de fréquences espacées chacune de 50kHz sont sélectionnées.

3.4.4 Épaisseurs d'isolation

Pour éviter les courts-circuits entre deux spires, un isolant est situé entre chaque spire. L'épaisseur d'isolation e_{in} minimale à respecter dépend de la tenue en tension du matériau isolant et de la tenue en tension imposée par le cahier des charges. L'entrelacement du bobinage correspond à un entrelacement strict des spires primaires et secondaires. Comme nous l'avons vu précédemment, ce type d'entrelacement augmente considérablement la capacité parasite inter-enroulements. Cette capacité parasite néfaste pour le fonctionnement du convertisseur est fortement dépendante de l'épaisseur d'isolation et du matériau isolant. L'impact de cette capacité sur le convertisseur sera détaillé plus loin.

Pour évaluer son influence dans le dimensionnement, deux épaisseurs différentes $e_{in,1}$ et $e_{in,2}$ sont sélectionnées dans l'étude paramétrique. La nature du matériau influence également la capacité. Dans un premier temps, deux matériaux ont été évalués (Table 3.3) le Kapton (polyimide) et le PTFE (Polytétrafluoroéthylène) ou Téflon. Les données de ces deux matériaux sont renseignées dans la datasheet [88] et la note applicative [89]. Le matériau Kapton présente une moins bonne permittivité relative ϵ_r déterminante sur la valeur de la capacité parasite. Il présente également une moins bonne conductivité thermique. Il n'a pas été retenu dans la thèse pour ces deux raisons.

TABLE 3.3 – Paramètres des rubans isolants utilisés

Isolant	Tenue en tension kV/mm	Permittivité relative ϵ_r	Conductivité thermique λ en $W/m \cdot K$	$e_{in,1}$ μm	$e_{in,2}$ μm
PTFE ¹	95	2,3	0,25	204	408
Kapton	205	3,5	0,12	140	280

¹ Polytétrafluoroéthylène ou Téflon

3.5 Simulation du transformateur

Les quatre paramètres définis précédemment sont le cœur de l'étude paramétrique. Pour définir leur influence, un modèle de transformateur est réalisé. Ce modèle est construit via le logiciel FEMM qui réalise des simulations à l'aide des éléments finis. Les résultats extraits des simulations FEMM définissent des grandeurs appelées grandeurs de comparaison comme les pertes ou les éléments électriques du transformateur (inductances, capacités...). Ces grandeurs, comparées entre elles, vont permettre de définir un dimensionnement optimal.

Dans cette section, le mode de calcul de chacune des grandeurs est détaillé dans un premier temps. Ensuite, le principe de modélisation du transformateur est expliqué.

3.5.1 Grandeurs de comparaison

Afin de statuer sur une géométrie finale, la comparaison doit se faire à l'aide de valeurs qui retranscrivent les performances du transformateur. Les différentes grandeurs de comparaison retenues sont les pertes dans le transformateur, la capacité parasite inter-enroulements et l'inductance de fuite.

Les pertes dans le transformateur comprennent deux types de pertes : les pertes cuivre et les pertes fer. Les pertes cuivre notées $P_{cu,tr}$ correspondent aux pertes dans les conducteurs de cuivre et les pertes fer notées $P_{fer,tr}$ correspondent aux pertes dans le matériau magnétique. Ces pertes permettent de définir l'efficacité du transformateur. Dans le choix final, nous chercherons à les minimiser.

La capacité parasite inter-enroulements est néfaste pour le fonctionnement du transformateur et du convertisseur car elle peut causer des pertes supplémentaires. Dans cette étude, elle est notée $C_{p,tr}$ et nous chercherons à la minimiser.

Dans notre application, nous souhaitons utiliser l'inductance de fuite comme inductance résonnante. Le but est d'éviter l'ajout d'un composant passif supplémentaire qui augmente le volume global du convertisseur. Toutefois, la valeur de cette inductance n'est pas fixée par le circuit de puissance. La commutation sélectionnée est une commutation ZCS. Elle ne nécessite pas de stocker l'énergie des capacités parasites des transistors. Ce point est détaillé dans la section 2.6. Cette inductance peut donc être très faible. Les valeurs minimales de cette inductance seront discutées plus loin dans le chapitre. Nous cherchons donc à définir un transformateur avec l'inductance de fuite la plus élevée. Mais cette grandeur n'est pas critique dans le choix du dimensionnement. Elle est notée $L_{f,tr}$ et correspond à l'inductance totale vue du primaire.

Dans cette section, les grandeurs sont déterminées soit par simulation soit par expression analytique. Dans certains cas, les deux méthodes sont utilisées afin de comparer les deux types de résultats.

3.5.1.1 Approximations

Des approximations sont réalisées pour simplifier le calcul de certaines grandeurs. Ces approximations sont détaillées dans les deux paragraphes suivants.

Courant magnétisant D'après le choix final de la topologie du DC-DC, le convertisseur sélectionné est un convertisseur à résonance série. Cela signifie qu'il n'y a pas d'inductance en parallèle du transformateur, c'est-à-dire que l'inductance de magnétisation L_m est supposée infinie. En réalité, le transformateur comporte une inductance L_m d'une valeur très grande impliquant la circulation d'un faible courant magnétisant I_m . Ce courant est pris en compte dans la simulation FEMM afin de calculer les pertes dans les conducteurs de cuivre. Par contre lors du calcul analytique des pertes cuivre dont la valeur est notée $P_{cu,ana,tot}$, ce courant est supposé nul.

Pour vérifier cette assertion, le rapport entre le courant magnétisant et le courant primaire efficace est tracé sur la Figure 3.24. Cette courbe est définie pour un noyau X_{E38} , une épaisseur d'isolation e_{in1} , et pour les quatre valeurs de puissance $P_{tr,mp}$. Elle est tracée en fonction des valeurs de fréquence f_{tr} sélectionnée dans les paramètres variables.

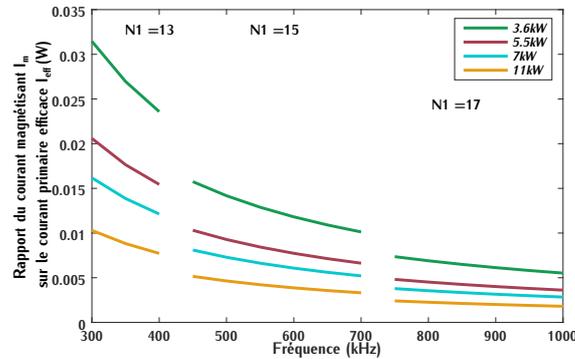


FIGURE 3.24 – Rapport du courant magnétisant I_m sur le courant efficace primaire I_{1eff} en fonction de la fréquence f_{tr} pour 54 points de fonctionnement

Nous pouvons observer sur cette figure que le rapport entre ces deux grandeurs est très faible, ce qui nous permet de valider l'approximation d'un courant magnétisant nul pour le calcul analytique des pertes cuivre. Cette courbe représente 56 points de l'étude paramétrique. Pour les 280 autres points de fonctionnement, cette approximation est également validée car ce rapport est faible. Les courbes correspondantes ne sont pas présentées car les résultats sont équivalents.

Un courant magnétisant peut générer des courants de Foucault au sein des conducteurs augmentant la valeur des pertes cuivre. Deux simulations sont réalisées et détaillées en Annexe D.2 pour vérifier que ces courants ont peu d'influence sur la densité de courant. Le courant magnétisant est donc supposé nul pour le calcul analytique des pertes cuivre.

Dans la suite des calculs analytiques, les courants primaires et secondaires sont donc simplifiés par l'expression (3.31) avec I_1 et I_2 les valeurs des courants primaire et secondaire.

$$n_1 \cdot I_1 = -n_2 \cdot I_2 \quad (3.31)$$

Calculs analytiques et entrelacement Les pertes cuivre $P_{cu,tr}$ et l'inductance de fuite Lf_{tr} sont déterminées par simulation. Ces résultats sont comparés à ceux issus d'expressions analytiques $P_{cu,ana,tot}$ et $Lf_{tr,ana}$. Pour simplifier les études analytiques, les valeurs de pertes cuivre et d'inductances de fuite sont calculées pour un entrelacement avec un nombre identique de spires primaires et secondaires. Cet entrelacement a été présenté sur la Figure 3.16 (a). Dans cette configuration, les pertes cuivre et l'inductance de fuite sont plus élevées que dans le bobinage FEIS utilisé. Ces expressions analytiques permettent d'évaluer les résultats de simulation en donnant une estimation haute.

3.5.1.2 Pertes cuivre

Calcul analytique Lorsqu'un courant continu I_{DC} traverse un conducteur de cuivre, la résistance qui s'oppose au passage de ce courant est appelée résistance DC notée R_{DC} . Cette résistance est la cause de pertes notées $P_{cu,DC}$. Ces pertes sont définies par la relation (3.32) avec ρ qui correspond à la résistivité du cuivre, l_{cu} la longueur totale du conducteur de cuivre, h_{cu} la hauteur du conducteur et e_{cu} son épaisseur. Ces paramètres géométriques sont représentés, plus loin, sur la Figure 3.37 (b).

$$R_{DC} = \frac{\rho \cdot l_{cu} \cdot n}{h_{cu} \cdot e_{cu}} \quad P_{cu,DC} = R_{DC} \cdot I_{DC}^2 \quad (3.32)$$

Lorsque le courant est alternatif, la densité de courant n'est plus uniforme au sein du conducteur. La surface de conduction du courant est réduite ce qui augmente la résistance totale. Cette résistance est appelée résistance AC notée R_{AC} . Ce phénomène est dû aux effets de proximité (s'il y a plusieurs conducteurs) et l'effet de peau. Il fait apparaître dans la formule des pertes cuivre $P_{cu,AC}$ le facteur de résistance F_r . Dans le cas d'un courant parfaitement sinusoïdal, ce facteur est exprimé suivant la relation (3.33) avec I_{eff} le courant efficace traversant les conducteurs.

$$F_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad P_{cu,AC} = F_r \cdot R_{DC} \cdot I_{eff}^2 \quad (3.33)$$

Dans le cas où le courant alternatif est non-sinusoïdal, chaque harmonique de rang n est responsable de pertes cuivre avec un facteur de résistance associé $F_{r,n}$. La somme des pertes cuivre induites par chaque harmonique détermine les pertes cuivre totales dans les conducteurs. Ces pertes sont définies de manière approchée par la relation (3.34).

$$F_{r,n} = \frac{R_{AC,n}}{R_{DC}} \quad P_{cu,AC} = \sum_{n=1}^N F_{r,n} \cdot R_{DC} \cdot I_{eff,n}^2 \quad (3.34)$$

Dans le cas d'un transformateur composé de n_s spires totales, les pertes cuivre dépendent de la position des spires primaires notées n_1 et secondaires notées n_2 . Deux méthodes sont définies dans cette section. Elles se basent sur les équations précédentes et définissent les pertes cuivre de conducteurs rectangulaires au sein d'un transformateur.

La première méthode détaillée dans [90] définit des portions de bobinage de spires primaires et secondaires afin de simplifier le calcul des pertes. Le découpage de ces portions est représenté sur la Figure 3.25. Par cette méthode, le calcul des pertes cuivre notées $P_{cu,ana1,p}$ dans une portion p est exprimé suivant (3.35) avec $I_{p,eff}$ le courant efficace traversant les spires de la portion p . La résistance DC notée $R_{DC,p}$ est définie suivant la relation (3.36). Dans cette expression l_{ms} représente la longueur moyenne d'une spire de la portion considérée, n_{mp} le nombre moyen de spires dans la portion p et $e_{cu,p}$ l'épaisseur de cuivre des spires dans la portion p . Les différences d'épaisseur sont représentées sur la Figure 3.25. Le facteur de résistance $F_{r1,p}$ associé à ces pertes est exprimé suivant la relation (3.38). Il dépend du coefficient de pénétration Δ_p représenté par (3.37) avec δ l'épaisseur de peau.

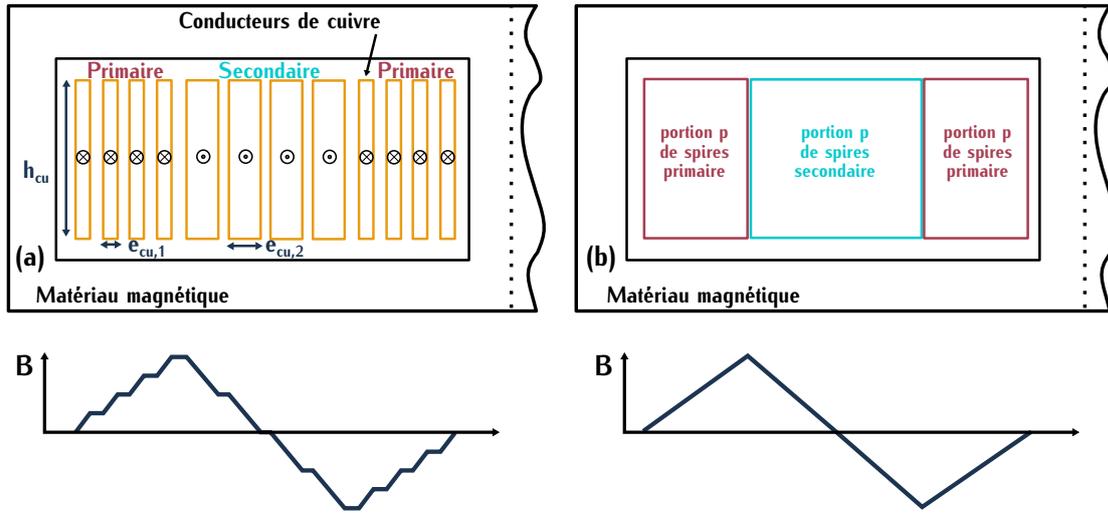


FIGURE 3.25 – (a) Disposition des spires dans un transformateur avec un entrelacement primaire et secondaire (b) Modélisation du bobinage en portion

$$P_{cu,ana1,p} = F_{r1,p} \cdot R_{DC,p} \cdot I_{p,eff}^2 \quad P_{cu,ana1,tot} = \sum_p P_{cu,ana1,p} \quad (3.35)$$

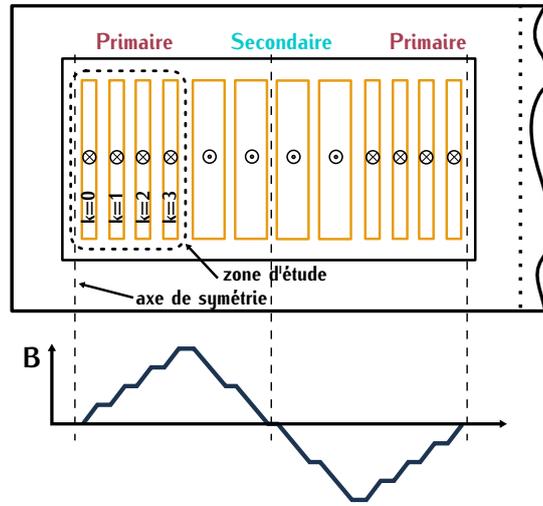
$$R_{DC,p} = \frac{\rho \cdot l_{ms} \cdot n_{mp}}{h_{cu} \cdot e_{cu,p}} \quad (3.36)$$

$$\Delta_p = \frac{e_{cu,p}}{\delta} \quad (3.37)$$

$$F_{r1,p} = \Delta_p \cdot \left[\frac{\sinh(2\Delta_p) \pm \sin(2\Delta_p)}{\cosh(2\Delta_p) - \cos(2\Delta_p)} + \frac{2}{3} \cdot (n_{mp}^2 - 1) \cdot \frac{\sinh(\Delta_p) - \sin(\Delta_p)}{\cosh(\Delta_p) \pm \cos(\Delta_p)} \right] \quad (3.38)$$

Dans [81], une deuxième méthode définit le calcul des pertes cuivre notées $P_{cu,ana2,tot}$ dans des conducteurs rectangulaires. Cette méthode consiste à faire intervenir le paramètre k associé à une zone d'étude. La valeur de ce paramètre est définie par le nombre de spires situées entre l'axe de symétrie d'une zone et la spire considérée pour le calcul de pertes. Les différents axes de symétrie correspondent à des valeurs d'induction nulle. Ce principe est détaillé sur la Figure 3.26. La paramètre k diffère en fonction de la position de la spire considérée. Cela permet de tenir compte des effets de proximité dus à la juxtaposition de spires conduisant un courant de même signe. Les pertes cuivre ne sont pas déterminées pour une portion mais pour une spire s . Notées $P_{cu,ana2,s}$, elles sont définies suivant la relation (3.39) avec $I_{s,eff}$ le courant efficace traversant la spire s . La résistance continue $R_{DC,s}$ définie par (3.40) dépend de la spire s car toutes les spires primaires n'ont pas la même épaisseur que les spires secondaires, ce qui correspond à l'exemple sur la Figure 3.26. Le facteur de résistance $F_{r2,s}$ dépendant du paramètre k de la spire s considérée est défini suivant (3.42).

$$P_{cu,ana2,s} = F_{r2,s} \cdot R_{DC,s} \cdot I_{s,eff}^2 \quad P_{cu,ana2,tot} = \sum_s^{s=n_s} P_{cu,ana2,s} \quad (3.39)$$

FIGURE 3.26 – Modélisation du paramètre k et de l'axe de symétrie

$$R_{DC,s} = \frac{\rho \cdot l_{ms}}{h_{cu} \cdot e_{cu,s}} \quad (3.40)$$

$$\Delta_s = \frac{e_{cu,s}}{\delta} \quad (3.41)$$

$$F_{r2,s} = \Delta_s \cdot \frac{(k^2 + (k+1)^2) \cdot (\sinh(2\Delta_s) + \sin(2\Delta_s)) - 4k \cdot (k+1) \cdot (\sin(\Delta_s) \cdot \cosh(\Delta_s) + \sinh(\Delta_s) \cdot \cos(\Delta_s))}{\cosh(2\Delta_s) - \cos(2\Delta_s)} \quad (3.42)$$

Dans le cas idéal d'un entrelacement strict entre les conducteurs primaires et secondaires, les deux méthodes précédentes aboutissent au même résultat. La modélisation graphique de cet entrelacement avec les deux méthodes est représentée sur la Figure 3.27. L'épaisseur de cuivre e_{cu} est identique pour tous les conducteurs, le coefficient de pénétration Δ associé est défini suivant la relation (3.43). Avec la première méthode [90], le bobinage est représenté par un nombre de portions p valant le nombre de spires totales n_s (Figure 3.27 (b)). Le nombre moyen de spires par portion n_{mp} est donc unitaire. L'expression $F_{r1,p}$ se simplifie par la relation (3.44) qui est notée F_{r1} pour toutes les portions. Avec la seconde méthode [81], chaque spire est à une distance de zéro d'un axe de symétrie (Figure 3.27 (c)). La valeur de k est nulle pour toutes les spires s , l'expression $F_{r2,s}$ est simplifiée par l'expression (3.45) notée F_{r2} .

$$\Delta = \frac{e_{cu}}{\delta} \quad (3.43)$$

$$F_{r1} = \Delta \cdot \frac{\sinh(2\Delta) \pm \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (3.44)$$

$$F_{r2} = \Delta \cdot \frac{(\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta))}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (3.45)$$

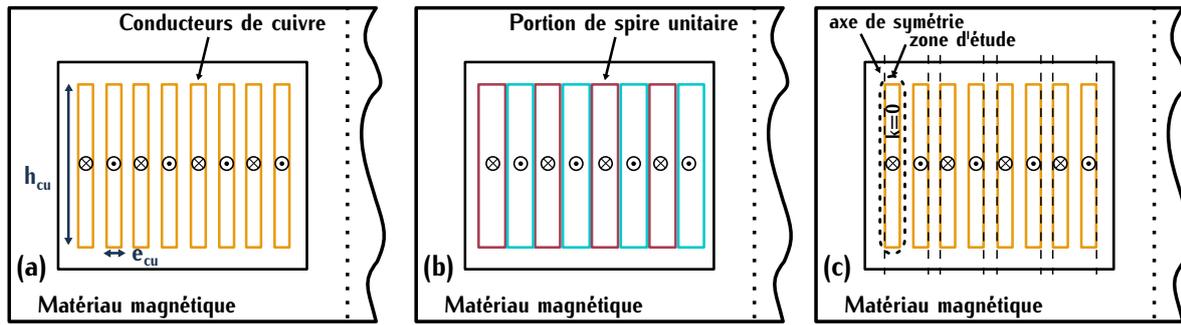


FIGURE 3.27 – (a) Bobinage de feuillard de cuivre strictement entrelacé (b) Représentation avec la méthode des portions (c) Représentation avec la méthode du paramètre k

Dans ce cas idéal, les deux méthodes nous mènent au même facteur de résistance qui sera noté pour la suite des calculs $F_{r,ana}$. Dans notre application, les courants primaires et secondaires sont différents car le rapport de transformation n'est pas exactement unitaire. La valeur des pertes cuivre analytiques $P_{cu,ana,tot}$ est donc définie par la relation (3.46) en fonction des deux valeurs de courant. Le facteur de résistance $F_{r,ana}$ utilisé dans ce calcul surévalue les pertes cuivres. Ce résultat permettra de vérifier les résultats de la simulation. La résistance DC $R_{DC,ana}$ associée au calcul de ces pertes est définie par l'équation (3.47).

$$F_{r,ana} = \Delta \cdot \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad P_{cu,ana,tot} = n_1 \cdot F_{r,ana} \cdot R_{DC,ana} \cdot I_{1eff}^2 + n_2 \cdot F_{r,ana} \cdot R_{DC,ana} \cdot I_{2eff}^2 \quad (3.46)$$

$$R_{DC,ana} = \frac{\rho \cdot l_{ms}}{h_{cu} \cdot e_{cu}} \quad (3.47)$$

Calcul par simulation Les pertes dans les conducteurs dépendent de la surface effective de circulation du courant. En simulation, le logiciel FEMM calcule la densité de courant sur un élément de surface en fonction de la profondeur du système. La profondeur est un paramètre défini dans le code de simulation. Ce paramètre dépend de la géométrie du transformateur planar et des chînions de cuivre. Ce paramètre est défini ainsi car FEMM est un logiciel en deux dimensions (2D). Pour déterminer la densité de courant sur un élément de surface, FEMM s'appuie sur les équations de Maxwell dans le cas où l'induction B est variable suivant [91].

Les surfaces des conducteurs considérées au niveau du transformateur lors de la simulation sont représentées en vert sur la Figure 3.28. Les éléments de surface considérés pour le calcul dépendent du maillage lors de la simulation. Ils doivent être bien inférieurs à l'épaisseur de peau pour obtenir des pertes cohérentes.

3.5.1.3 Pertes fer

Pour calculer les pertes dans le matériau magnétique $P_{fer,tr}$, différentes formules empiriques basées sur l'équation de Steinmetz [92] ont montré des résultats cohérents avec les pertes réelles [93][94]. Dans notre application, la tension primaire V_{tr1} est carrée et centrée en zéro. Elle est approximée dans les calculs par son fondamental.

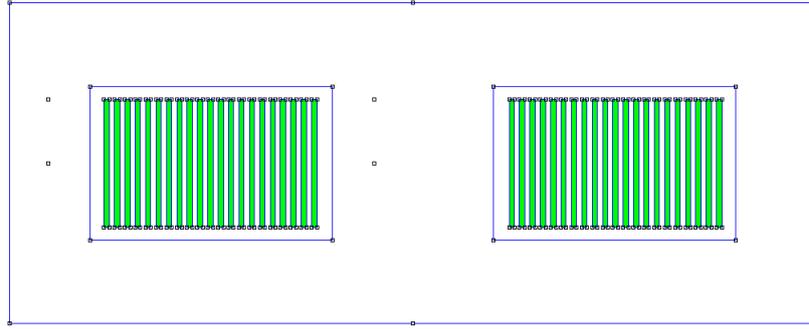


FIGURE 3.28 – Calcul des pertes cuivre sur les zones sélectionnées pour un transformateur de dimension X_{E32}

Dans cette configuration, la formule généralisée de Steinmetz (FGS) [93] représente un compromis intéressant entre la précision et la simplicité (3.48) où T est la température du matériau en °C, V_{fer} le volume du matériau magnétique en cm^3 , C_m , C_{t2} , C_{t1} , C_t , x et y des coefficients sans dimension définis dépendant de la fréquence et du type de matériau. Ces coefficients sont renseignés dans les datasheet [95]. Pour notre application, ils sont décrits dans la Table C.2. Pour le calcul des pertes, la température du matériau magnétique est fixée à $100^\circ C$. La valeur de l'induction crête \widehat{B} est déterminée à l'aide de la tension induite primaire u_1 suivant l'équation (3.24) car la tension d'entrée carrée est approximée par son fondamental. Elle correspond à l'expression (3.49).

$$P_{fer,tr} = C_m \cdot f_{tr}^x \cdot \widehat{B}^y \cdot (C_{t2}^2 \cdot T^2 - C_{t1} \cdot T + C_t) \cdot V_{fer} \quad (3.48)$$

$$\widehat{V}_{in} = \frac{V_{in} \cdot 4}{\pi} \quad \widehat{B} = \frac{\widehat{V}_{in}}{n_1 \cdot A_e \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{tr}} \quad (3.49)$$

Ces pertes ainsi que les coefficients associés sont déterminés à partir d'un matériau magnétique de forme torique avec une tension alternative sinusoïdale. C'est la raison pour laquelle l'induction \widehat{B} utilisée dans le calcul correspond également au fondamental de l'induction. Dans l'application choisie, le matériau magnétique est de forme planar et la tension est carrée. Ces pertes sont donc sous-évaluées par rapport aux pertes réelles. Dans le choix final, il faudra tenir compte de ce point.

3.5.1.4 Inductance de fuite

Calcul analytique L'énergie dW_m dans un élément de volume dV hors matériau magnétique est définie par la relation (3.50). Dans notre application, le courant magnétisant est négligé. C'est-à-dire que l'énergie magnétique W_m fournie au système dépend principalement de l'inductance de fuite et non de l'inductance magnétisante. L'expression W_m est donc définie par la relation (3.51).

$$dW_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_0} \cdot dV \quad (3.50)$$

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot L_{tr,ana} \cdot I_1^2 \quad (3.51)$$

L'égalité qui relie ces deux équations permet d'exprimer l'inductance de fuite $L_{f_{tr,ana}}$ suivant (3.52) avec μ_0 la perméabilité magnétique du vide. Par intégration du carré de l'induction B et dans le cas d'un entrelacement strict, l'expression de l'inductance de fuite correspond à l'équation (3.53). Plus de détails sur ce calcul sont renseignés dans [81]. Comme pour le calcul analytique des pertes cuivre, ce calcul permet de donner une estimation haute de l'inductance de fuite déterminée par simulation.

$$L_{f_{tr,ana}} = \frac{1}{\mu_0 \cdot I_1^2} \cdot \int B^2 \cdot dV \quad (3.52)$$

$$L_{f_{tr,ana}} = \frac{\mu_0 \cdot l_{ms}}{h_{cu}} \cdot \left(\frac{2 \cdot e_{cu}}{3} + n_s \cdot e_{in} \right) \quad (3.53)$$

Calcul par simulation Pour calculer l'inductance de fuite par simulation, deux méthodes existent la méthode de l'énergie magnétique et la méthode des flux. Ces deux méthodes sont comparées dans cette section.

Méthode de l'énergie magnétique Sur le même principe que le calcul analytique, le logiciel FEMM calcule l'énergie magnétique $W_{m,simu}$ sur tout le volume d'étude lorsque que le courant magnétisant est fixé à zéro. Pour fixer ce courant à zéro, les courants primaires et secondaires sont fixés suivant la relation $i_1 = -m \cdot i_2$. L'inductance de fuite correspondante est définie par l'équation (3.54).

$$L_{f_{tr}} = \frac{2 \cdot W_{m,simu}}{I_1^2} \quad (3.54)$$

Pour simplifier le temps de calcul sur FEMM, le volume d'étude pour le calcul de $W_{m,simu}$ peut négliger le volume du matériau magnétique, comme cela est défini sur la Figure 3.29. Le volume dans le matériau magnétique peut ne pas être pris en compte car l'induction magnétique y est très faible comparée à celle contenue dans le volume sélectionné dans la Figure 3.29. Le nouveau volume d'étude est représenté sur la Figure 3.30.

Méthode des flux Lors d'une simulation, FEMM calcule les valeurs d'inductances par enroulement correspondant au flux ϕ de l'enroulement sur le courant le traversant. Dans le cas où les courants primaires et secondaires sont fixés suivant la relation $i_1 = -m \cdot i_2$. Les équations des flux détaillées dans la section 3.1.3.1 deviennent (3.55).

$$i_1 = -m \cdot i_2 \quad \begin{cases} \phi_1 = i_1 \cdot \left(L_1 - \frac{M}{m} \right) \\ \phi_2 = i_2 \cdot (L_2 - m \cdot M) \end{cases} \quad (3.55)$$

D'après les équations (3.15) et (3.16), les inductances de fuite primaire et secondaire correspondent aux inductances déterminées par la simulation lorsque la relation $i_1 = -m \cdot i_2$ est vérifiée. Elles sont définies par les expressions (3.56).

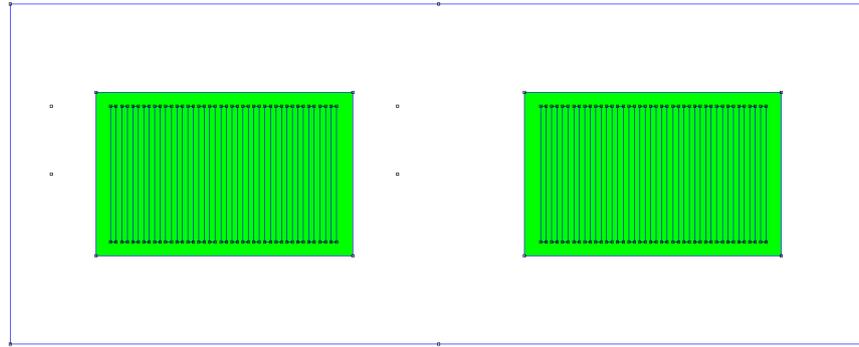


FIGURE 3.29 – Calcul de l'énergie magnétique sur les zones sélectionnées pour un transformateur de dimension X_{E32}

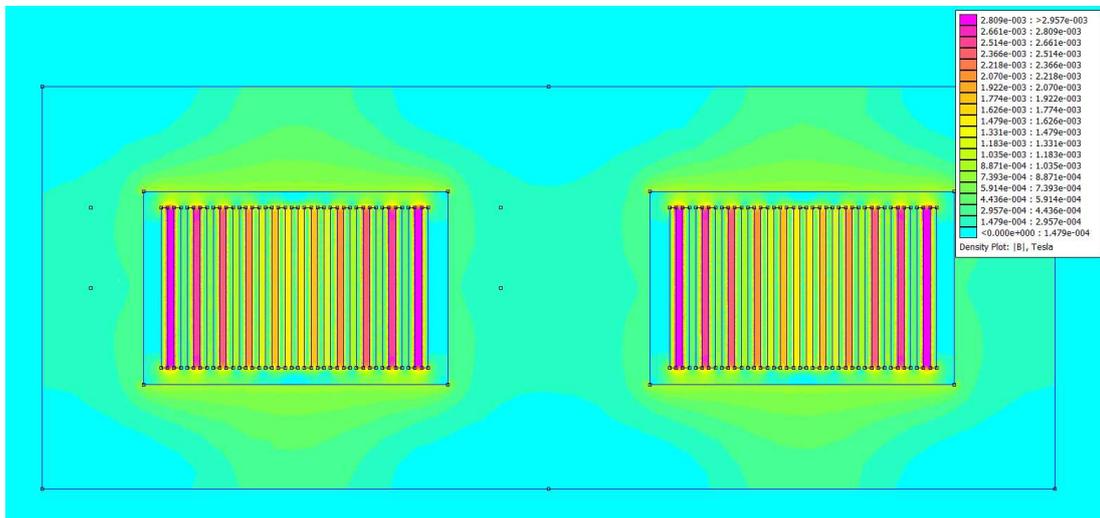


FIGURE 3.30 – Induction magnétique pour un transformateur de dimension X_{E32}

$$i_1 = -m \cdot i_2 \quad \begin{cases} Lf1_{tr} = \frac{\phi_1}{i_1} & Lf1_{tr} = L_1 - \frac{M}{m} \\ Lf2_{tr} = \frac{\phi_2}{i_2} & Lf2_{tr} = L_2 - m \cdot M \end{cases} \quad (3.56)$$

L'inductance de fuite totale vue du primaire utilisée comme paramètre de dimensionnement est définie par la relation (3.57).

$$Lf_{tr} = Lf1_{tr} + \frac{Lf2_{tr}}{m^2} \quad (3.57)$$

Comparaison Afin de vérifier cette méthode, l'inductance de fuite est calculée pour deux points de simulation $p_{ft,A}$ et $p_{ft,B}$ renseignés dans la Table 3.4. Pour ces deux points, les deux méthodes (méthode de l'énergie magnétique et méthode des flux) sont simulées pour être ensuite comparées. Les différentes valeurs d'inductances de fuites sont définies dans la Table 3.5. Ces valeurs sont proches ce qui permet de valider les deux méthodes de calcul.

TABLE 3.4 – Point de fonctionnement $p_{ft,A}$ et $p_{ft,B}$

Point de fonctionnement	Puissance du module P_{tr} kW	Fréquence f_{tr} kHz	Géométrie de noyau X_{noy}	Épaisseur d'isolation e_{in} μm
$p_{ft,A}$	7,3	500	X_{E38}	204
$p_{ft,B}$	7,3	800	X_{E38}	204

TABLE 3.5 – Détermination de l'inductance de fuite pour deux méthodes de calcul

Point de fonctionnement	Inductance de fuite nH méthode des flux	Inductance de fuite nH méthode de l'énergie magnétique
$p_{ft,A}$ $n_1 = 15$	48	45
$p_{ft,B}$ $n_1 = 17$	51	48

FEMM est un logiciel 2D. La profondeur est spécifiée dans les paramètres de calcul. Dans le cas du calcul de l'inductance, nous avons choisi de spécifier la profondeur suivant la longueur moyenne d'une spire divisée par deux. Cette profondeur est représentée sur la Figure 3.31.

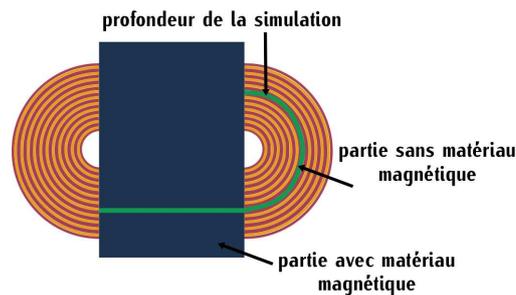


FIGURE 3.31 – Profondeur de la simulation

Cette profondeur a été choisie pour éviter de réaliser deux simulations une pour la partie matériau magnétique et une pour la partie des chignons de cuivre. Cependant le logiciel considère que le matériau magnétique s'étend sur toute la profondeur. L'énergie simulée avec un volume d'étude négligeant le matériau magnétique est proche de l'énergie simulée totale. L'approximation d'une profondeur correspondant à la Figure 3.31 ne modifie pas la valeur d'énergie simulée. Pour le calcul de l'inductance, nous choisissons la méthode énergétique pour cette raison.

3.5.1.5 Capacité parasite

L'entrelacement total des spires primaire et secondaire réduit considérablement les pertes cuivre dues aux effets de proximité contrairement à une structure non entrelacée. Par contre, ce type d'entrelacement augmente considérablement la capacité parasite entre les conducteurs primaire et secondaire. Cette capacité située entre les conducteurs primaires et secondaires au niveau de l'isolant est définie sur la Figure 3.32. Elle est schématisée sur la Figure 3.33.

La capacité électrique notée C_{iso} entre deux plans séparés par un isolant appelé *iso* est définie suivant (3.58). Dans cette équation, ϵ_0 représente la permittivité électrique du vide, ϵ_r

la permittivité relative de l'isolant, S_{iso} la surface des deux plans séparés par l'isolant et e_{iso} l'épaisseur d'isolation. Si nous transposons cette expression à notre application, la capacité parasite $C_{p,s}$ entre une spire primaire et une spire secondaire s'exprime suivant la relation (3.59) avec l_{ms} la longueur moyenne d'une spire (Figure 3.32). Ces deux spires sont séparées par un isolant d'épaisseur e_{in} . Pour connaître la capacité parasite totale $C_{p,tr}$, il faut calculer le nombre de couches d'isolation entre une spire primaire et une spire secondaire dans tout le bobinage. Ce nombre correspond à $n_s - 1$, la capacité parasite totale est donc définie suivant (3.60).

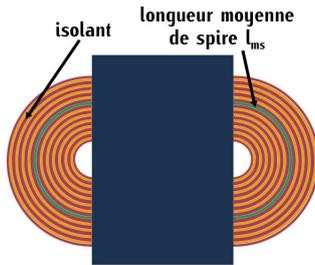


FIGURE 3.32 – Vue du dessus du transformateur

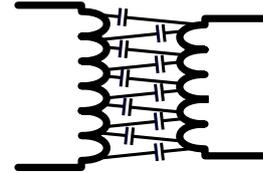


FIGURE 3.33 – Représentation schématique de la capacité parasite inter-enroulements

$$C_{iso} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S_{iso}}{e_{iso}} \quad (3.58)$$

$$C_{p,s} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot h_{cu} \cdot l_{ms}}{e_{in}} \quad (3.59)$$

$$C_{p,tr} = (n_s - 1) \cdot C_{p,s} \quad (3.60)$$

Au niveau de la représentation du modèle de transformateur, la capacité parasite totale peut être séparée en deux capacités parasites notées $C_{p,tr1}$ et $C_{p,tr2}$ valant chacune $C_{p,tr}/2$. Le modèle électrique du transformateur associé est défini de manière simplifiée sur la Figure 3.34.

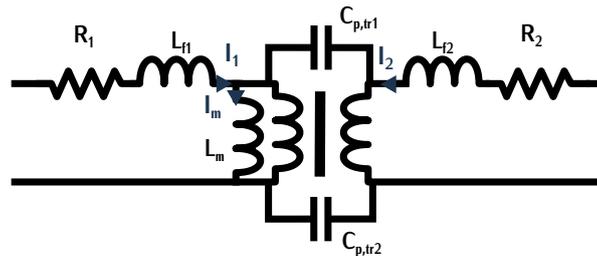


FIGURE 3.34 – Modèle électrique du transformateur avec la capacité parasite inter-enroulements

3.5.2 Modélisation sous FEMM

Le transformateur est modélisé via le logiciel FEMM couplé à une routine Matlab afin d'automatiser les différents calculs. Le principe de simulation se déroule en six étapes. Les quatre premières étapes définissent la déclaration des paramètres de l'étude. Lors de la première étape, la routine Matlab code sur le logiciel FEMM une des dimensions X_{noy} du transformateur planar ainsi que les propriétés du matériau magnétique 3F36. Cette phase est représentée sur la Figure 3.35.

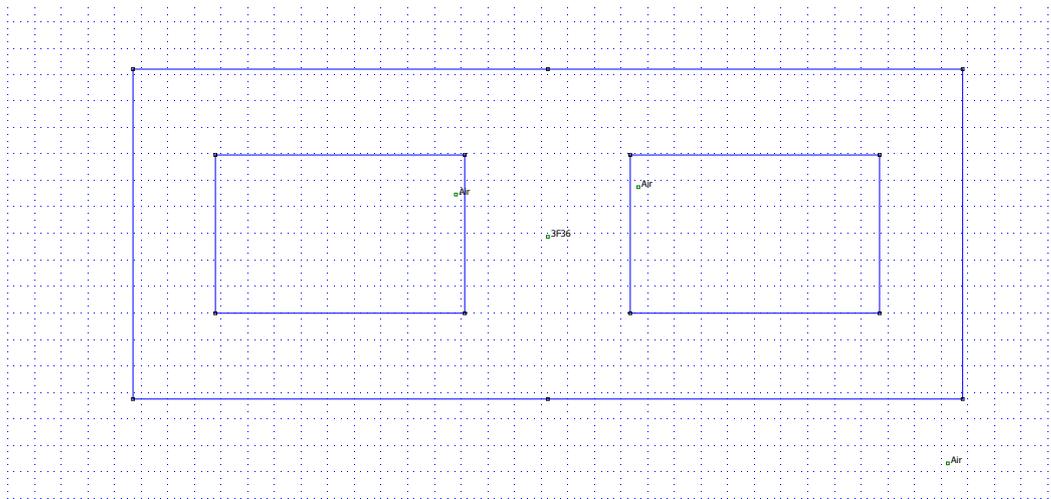


FIGURE 3.35 – Déclaration des dimensions du noyau X_{E32} sous FEMM lors de la première phase de modélisation

Lors de la seconde étape, le second paramètre de l'étude qui correspond à la puissance du module P_{tr,m_p} est défini. Cependant ce paramètre n'est pas spécifié directement dans le logiciel FEMM car ce logiciel fonctionne avec des valeurs de courant et non de puissance. La variable de courant définie correspond au courant crête noté \hat{I}_{tr,m_p} et cette variable est exprimée en fonction de la puissance P_{tr,m_p} à l'aide de relation (3.61). Le courant magnétisant I_m défini par la relation (3.62) est ajouté dans la modélisation pour une meilleure estimation des pertes cuivre. La variable finale du courant a donc deux composantes : une composante réelle définie par le courant crête \hat{I}_{tr,m_p} et une composante complexe définie par le courant magnétisant I_m . Le calcul de ces deux valeurs de courant est détaillé en Annexe B.1.3.

$$\hat{I}_{tr,m_p} = \frac{P_{tr,m_p} \cdot \pi}{V_{in} \cdot 2} \quad (3.61)$$

$$I_m = \frac{V_{in}}{4 \cdot f_{tr} \cdot L_m} \quad (3.62)$$

Lors de la troisième étape, une valeur de fréquence f_{tr} est fixée dans les paramètres du logiciel FEMM. L'épaisseur de cuivre est également définie car elle dépend de cette valeur de fréquence. Cette épaisseur notée e_{cu} est fixée à deux fois l'épaisseur de peau e_{peau} . Le choix de cette épaisseur est détaillé en Annexe D.1.

Lors de la quatrième étape, une des deux épaisseurs d'isolation $e_{in,1}$ ou $e_{in,2}$ est fixée. Suite au choix de la fréquence et de l'épaisseur d'isolation, l'épaisseur totale d'un conducteur (cuivre + isolant) est donc connue. La routine Matlab peut alors calculer le nombre de spires totales n_s du transformateur. Il s'agit de la cinquième phase. Le but de la routine est de maximiser l'utilisation de la section de bobinage S_{bob} . Le nombre de spires n_s défini par la simulation correspond donc au nombre maximum de spires que peut contenir cette section. À cet état de l'étude, le transformateur modélisé sur FEMM est représenté sur la Figure 3.36

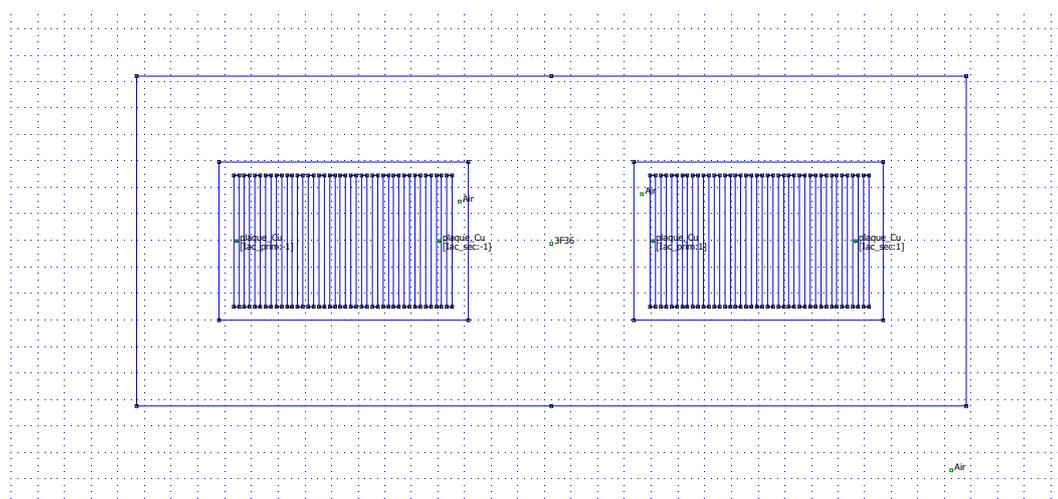


FIGURE 3.36 – Déclaration des dimensions du noyau X_{E32} et son bobinage sous FEMM pour une fréquence de $500kHz$ et une épaisseur d'isolation $e_{in,1}$

Les quatre premières étapes ont chacune spécifié un paramètre variable de l'étude. Elles définissent un point de fonctionnement noté p_{ft} . Chaque point de fonctionnement p_{ft} est donc caractérisé pour une dimension de noyau X_{noy} , une valeur de puissance $P_{tr,mp}$, une valeur de fréquence f_{tr} et une épaisseur d'isolation e_{in} .

Dans la sixième et dernière étape, les pertes cuivre $P_{cu,tr}$ et les pertes fer $P_{fer,tr}$ sont évaluées ainsi que la capacité inter-spires $C_{p,tr}$. Pour calculer la valeur d'inductance de fuite totale vue du primaire $L_{f,tr}$ du transformateur, le courant magnétisant I_m spécifié dans la phase deux est fixé à zéro. Une nouvelle simulation est relancée pour déterminer la valeur de l'inductance. La raison de ce choix est détaillée dans la section 3.5.1.4.

Une fois ces six étapes et les deux simulations achevées, la routine Matlab reprend le processus à l'étape quatre en modifiant l'épaisseur d'isolation $e_{in,1}$ pour la valeur $e_{in,2}$ et, à nouveau, les quatre grandeurs de comparaison sont déterminées. Une fois que le calcul a été réalisé pour toutes les épaisseurs d'isolation $e_{in,1}$ et $e_{in,2}$, la routine remonte à l'étape trois en modifiant, cette fois-ci, la fréquence. Le processus se termine lorsque toutes les grandeurs de comparaison ont été calculées pour tous les points de fonctionnement p_{ft} ce qui correspond à 336 points.

Le résumé du processus de simulation pour une dimension de noyau est schématisé sur la Figure 3.37 (a). Le processus de remplissage de spires pour maximiser la surface de bobinage S_{bob} est représenté sur la Figure 3.37 (b).

3.6 Résultats

3.6.1 Analyse des résultats

À chaque point de fonctionnement p_{ft} et pour chaque dimension X_{noy} , les valeurs $C_{p,tr}$, $L_{f,tr}$, $L_{f,tr,ana}$, $P_{fer,tr}$, $P_{cu,ana,tot}$ et $P_{cu,tr}$ sont déterminées par simulation et pour certaines par calcul

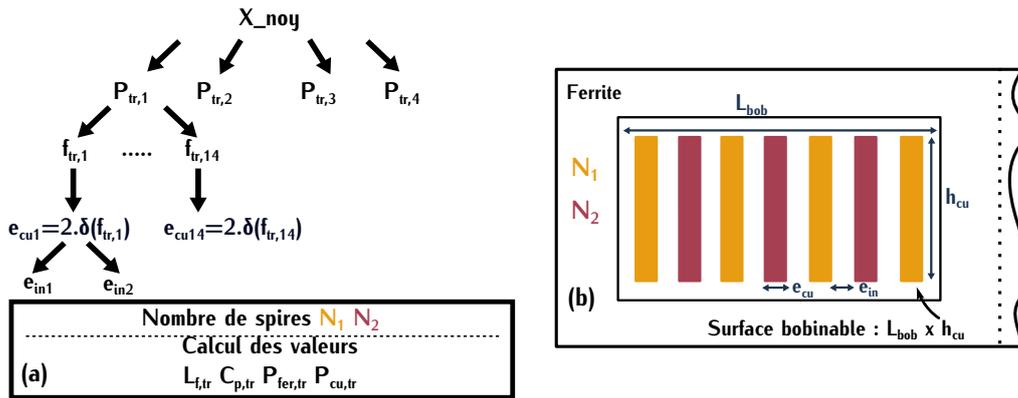


FIGURE 3.37 – (a) Schéma de l'étude paramétrique (b) Schéma du transformateur simulé

analytique. Les pertes cuivre pour les deux épaisseurs d'isolation et pour le noyau X_{E38} sont représentées sur les Figures 3.38 et 3.39. Ces pertes sont proportionnelles au carré du courant efficace qui traverse les conducteurs. C'est-à-dire que plus la puissance est élevée, plus les pertes dans les conducteurs sont importantes. Ce résultat se vérifie sur les deux figures précédentes. Les pertes cuivre pour les trois dimensions de noyau sont données en Annexe D.3.1.1, D.3.2.1 et D.3.3.1.

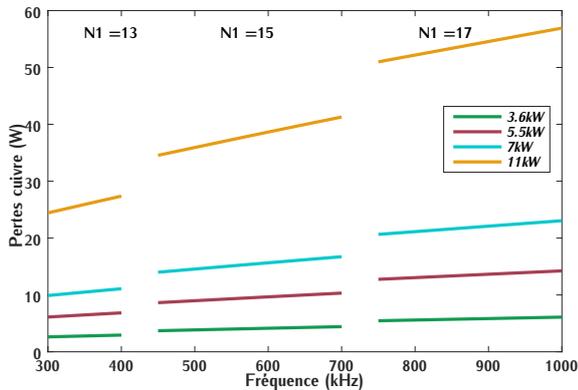


FIGURE 3.38 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence et de la puissance pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$

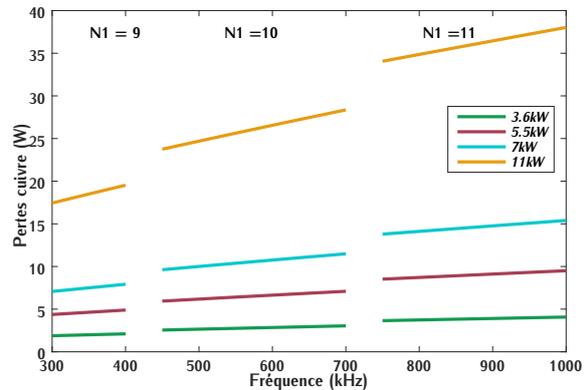


FIGURE 3.39 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence et de la puissance pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu m$

Les pertes cuivre analytiques correspondent à une estimation haute des pertes déterminées par simulation. Elles permettent de vérifier leurs valeurs. Sur les Figures 3.40 et 3.41, les pertes analytiques $P_{cu,ana,tot}$ sont comparées avec les valeurs de $P_{cu,tr}$ pour les puissances de 3,6kW et 5,6kW et pour une épaisseur d'isolation $e_{in,1}$. La totalité des comparaisons des pertes est représentée en Annexe D.3.1.4, D.3.2.4 et D.3.3.4. Ces pertes sont effectivement supérieures aux pertes déterminées par simulation, ce qui nous permet une première validation du modèle FEMM.

Les pertes fer $P_{fer,tr}$ pour les deux épaisseurs d'isolation e_{in} sont représentées sur les Figures

3.42 et 3.43. Les pertes sont plus importantes lorsque la fréquence est minimale. Généralement lorsque la fréquence diminue, les pertes volumiques fer ont tendance à diminuer également, comme nous pouvons le constater sur la Figure C.6 de la datasheet du matériau 3F36.

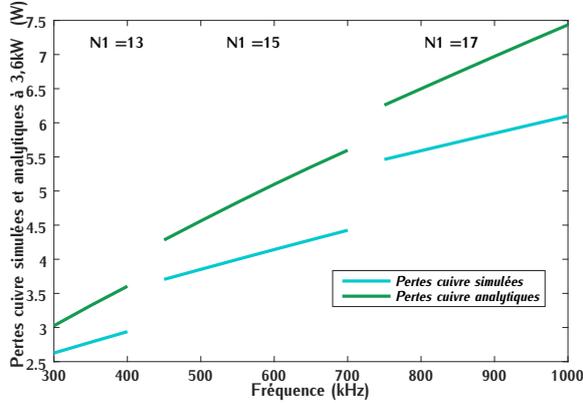


FIGURE 3.40 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu\text{m}$

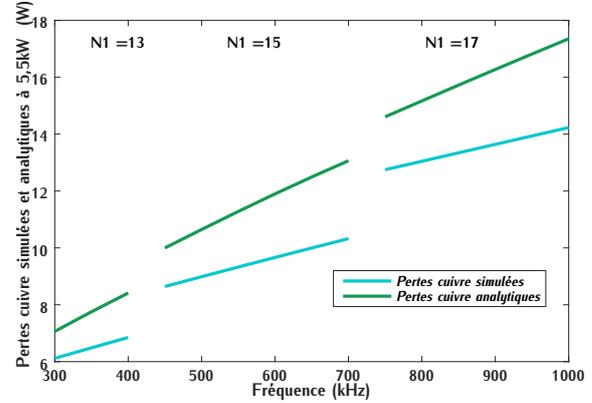


FIGURE 3.41 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu\text{m}$

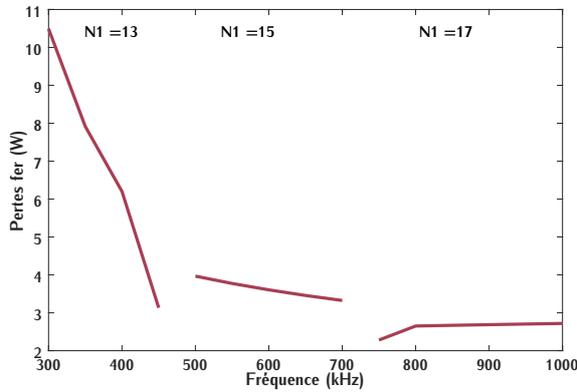


FIGURE 3.42 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu\text{m}$

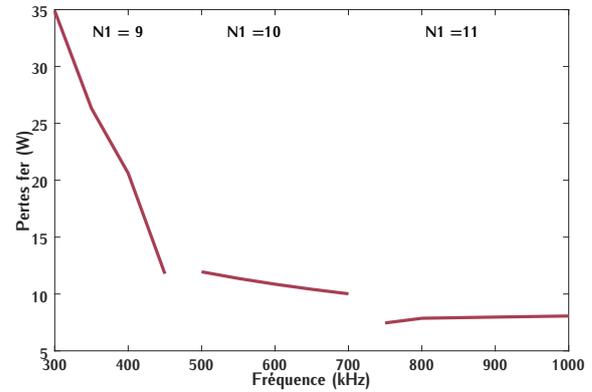


FIGURE 3.43 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu\text{m}$

Dans notre configuration, l'induction magnétique n'est pas constante. L'influence de la fréquence et de l'induction sur les pertes se vérifie en remplaçant la valeur de l'induction \widehat{B} par son expression (3.49) dans l'équation des pertes fer. L'équation des pertes devient la relation (3.63). Les pertes fer sont fortement dépendantes des indices x et y qui sont renseignés dans la Table C.2. L'indice x étant plus faible que l'indice y , les pertes fer diminuent lorsque la fréquence augmente.

$$P_{fer,tr} = C_m \cdot \frac{f_{tr}^x}{f_{tr}^y} \cdot \left(\frac{\widehat{V}_{in}}{n_1 \cdot A_e \cdot 2 \cdot \pi} \right)^y \cdot (C_{t2}^2 \cdot T^2 - C_{t1} \cdot T + C_t) \cdot V_{fer} \quad (3.63)$$

La différence des pertes fer entre les résultats pour deux épaisseurs d'isolation $e_{in,1}$ et $e_{in,2}$, s'explique par le nombre de spires primaires n_1 . Ce nombre est plus faible dans le cas d'une épaisseur $e_{in,2}$ plus grande que l'épaisseur $e_{in,1}$. La valeur des pertes fer est donc plus élevée lorsque l'isolant est épais (Figure 3.43). L'ensemble des résultats de ces pertes est donné en Annexe D.3.1.1, D.3.2.1 et D.3.3.1

D'après l'expression (3.60), la capacité inter-enroulements $C_{p,tr}$ est fortement dépendante de l'épaisseur d'isolation et du nombre de spires. L'épaisseur d'isolation $e_{in,2}$ vaut le double de l'épaisseur $e_{in,1}$. Le nombre de spires que peut contenir la surface de bobinage S_{bob} est inférieur dans le cas d'une épaisseur $e_{in,2}$ que dans le cas d'une épaisseur $e_{in,1}$. La capacité parasite attendue avec une épaisseur $e_{in,2}$ est donc significativement plus faible que pour une épaisseur $e_{in,1}$. Les Figures 3.44 et 3.45 qui représentent la capacité parasite pour une dimension de noyau X_{E38} permettent de le vérifier. L'ensemble des valeurs de capacités est donné en Annexe D.3.1.3, D.3.2.3 et D.3.3.3.

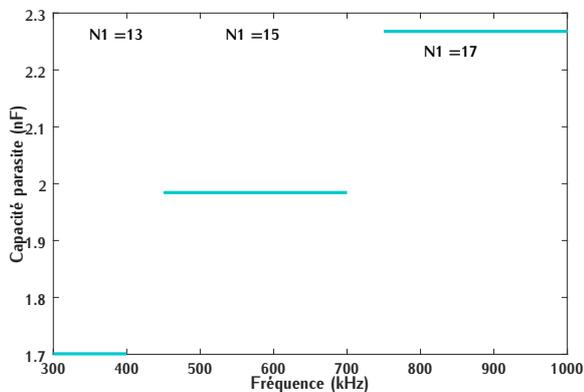


FIGURE 3.44 – Capacité inter-enroulements en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$

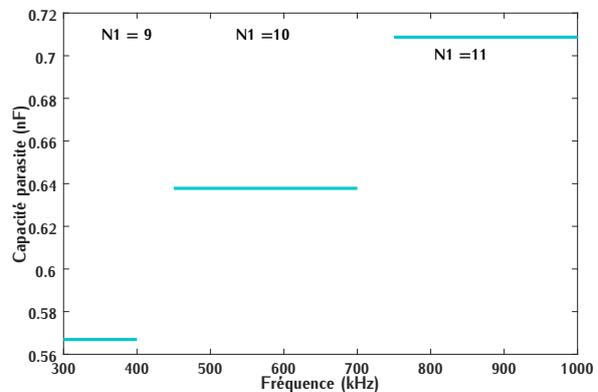


FIGURE 3.45 – Capacité inter-enroulements en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu m$

L'inductance de fuite $L_{f,tr}$ dépend du nombre de spires. Mais elle est également dépendante de l'épaisseur d'isolation e_{in} d'après l'équation (3.53). Pour une même dimension de noyau, sa valeur sera plus importante dans la configuration $e_{in,2}$. Les Figures 3.46 et 3.47 représentent l'inductance de fuite pour un noyau de dimension X_{E38} . Sur ces deux figures, la valeur de l'inductance $L_{f,tr}$ est plus importante dans la configuration $e_{in,2}$ à la fois avec le calcul analytique et avec les résultats de la simulation. L'ensemble des valeurs d'inductances est donné en Annexe D.3.1.2, D.3.2.2 et D.3.3.2.

3.6.2 Modèle thermique simplifié du transformateur

Pour sélectionner un dimensionnement de transformateur, il faut statuer sur le niveau de pertes acceptables. Dans la section 3.3.5, nous avons discuté de la dépendance de ce niveau avec le système de refroidissement choisi. Pour conclure sur cette valeur limite de pertes, un modèle thermique simplifié du transformateur et de son système de refroidissement sélectionné est réalisé. Le but de ce modèle est d'estimer la valeur de la température la plus élevée de l'isolant du cuivre et

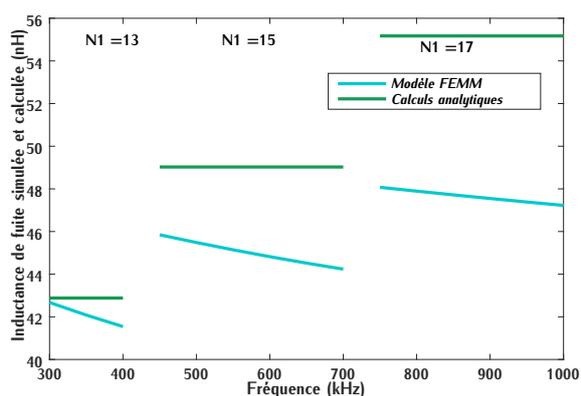


FIGURE 3.46 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204 \mu m$

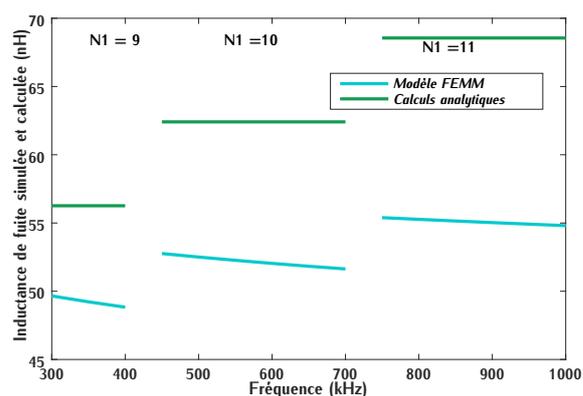


FIGURE 3.47 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 408 \mu m$

du matériau ferrite pour chaque point de fonctionnement. Les points de fonctionnement où cette température dépasse les valeurs maximales ne seront pas retenus pour le dimensionnement du transformateur.

D'après le principe de refroidissement sélectionné qui est représenté sur la Figure 3.19 (a), seule la surface inférieure est refroidie. Nous supposons que les températures les plus élevées sont situées sur la surface supérieure puisque c'est la surface non refroidie. Ces températures notées $T_{h,cu}$ et $T_{h,fer}$ ne doivent pas dépasser les valeurs critiques notées $T_{ct,cu}$ et $T_{ct,fer}$ afin d'éviter d'endommager le transformateur.

La température critique du cuivre $T_{ct,cu}$ est de $180^\circ C$. Cette température correspond à la température maximale de fonctionnement du ruban isolant PTFE qui entoure les conducteurs de cuivre. Le ruban de PTFE peut supporter des températures au-delà de $180^\circ C$ mais pour des raisons de fiabilité cette température est fixée à 180.

La température critique du matériau ferrite $T_{ct,fer}$ correspond à la température de Curie. Au-delà de cette température, ce matériau perd ses propriétés magnétiques. La valeur d'induction à saturation est fortement diminuée lorsque la température du matériau approche cette température de Curie. Dans notre application, l'induction crête est faible devant la valeur de saturation. Une marge entre la température de Curie et la température critique est, tout de même, prise pour s'assurer du fonctionnement du transformateur. La courbe de perméabilité initiale du matériau 3F36 représentée sur la Figure C.2 définit la température de Curie aux alentours de $200^\circ C$. Pour respecter cette marge de sécurité, la température critique de la ferrite $T_{ct,fer}$ est fixée à $180^\circ C$ également. Les points de fonctionnement dont les pertes impliquent des températures supérieures aux températures critiques ne seront pas retenus. Le modèle thermique permet de faire un premier choix de dimensionnement en éliminant ces points de fonctionnement critiques.

Pour simplifier ce modèle, le transformateur et le système de refroidissement sont représentés

en deux dimensions pour être ensuite schématisés par les résistances thermiques associées. Le transformateur est décomposé en deux parties : la partie cuivre représentée sur la Figure 3.48 (b) et la partie ferrite représentée sur la Figure 3.48 (c). Les surfaces définies dans ces deux parties sont utilisées dans le calcul des résistances thermiques.

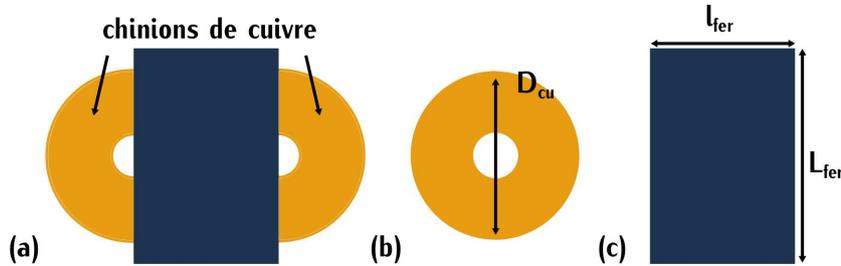


FIGURE 3.48 – (a) Vue du dessus d’un transformateur planar (b) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,cu}$ (c) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,fer}$

Le modèle thermique équivalent du transformateur et du système de refroidissement est représenté sur la Figure 3.49 (a). Il ne tient pas compte de l’influence des conducteurs de cuivre sur le noyau de ferrite et inversement, c’est-à-dire que la résistance thermique $R_{th,cu,fer}$ est négligée. La conductivité thermique du cuivre définie dans la Table E.1 est très élevée comparée à celle du matériau ferrite. Nous supposons que la quasi-totalité des pertes dans les conducteurs sont dissipées par les parties du cuivre hors ferrite définies par les chignons de cuivre. Ces chignons sont représentés sur la Figure 3.48 (a).

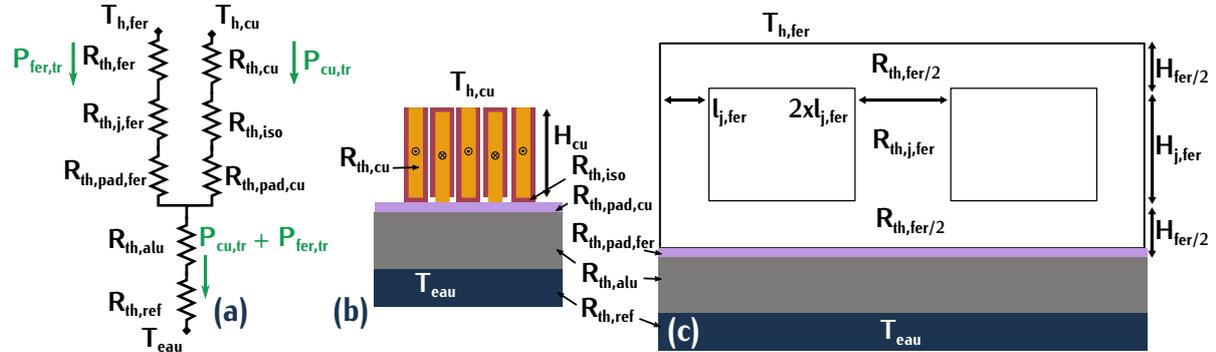


FIGURE 3.49 – (a) Modélisation thermique 2D simplifiée du transformateur à l’aide de résistances thermiques (b) Vue 2D du bobinage cuivre sur le refroidissement (c) Vue 2D de la géométrie planar sur le refroidissement

Les équations (3.64) et (3.65) basées sur le modèle thermique de la Figure 3.49 (a) permettent de déterminer l’élévation de température entre la base du refroidissement et les surfaces hautes. Les résistances thermiques des différents matériaux qui composent le transformateur et le système de refroidissement sont déterminées dans la Table E.1 de l’Annexe E.1.1.

$$\Delta T_{h,cu} = T_{h,cu} - T_{eau} \quad \Delta T_{h,cu} = P_{cu,tr} \cdot (R_{th,cu} + R_{th,iso} + R_{th,pad,cu}) + (P_{cu,tr} + P_{fer,tr}) \cdot (R_{th,alu} + R_{th,ref}) \quad (3.64)$$

$$\Delta T_{h,fer} = T_{h,fer} - T_{eau} \quad \Delta T_{h,fer} = P_{fer,tr} \cdot (R_{th,fer} + R_{th,j,fer} + R_{th,pad,fer}) + (P_{cu,tr} + P_{fer,tr}) \cdot (R_{th,alu} + R_{th,ref}) \quad (3.65)$$

Dans cette étude, ce sont les valeurs de températures maximales qui nous intéressent. Pour déterminer les températures $T_{h,cu}$ et $T_{h,fer}$ dans un cas critique, la température d'eau utilisée correspond donc à la température critique du système de refroidissement. Dans notre application, elle correspond à 60°C . Les valeurs des températures maximales considérées sont représentées sur les Figures 3.50 et 3.52 pour une épaisseur d'isolation de $208\mu\text{m}$ et sur les Figures 3.51 et 3.53 pour une épaisseur d'isolation de $408\mu\text{m}$. Les résultats pour tous les points de fonctionnement et toutes les géométries sont donnés en Annexe E.1.2.

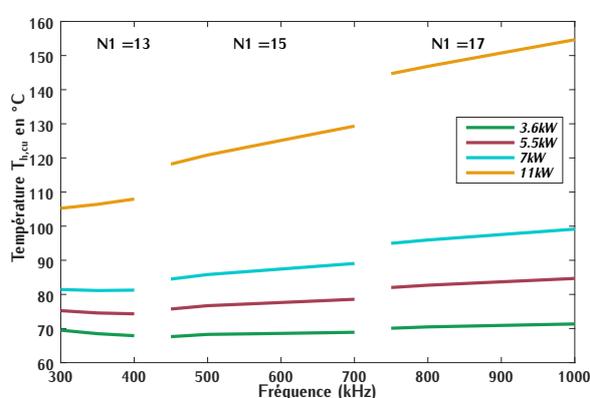


FIGURE 3.50 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu\text{m}$

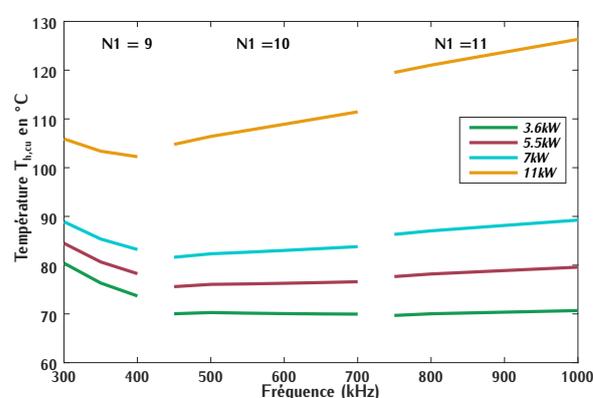


FIGURE 3.51 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,2} = 408\mu\text{m}$

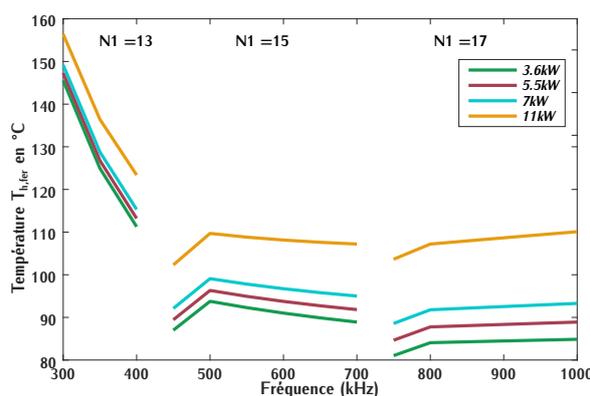


FIGURE 3.52 – Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

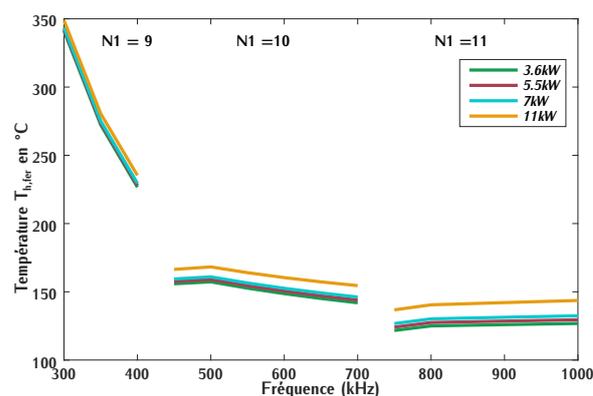


FIGURE 3.53 – Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

Dans la modélisation, l'hypothèse réalisée impose que les pertes fer et cuivre se dissipent à partir de la surface haute non-refroidie à la surface basse refroidie, ce qui n'est pas exactement le cas. Les pertes fer définies comme des pertes volumiques ne sont pas localisées sur un point particulier mais sur tout le volume du matériau magnétique. Les pertes dans les conducteurs de cuivre sont dues à la circulation du courant (résistance). Le bobinage FEIS utilisé permet une conduction presque uniforme du courant dans les spires centrales et une diminution de la surface de conduction sur les spires extérieures (Figure 3.16 (b)). Les pertes ne sont pas concentrées sur une spire ou un élément de surface. En réalité, les pertes au sein des conducteurs et de la ferrite sont localisées de manière quasi homogène sur tout leur volume. Cette approximation surestime les températures. Cette modélisation permet toutefois de faire un premier choix de dimensionnement qui sera ensuite validé ou invalidé expérimentalement.

3.6.3 Premier choix de dimensionnement

Suite aux résultats donnés par le modèle thermique, les températures de la surface haute $T_{h,fer}$ dépassent la valeur critique $T_{ct,fer}$ dans le noyau de dimension X_{E32} pour les deux épaisseurs d'isolation (Figure E.5 et E.6) et dans le noyau de dimension X_{E38} pour l'épaisseur d'isolation $e_{in,2}$ (Figure 3.53). Le noyau de dimension X_{E32} n'est donc pas retenu pour le dimensionnement final ainsi que le noyau de dimension X_{E38} pour une épaisseur d'isolation $e_{in,2}$.

Les températures $T_{h,fer}$ et $T_{h,cu}$ ne dépassent pas les valeurs critiques pour le noyau X_{E38} avec une épaisseur d'isolation $e_{in,1}$ et pour le noyau X_{E43} . Le choix se porte sur le noyau le moins volumineux des deux : le noyau X_{E38} avec une épaisseur $e_{in,1}$ afin d'obtenir la meilleure densité de puissance.

Lors du calcul des pertes fer (3.48), la température de fonctionnement T a été fixée à $100^{\circ}C$. Les points de fonctionnement impliquant une température $T_{h,fer}$ supérieure à $100^{\circ}C$ ne sont donc pas préférables car ils s'éloignent de l'estimation des pertes fer. Cela nous permet d'éliminer les points de fonctionnement opérant à la puissance de $11kW$ dans le noyau sélectionné (Figure 3.52). Dans ce même noyau, les pertes fer sont élevées lorsque la fréquence est proche de $300kHz$ (Figure 3.42). Inversement, les pertes cuivre sont plus élevées lorsque la fréquence augmente (Figure 3.38). En analysant la somme des pertes fer et cuivre pour le noyau sélectionné, la zone entre $500kHz$ et $700kHz$ correspond à un minimum de pertes (Figure 3.54).

Le choix se porte sur un dimensionnement de transformateur proche de $500kHz$ et une puissance de $7,3kW$ car le but est d'augmenter la densité de puissance. Le point de fonctionnement qui répond à ces critères est défini par le point $p_{ft,A}$. Ce point est renseigné dans la Table 3.4.

3.7 Vérification expérimentale

Suite au choix de dimensionnement, un transformateur de géométrie X_{E38} avec les caractéristiques du point de fonctionnement $p_{ft,A}$ (Table 3.4) est réalisé. Ce premier transformateur construit est représenté sur la Figure 3.55. Il possède un volume de $27cm^3$ pour un fonctionnement prévu à $7,3kW$. Les longueurs de câblages sont représentées par les longueurs $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$. Le but de cette section est d'évaluer les performances attendues de ce transformateur par rapport aux résultats de simulation.

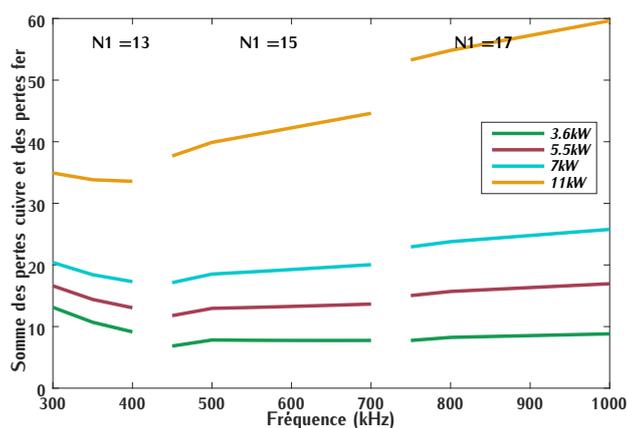


FIGURE 3.54 – Somme des pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in,1} = 204\mu m$

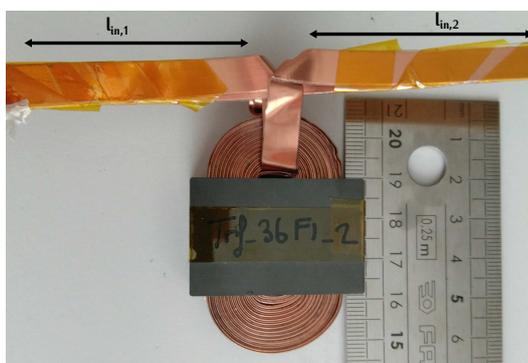
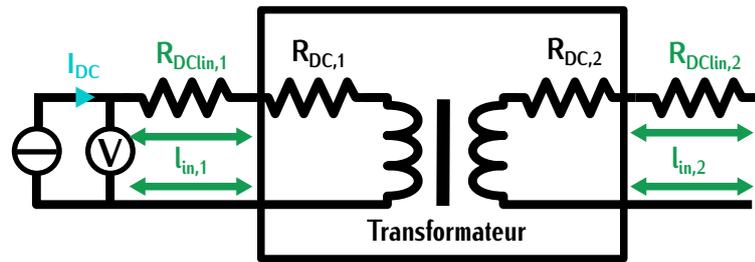


FIGURE 3.55 – Photographie du transformateur testé pour la vérification expérimentale

La mesure des grandeurs du transformateur telles que l'inductance de fuite, la résistance AC et la résistance DC doit se faire uniquement au sein du transformateur. Le raccordement du transformateur sur les onduleurs primaires et secondaires, nécessite de laisser une certaine longueur de feuillard notées $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$. Ces longueurs sont inductives et résistives. Durant la phase de mesure, les résistances de ces longueurs et les inductances des boucles associées seront mesurées pour être retranchées aux mesures du système entier afin d'isoler uniquement le transformateur. Le but est de mesurer les valeurs internes du transformateur afin de comparer avec les valeurs déterminées par simulation qui ne prennent pas en compte le câblage.

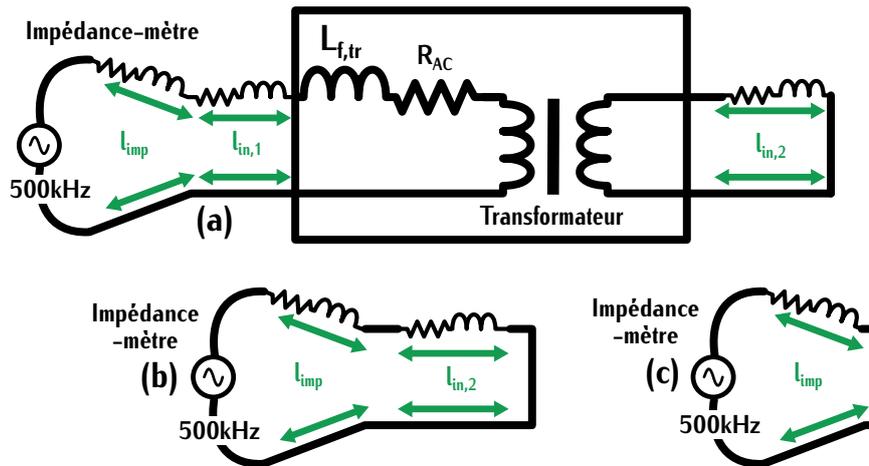
La mesure de la résistance DC est réalisée par une mesure quatre points. Un courant continu est injecté aux bornes du primaire et la tension de l'enroulement est mesurée. Le principe de la mesure est représenté sur la Figure 3.56.

La résistance DC du primaire est ensuite déterminée grâce à la loi d'Ohm. La même méthode est appliquée au niveau de l'enroulement secondaire. De la même manière, les résistances DC des longueurs $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$ sont mesurées séparément. La résistance R_{DC} est ensuite calculée suivant la relation (3.66). La valeur finale est renseignée dans la Table 3.6. Le dispositif de mesure est décrit en Annexe F.1.

FIGURE 3.56 – Schéma du principe de mesure de la résistance $R_{DC,1}$

$$R_{DC} = R_{DC1} - R_{DC,lin1} + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot (R_{DC2} - R_{DC,lin2}) \quad (3.66)$$

L'inductance de fuite et la résistance AC sont mesurées à l'aide d'un impédance-mètre. Pour déterminer ces valeurs, le secondaire du transformateur est mis en court-circuit. Les valeurs d'inductance série $L_{mes,s}$ et de résistance série $R_{mes,s}$ sont relevées pour une fréquence de 500kHz ce qui correspond à la fréquence d'étude. La Figure 3.57 (a) détaille le principe de cette mesure.

FIGURE 3.57 – Schéma du principe de mesure de l'inductance $L_{f,tr,mes}$ et de la résistance $R_{AC,mes}$

Pour isoler les paramètres du transformateur seul, des mesures d'impédances sont réalisées sur un conducteur de cuivre représentant les longueurs de câblage $l_{in,1}$, $l_{in,2}$ et l_{imp} du transformateur. Ces longueurs sont représentées sur la Figure 3.58 et le principe de mesure de ce câble est représenté sur les Figures 3.57 (b) et (c). La longueur l_{imp} permet la connexion du transformateur à l'impédance mètre. Ces valeurs sont ensuite retranchées à l'inductance série $L_{mes,s}$ suivant la relation (3.67) et à la résistance série $R_{mes,s}$ suivant la relation (3.68). Les valeurs d'inductance de fuite $L_{f,tr,mes}$ et la résistance $R_{AC,mes}$ au sein du transformateur sont renseignées dans la Table 3.6. Le détail du dispositif de mesure est décrit en Annexe F.2.

$$L_{f,tr,mes} = L_{mes,s} - L_{lin1} - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot (L_{lin2}) - L_{limp} \quad (3.67)$$

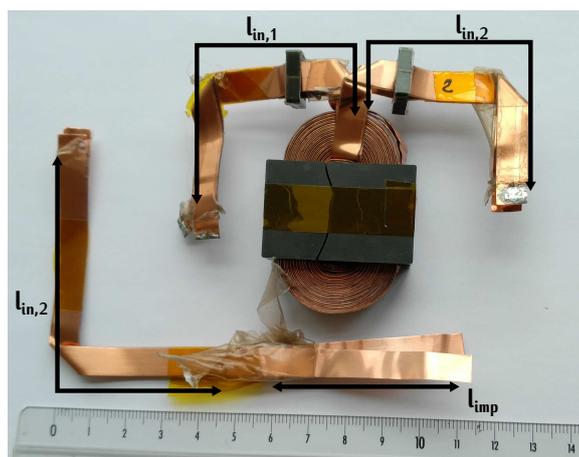


FIGURE 3.58 – Photographie du transformateur testé pour la vérification expérimentale des inductances de fuite et de la résistance AC

$$R_{AC,mes} = R_{mes,s} - R_{AC,lin1} - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot (R_{AC,lin2}) - R_{AC,limp} \quad (3.68)$$

Différentes valeurs de capacité $C_{p,tr}$ sont mesurées à l'aide de l'impédance-mètre pour des fréquences faibles jusqu'à la fréquence de fonctionnement 500kHz. Sur cette zone fréquentielle, la valeur de la capacité $C_{p,tr}$ est constante. Cette mesure est constante car elle est réalisée avec le primaire et le secondaire en court-circuit. Le schéma de cette mesure est représenté sur la Figure 3.59.

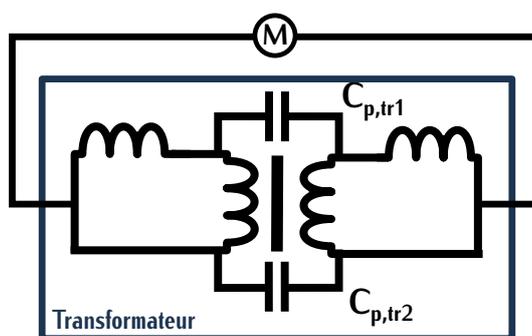


FIGURE 3.59 – Schéma de mesure de la capacité parasite

Les inductances influent peu sur la valeur de capacité avec la mise en court-circuit ce qui explique sa constance. C'est la raison pour laquelle, cette capacité sera mesurée, par la suite dans un souci de simplicité, à l'aide d'un multi-mètre. La valeur est renseignée dans la Table 3.6.

Dans cette Table, les valeurs données par la simulation et par la mesure sont très proches, ce qui nous permet de valider le modèle. La différence entre la capacité parasite $C_{p,tr}$ calculée et mesurée dépend des hypothèses de calculs. Dans la simulation, la surface entre primaire et secondaire est uniquement constituée de couches d'isolant. En réalité de l'air est présent entre les

couches d'isolants primaires et secondaires. La présence de cet air explique la valeur de capacité mesurée plus faible que celle calculée.

TABLE 3.6 – Comparaison d'un transformateur planar de géométrie E38 au point de fonctionnement $p_{ft,A}$ en simulation et expérimentalement pour un volume de $27cm^3$

	Inductance de fuite nH $L_{f_{tr}} 500kHz$	Capacité parasite nF $C_{p,tr}$	Spires primaires n_1	Résistance DC $m\Omega$ R_{DC}	Résistance cuivre $m\Omega$ 500kHz	Pertes fer W $P_{fer,tr}$	Pertes cuivre W $P_{cu,tr}$
Simulation	45	2,5	15	32	49	4	14,5
Test	41	2,14	15	34	51		15,1 ¹

¹ Ces pertes ont été déterminées à l'aide de la mesure de R_{AC} et de l'équation $R \cdot i_{eff}^2$

3.8 Points d'amélioration du dimensionnement

Après un premier choix de dimensionnement intéressant, une corrélation du modèle par des mesures a été réalisée. Le transformateur dimensionné possède un rendement de 99,7% à 7,3kW dans un volume de $27cm^3$. Malgré ses résultats prometteurs, les valeurs d'inductance de fuite et de capacité parasite inter-enroulements peuvent poser des problèmes pour le fonctionnement du convertisseur et du chargeur. Dans cette section, les problématiques liées à ces valeurs sont analysées.

3.8.1 Capacité parasite inter-enroulements

La capacité parasite inter-enroulements $C_{p,tr}$ dans l'application en feuillard de cuivre entrelacé possède une valeur élevée, comme nous pouvons le voir dans la Table 3.6. Cette valeur importante se répercute, notamment sur les courants de mode commun et le filtrage de mode commun du chargeur de la voiture.

3.8.1.1 Impact sur le filtrage de mode commun

Les chargeurs de VE sont équipés de filtres de mode commun. Ces filtres comprennent des éléments inductifs L et capacitifs C. La capacité de filtrage de mode commun notée C_{mc} connectée au châssis de la voiture (carter) est limitée en valeur. Elle est limitée car elle ne doit pas induire des courants élevés appelés "courants de toucher". Ces courants peuvent présenter un risque pour l'utilisateur qui touche la voiture pendant la charge. Ces courants de toucher sont générés par l'excitation de la capacité du filtre de mode de commun et de toutes les capacités parasites notées $C_{p,eq}$ entre le carter et les éléments du chargeur. L'ensemble de ces capacités parasites sont schématisées sur la Figure 3.60.

Dans ces capacités, nous distinguons les capacités en amont du transformateur représentées par la capacité équivalente $C_{p1,eq}$ et les capacités en aval du transformateur représentées par la capacité équivalente $C_{p2,eq}$. La capacité inter-enroulements du transformateur $C_{p,tr}$ est en série avec la capacité $C_{p2,eq}$. La capacité équivalente $C_{p,eq}$ totale est déterminée suivant la relation (3.69). La capacité $C_{p2,eq}$ est bien supérieure à la capacité inter-enroulements du transformateur $C_{p,tr}$, la mise en série de ces deux capacités revient à négliger la capacité $C_{p2,eq}$ du calcul de $C_{p,eq}$ d'après (3.70).

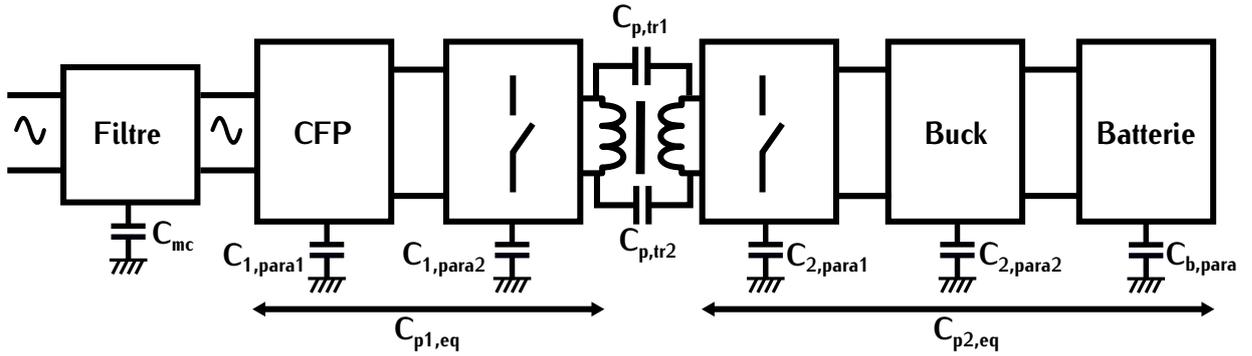


FIGURE 3.60 – Modélisation des capacités parasites liées à la carrosserie de la voiture

$$C_{p,eq} = C_{p1,eq} + \frac{C_{p2,eq} \cdot C_{p,tr}}{C_{p2,eq} + C_{p,tr}} \quad (3.69)$$

$$C_{p2,eq} \gg C_{p,tr} \quad \frac{C_{p2,eq} \cdot C_{p,tr}}{C_{p2,eq} + C_{p,tr}} \approx C_{p,tr} \quad (3.70)$$

La capacité parasite totale notée $C_{cp,tot}$ est définie par la relation (3.71). Elle ne doit pas dépasser la valeur de la capacité notée $C_{p,max}$ qui est déterminée par la valeur maximale de courant de toucher admissible.

$$C_{cp,tot} = C_{mc} + C_{p,eq} \quad C_{cp,tot} < C_{p,max} \quad (3.71)$$

Au regard de la relation (3.71), plus la valeur de $C_{p,eq}$ est faible, plus la valeur de C_{mc} peut être élevée sans que $C_{cp,tot}$ dépasse la valeur limite $C_{p,max}$. L'intérêt d'augmenter la valeur de C_{mc} est de pouvoir diminuer la taille des éléments inductifs volumineux du filtre. Dans notre application, la valeur élevée $C_{p,tr}$ augmente la valeur de $C_{p,eq}$, ce qui participe à la diminution de la valeur de C_{mc} .

Pour éviter l'augmentation de la partie inductive du filtre, la topologie du premier étage du chargeur doit être dimensionnée dans cette optique. Une des méthodes pour limiter les courants de mode commun est de choisir une topologie de CFP qui limite l'excitation HF des capacités parasites $C_{p1,eq}$ représentées sur la Figure 3.60. Le filtrage de mode commun associé n'aura donc pas besoin d'être réalisé sur une large plage fréquentielle vu que les courants générés sont limités en fréquence. Par exemple, les topologies monophasées totem pole bridgeless et PSSB représentées sur la Figure 1.15 utilisent ce principe.

3.8.1.2 Impact des parasites générés

Les impacts sur le filtrage de mode commun ne sont pas négligeables. Mais cette capacité possède également un impact sur le fonctionnement du convertisseur. Elle est l'origine de pertes capacitives qui dépendent des tensions aux bornes du transformateur. Dans cette section, la représentation définie sur la Figure 3.34 est utilisée pour simplifier les analyses.

La topologie que nous avons sélectionnée dans la section 2.6 implique une synchronisation parfaite de l'onduleur primaire et secondaire. Dans cette configuration, les tensions aux bornes des capacités $C_{p,tr1}$ et $C_{p,tr2}$ correspondent à la différence des tensions primaire V_1 et secondaire V_2 qui sont représentées sur la Figure 3.61. Ces tensions sont quasiment égales car le rapport de transformation est proche de 1. La différence de potentiel aux bornes des condensateurs est donc très faible. Dans cette configuration, ces deux capacités ne génèrent pas de courants parasites et donc peu de pertes.

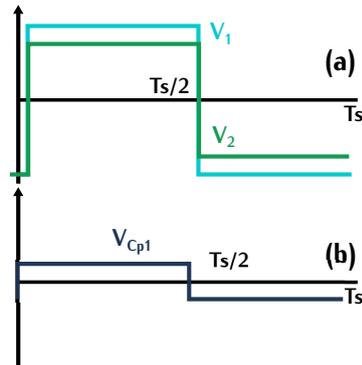


FIGURE 3.61 – (a) Tension primaire et secondaire (b) Tension aux bornes de la capacité $C_{p,tr1}$

En réalité, lors de la mise ON d'une diagonale de l'onduleur, les deux transistors qui passent de l'état bloqué à passant peuvent ne pas commuter exactement au même moment créant des pulses courts des tensions V_{1A} et V_{1B} . Ces deux tensions et le convertisseur associé sont représentés sur la Figure 3.62. Ces pulses sont responsables de courants de mode commun qu'il est important de filtrer pour éviter des problèmes de CEM.

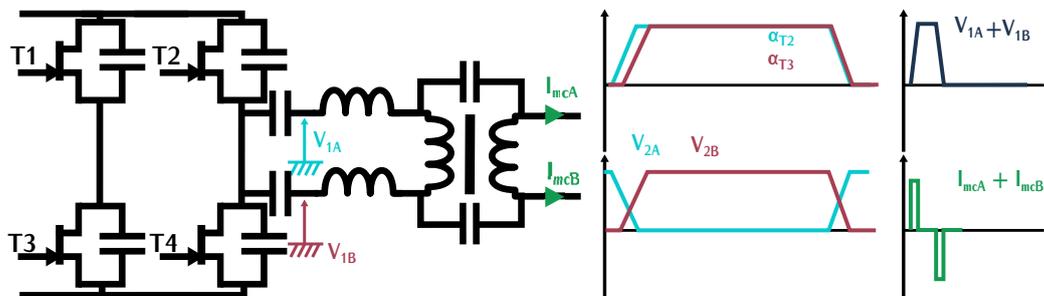


FIGURE 3.62 – Schéma du convertisseur et formes d'ondes subissant le défaut

3.8.2 Inductance de fuite

La valeur d'inductance de fuite du transformateur est extrêmement faible. Comme nous l'avons vu dans la section 2.6, cette valeur ne pose pas de problème pour le fonctionnement du convertisseur avec des commutations ZCS. Par contre, d'autres problèmes impactant le convertisseur peuvent survenir.

Si cette inductance de fuite est utilisée seule comme inductance résonnante L_s , le condensateur résonnant C_s associé est d'environ $2,6\mu F$ pour une fréquence de résonance de $500kHz$. Les ordres

de grandeur de ces deux valeurs sont très impactant. Le courant normalement sinusoïdal lors d'un fonctionnement à la fréquence de résonance risque d'être amorti par les résistances parasites R_{para} (transformateur, transistors) si la condition (3.72) n'est pas respectée. Différentes représentations de courants sinusoïdaux amortis sont représentées sur la Figure 3.63. Le phénomène d'amortissement augmente la valeur efficace du courant, c'est-à-dire les pertes cuivre.

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \gg \sum R_{para} \quad (3.72)$$

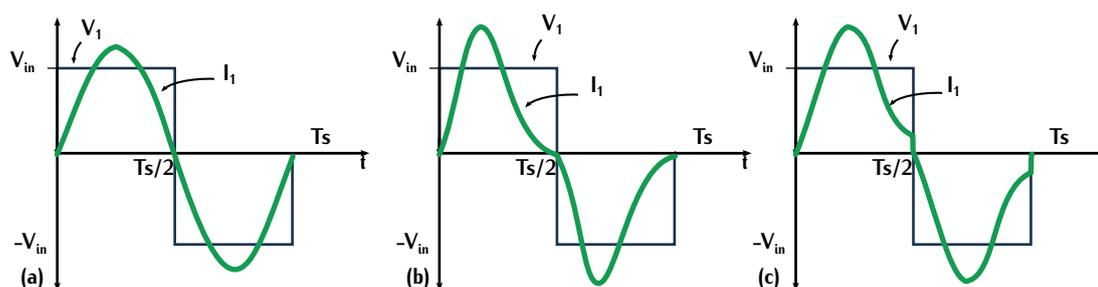


FIGURE 3.63 – (a) Courant sinusoïdal (b) Courant amorti (c) Courant fortement amorti

La faible valeur d'inductance implique également une forte dispersion des valeurs entre différents transformateurs de même dimensionnement. Par exemple au niveau du bobinage, si les feuillets de cuivre sont un peu plus espacés entre deux versions, l'inductance de fuite peut varier. De même au niveau du câblage, si les feuillets aller et retour raccordés aux onduleurs ne sont pas correctement plaqués l'un contre l'autre, l'inductance risque de différer de quelques nH . Dans un transformateur en série avec une inductance résonnante de quelques μH , cette variabilité crée peu de différence. Dans notre application, une dispersion de seulement $30nH$ est une part non négligeable de l'inductance totale. Pour limiter ces effets, il est important d'augmenter la valeur de l'inductance.

3.9 Ajout de deux inductances supplémentaires

Pour résoudre les problèmes cités précédemment, deux inductances identiques sont ajoutées au niveau du transformateur, une au primaire et une au secondaire. Un effort important a été fait sur la compacité du transformateur. Si les inductances supplémentaires sont volumineuses, l'effort réalisé sur la compacité n'aura pas porté ses fruits. Pour minimiser l'impact, celles-ci doivent être compactes et doivent s'adapter au bobinage feuillard. La solution proposée est une inductance d'une spire qui s'adapte au bobinage feuillard.

Le choix du circuit magnétique de l'inductance supplémentaire se porte sur une ferrite en E. L'intérêt de cette géométrie est de pouvoir réaliser une inductance résonnante à l'aide d'un entrefer sur la jambe centrale et de se servir de cette même inductance pour filtrer des courants parasites de mode commun. Ces deux fonctionnements sont illustrés sur la Figure 3.64.

Les dimensions du noyau de ferrite dépendent du feuillard de cuivre. La hauteur de la fenêtre de bobinage dépend de la hauteur de cuivre h_{cu} . La combinaison de deux noyaux de type E13/7/4

est sélectionnée comme inductance supplémentaire. Ce noyau est représenté sur la Figure 3.65 ainsi qu'en Annexe C.5. Comme ce composant fonctionne dans les mêmes conditions fréquentielles que le transformateur, le matériau sélectionné est le 3F36 également (Annexe C.1).

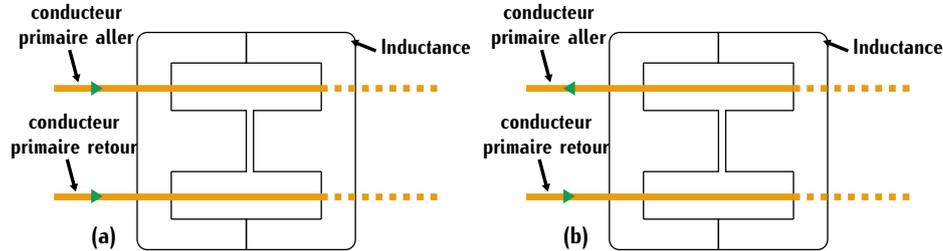


FIGURE 3.64 – (a) Fonctionnement de l'inductance supplémentaire lors du filtrage de courants de mode commun (b) Fonctionnement de l'inductance supplémentaire en tant qu'inductance résonnante

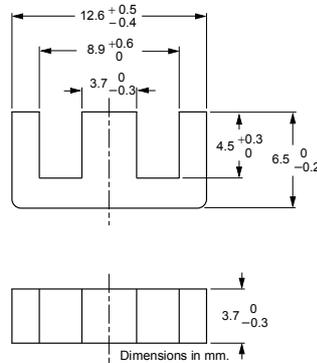


FIGURE 3.65 – Dimensions d'un noyau de type E13/7/4

3.9.1 Inductance résonnante

Pour vérifier la valeur de l'inductance supplémentaire, une simulation sur le logiciel FEMM est réalisée et comparée avec un calcul théorique. En simulation, les paramètres électriques de cette inductance sont calculées à l'aide de deux simulation FEMM. Le schéma de simulation associé est représenté sur la Figure 3.66. Le rapport de transformation est égal à 1.

La première simulation spécifie un courant crête \hat{i}_1 valant $-\hat{i}_2$. La deuxième simulation spécifie un courant crête \hat{i}_1 égal au courant crête secondaire \hat{i}_2 . Les équations de flux associées sont exprimées suivant (3.73) et (3.74).

$$1^{\text{ère}} \text{ simulation} \quad \begin{cases} \phi_{1,simu1} = (L_1 - M) \cdot i_1 \\ \phi_{2,simu1} = (L_2 - M) \cdot i_2 \end{cases} \quad (3.73)$$

$$2^{\text{ème}} \text{ simulation} \quad \begin{cases} \phi_{1,simu2} = i_1 \cdot (L_1 + M) \\ \phi_{2,simu2} = i_2 \cdot (L_2 + M) \end{cases} \quad (3.74)$$

L'inductance $L_{simu,sup}$ représente l'inductance de fuite totale. Sur le même principe que dans la section 3.5.1.4. Cette valeur d'inductance est définie par la relation (3.75) à l'aide du système d'équation (3.73) car le rapport de transformation est unitaire.

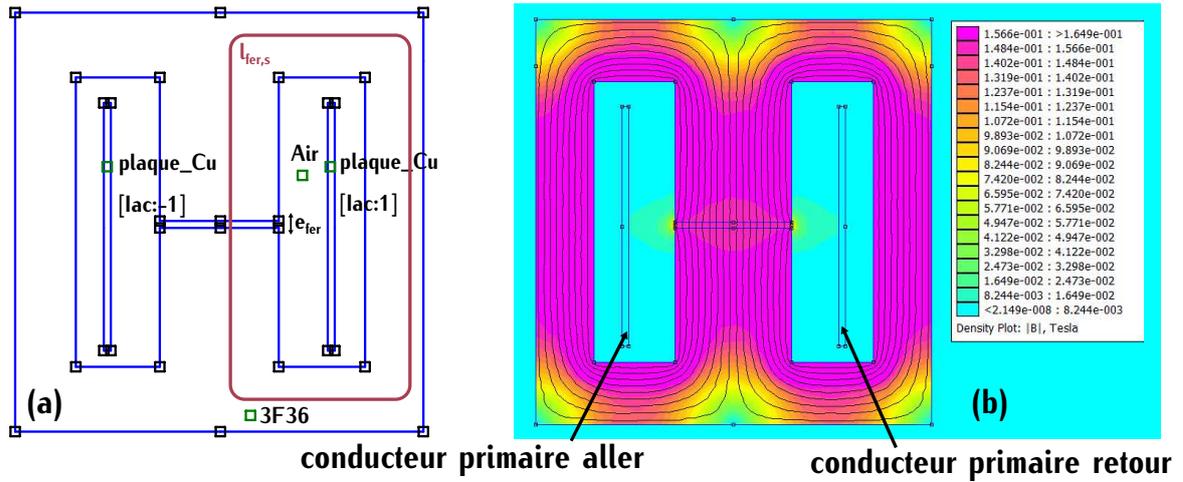


FIGURE 3.66 – (a) Géométrie de l'inductance supplémentaire (b) Induction magnétique B au sein de l'inductance supplémentaire pour un point de fonctionnement $p_{ft,A}$

$$L_{simu,sup} = L_1 - 2 \cdot M + L_2 \quad (3.75)$$

Pour vérifier cette valeur par calcul théorique, la valeur analytique est déterminée grâce au théorème d'Ampère. Ce théorème est défini par la relation (3.76). La section du matériau magnétique A_e est la même pour l'entrefer et le noyau, l'équation (3.76) devient (3.77).

$$H \cdot l = \sum n \cdot i \quad \frac{B_{fer}}{\mu_{3F36}} \cdot l_{fer,s} + \frac{B_{air}}{\mu_0} \cdot e_{fer} = n \cdot i \quad (3.76)$$

$$\phi = B \cdot A_e \quad \frac{\phi}{\mu_{3F36} \cdot A_e} \cdot l_{fer,s} + \frac{\phi}{\mu_0 \cdot A_e} \cdot e_{fer} = n \cdot i \quad (3.77)$$

Cette expression peut, à nouveau, être simplifiée car l'épaisseur de l'entrefer e_{fer} est très faible devant la longueur de ferrite $l_{fer,s}$ et que la perméabilité relative du matériau 3F36 μ_{3F36} est élevée devant la perméabilité magnétique du vide μ_0 . Ces deux longueurs sont représentées sur la Figure 3.66 (a). L'expression (3.78) montre que le circuit magnétique est quasiment équivalent à son entrefer seul.

$$\frac{\phi}{\mu_0 \cdot A_e} \cdot e_{fer} \approx n \cdot i \quad (3.78)$$

L'expression du flux aussi définie suivant la relation (3.79) permet d'exprimer l'inductance supplémentaire théorique $L_{th,sup}$ par l'expression (3.80) avec n le nombre de spires égal à 1.

$$n \cdot \phi = L_{th,sup} \cdot i \quad (3.79)$$

$$L_{th,sup} = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{e_{fer}} \quad (3.80)$$

La Table 3.7 montre les valeurs d'inductances résonnantes calculées. Cette inductance supplémentaire est également mesurée pour vérifier sa valeur. Les mesures ont été réalisées sur le même principe que dans la section 3.7. Les différentes valeurs sont proches ce qui nous permet de valider la simulation sur FEMM de cette inductance supplémentaire.

TABLE 3.7 – Valeurs de l'inductance supplémentaire résonnante

	Inductance nH	Induction crête mT
Simulation	$L_{simu,sup} = 95$	0,17
Analytique	$L_{th,sup} = 89$	0,15
Test	$L_{test,sup} = 101$	

3.9.2 Inductance de filtrage de mode commun

L'inductance supplémentaire est ajoutée pour augmenter la valeur de l'inductance résonnante. Cette inductance peut être utilisée pour améliorer le filtrage de mode commun. Le but, ici, n'est pas d'optimiser le filtrage mais d'utiliser au mieux de son potentiel cette inductance. Pour calculer la valeur d'inductance équivalente en mode commun, les simulations réalisées dans la section précédente sont utilisées. Pour comparer la simulation avec la théorie, une deuxième méthode utilisant l'inductance spécifique est utilisée.

L'inductance spécifique notée A_l est définie par les constructeurs et s'exprime en nH/tr^2 suivant la relation (3.81).

$$A_l = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{fer} \cdot A_e}{l_{fer,s}} \quad (3.81)$$

La valeur A_l renseignée par le constructeur pour la géométrie sélectionnée est définie dans la Table C.10. Cette valeur est spécifiée pour une longueur de fer $l_{fer,s}$ et une surface effective A_e . Lors d'un fonctionnement avec des courants de même signe, ces grandeurs sont différentes. La longueur de fer considérée correspond à la longueur notée $l_{fer,mc}$ représentée sur la Figure 3.67. De même, la surface de fer considérée notée $A_{e,mc}$ correspond à la moitié de la surface de fer A_e . La valeur d'inductance spécifique $A_{l,mc}$ dans le cas d'un filtrage de mode commun doit donc être déterminée à l'aide de ces grandeurs. Elle est définie suivant (3.82). En fonction de la géométrie de l'inductance et du rapport de transformation unitaire, sa valeur est déterminée à $220nH$ dans notre application.

$$A_{l,mc} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{fer} \cdot A_{e,mc}}{l_{fer,mc}} \quad A_{e,mc} = \frac{A_e}{2} \quad (3.82)$$

La deuxième simulation de la méthode des flux définie par la relation (3.74) est utilisée pour déterminer l'inductance de mode commun. Dans cette simulation, les courants sont égaux comme dans le cas de la circulation de courants de mode commun. Ce principe est représenté sur la Figure 3.68. Les flux associés $\phi_{1,simu2}$ et $\phi_{2,simu2}$ sont égaux et correspondent au flux noté ϕ_{mc} associé aux courants de mode commun. Cette égalité est définie par la relation (3.83). Ce flux permet de déterminer l'inductance de mode commun $L_{mc,simu}$ par la relation (3.84) où le courant i_{mc} correspond à la somme des courants i_1 et i_2 .

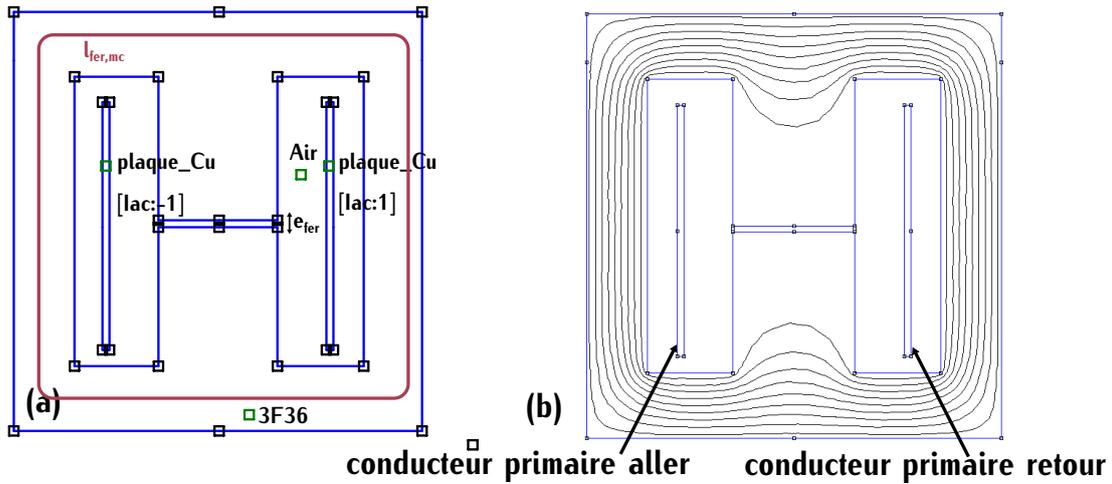


FIGURE 3.67 – (a) Géométrie de l'inductance supplémentaire (b) Induction magnétique B au sein de l'inductance avec deux courants de même signe

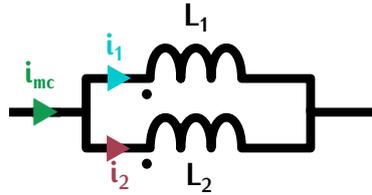


FIGURE 3.68 – Modélisation du passage d'un courant de mode commun au sein de l'inductance supplémentaire

$$n \cdot \phi_{mc} = (L_1 + M) \cdot i_1 \quad i_1 = i_2 \quad (3.83)$$

$$n \cdot \phi_{mc} = L_{mc,simu} \cdot i_{mc} \quad i_{mc} = i_1 + i_2 \quad (3.84)$$

Par égalité entre le flux ϕ_{mc} et le flux déterminé par simulation (3.74), l'inductance de mode commun est déterminée par la relation (3.85). Elle est évaluée à $250nH$. La valeur d'inductance de mode commun définie par la méthode de l'inductance spécifique a été calculée à $220nH$. Ces deux valeurs sont très proches, ce qui permet de valider l'inductance de mode commun.

$$L_{mc,simu} = \frac{(L_1 + M)}{2} \quad (3.85)$$

3.10 Choix final

Le transformateur testé en Table 3.6 dissipe $19,1W$ de pertes fer et cuivre pour un volume total de $27cm^3$ et une puissance de fonctionnement de $7,3kW$. La densité de puissance du transformateur testé atteint $270kW/L$ avec un rendement de $99,7\%$. Ces résultats sont très prometteurs.

Suite aux résultats de l'étude paramétrique et des premières mesures, un nouveau transformateur est dimensionné. La Table 3.6 met en avant le déséquilibre entre les pertes fer et les pertes cuivre. Les pertes cuivre sont trois fois plus importantes que les pertes fer. Le nombre de spires,

directement lié aux pertes fer, a été choisi pour remplir au maximum la surface de bobinage. Dans ce deuxième dimensionnement, le nombre de spires est réduit pour diminuer les pertes cuivre. Les pertes fer, quant à elles, deviennent plus importantes. Dans ce nouveau transformateur, l'inductance supplémentaire dimensionnée précédemment est ajoutée au primaire et au secondaire sur les longueurs de raccordement.

Le choix final du transformateur se porte sur un transformateur noté Trf_{36F14} dimensionné pour un point de fonctionnement $p_{ft,A}$ (Table 3.4) avec un nombre de spires primaires $n_1 = 13$. Son volume est de 27cm^3 . La valeur de la capacité parasite proportionnelle au nombre de spires est également réduite dans ce nouveau dimensionnement car ce nombre est plus faible.

Ce nouveau transformateur est représenté sur la Figure 3.69. Pour valider ce nouveau dimensionnement, une simulation FEMM du transformateur Trf_{36F14} est utilisée à titre de comparaison avec les valeurs mesurées. Ces différentes données sont renseignées dans la Table 3.8. Les mesures sont réalisées sur le même principe que celles détaillées dans l'Annexe F. L'inductance de fuite totale comprend l'inductance de fuite interne au transformateur, les inductances supplémentaires et les inductances de raccordement. L'ensemble de ces inductances participe à l'inductance résonnante.



FIGURE 3.69 – Transformateur Trf_{36F14} avec deux inductances supplémentaires

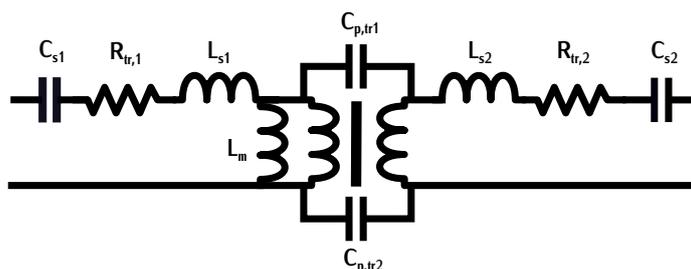
L'écart entre pertes cuivre et pertes fer a été réduit. Il reste cependant important malgré la diminution du nombre de spires. Ce dimensionnement est, tout de même, validé car les chignons de cuivre sortant de la ferrite présentent des facilités de refroidissement. De plus, le système de refroidissement sélectionné permet de refroidir les spires de manière quasi-uniforme facilitant ainsi la dissipation de chaleur des conducteurs.

Le schéma électrique du transformateur est représenté sur la Figure 3.70. C'est cette modélisation, dans la suite, qui est utilisée pour l'étude du convertisseur. Les valeurs associées à ce schéma sont représentées dans la Table 3.9.

TABLE 3.8 – Dimensionnement du transformateur Trf_{36F14} pour un point de fonctionnement $p_{ft,A}$ avec un nombre de spires primaires $n_1 = 13$

	Inductance de fuite nH 500kHz	Capacité parasite nF $C_{p,tr}$	Inductance de fuite totale nH L_{ftr} 500kHz	Résistance DC $m\Omega$ R_{DC}	Résistance cuivre $m\Omega$ 500kHz	Pertes fer W $P_{fer,tr}$	Pertes cuivre W $P_{cu,tr}$
Simu	42	1,8	256	30	45	4,8	13,6
Test	37	1,5	270	32	43		13 ¹

¹ Ces pertes ont été déterminées à l'aide de la mesure de R_{AC} et de l'équation $R \cdot I_{eff}^2$

FIGURE 3.70 – Modélisation électrique de la partie centrale du convertisseur incluant le transformateur Trf_{36F14} TABLE 3.9 – Valeurs des éléments électriques du transformateur Trf_{36F14} pour le point de fonctionnement $p_{ft,A}$

Inductance L_{s1} nH	Inductance L_{s2} nH	Inductance L_m mH	Capacités C_{s1} et C_{s2} μF	Résistance $R_{tr,1}$ $m\Omega$	Résistance $R_{tr,2}$ $m\Omega$	Capacités parasites $C_{p,tr1}$ et $C_{p,tr2}$ nF
135	124	0,6	0,82	21,5	18,3	0,75

Conception et réalisation du convertisseur

Sommaire

4.1	Conception des onduleurs du DC-DC	114
4.1.1	Choix du transistor GaN	114
4.1.2	Technologie de la carte de puissance	118
4.1.3	Condensateurs résonnants	121
4.1.4	Conception des cartes électroniques	126
4.2	Bilan des pertes	132
4.2.1	Pertes dans les transistors GaN	132
4.2.2	Pertes dans le transformateur	133
4.2.3	Pertes dans les condensateurs résonnants	136
4.2.4	Rendement analytique	137
4.3	Convertisseur série résonnant symétrique	138
4.3.1	Détail du fichier de simulation	138
4.3.2	Commutations	142
4.4	Réalisation et tests	143
4.4.1	Présentation du prototype	143
4.4.2	Principes de mesure	144
4.4.3	Commutations	145
4.4.4	Tests à faibles puissances	147
4.4.5	Mesure du rendement	148
4.4.6	Comparaison avec le rendement analytique	149
4.5	Solution proposée pour améliorer le rendement	155
4.5.1	Fonctionnement	155
4.5.2	Étude du rendement	157

Dans le chapitre 2, la topologie du convertisseur a été sélectionnée. Dans le chapitre 3, le transformateur associé a été dimensionné. Dans ce chapitre, les onduleurs primaire et secondaire sont conçus toujours dans un souci de haute densité de puissance. Les différents choix de conception sont abordés ainsi que l'influence des éléments parasites. Ensuite le détail de la conception et des composants utilisés est étudié. Dans un troisième temps, une étude analytique du rendement est réalisée. Ensuite, le prototype final est présenté et testé. Le rendement expérimental est mesuré puis comparé au rendement analytique. En dernier point, différentes améliorations sont discutées.

4.1 Conception des onduleurs du DC-DC

La conception d'un onduleur à haute densité de puissance est complexe et peut être réalisée de différentes manières. La complexité réside à la fois dans la minimisation du volume du système mais également dans l'augmentation de la fréquence qui aggrave les pertes et les effets des éléments parasites. C'est la raison pour laquelle nous avons particulièrement étudié trois points critiques lors du design qui sont les transistors GaN utilisés, la technologie des cartes électroniques et leur conception et en dernier point le choix des condensateurs résonnants.

Les transistors GaN sont étudiés car les fréquences élevées augmentent leurs pertes, le but est donc de les minimiser. Les cartes électroniques représentent un point critique car la technologie utilisée et le positionnement des composants est directement lié aux éléments parasites. L'influence de ces éléments est amplifiée avec l'augmentation de la fréquence. De plus, la technologie de la carte définit le type de refroidissement associé. Le but est de pouvoir réduire le volume des cartes sans augmenter le système de refroidissement. Enfin, les condensateurs résonnants sont étudiés car la valeur de capacité nécessaire est élevée. Le volume associé est donc potentiellement important. Le but de l'étude est d'analyser l'impact de ces condensateurs en termes de volume et de pertes sur le convertisseur.

4.1.1 Choix du transistor GaN

Pour déterminer le composant GaN le plus adapté à l'application, le calcul des pertes par conduction et par commutation est réalisé sur différents transistors. Dans cette étude, les transistors considérés sont ceux du constructeur GaN system. Il s'agit des composants GS66508B [16] et GS66516B [96]. Les tenues en tension de 650V proposées par le constructeur correspondent aux contraintes en tension de notre convertisseur. Comparés aux autres composants des Tables 1.1 et 1.2, ces composants possèdent de bonnes performances statiques et dynamiques. De plus, ces transistors sont disponibles via les distributeurs d'électronique classiques facilitant l'approvisionnement pour le prototypage. Les pertes du composant GS66508B sont évaluées dans deux configurations avec et sans mise en parallèle.

4.1.1.1 Pertes par conduction

Les pertes par conduction se déterminent en fonction du courant qui traverse le composant pendant la phase de conduction. Les formes d'ondes associées sont représentées sur la Figure 4.1. Sur une période, le courant traversant un transistor primaire correspond au courant résonnant I_1 .

Le rapport cyclique des transistors est fixe et vaut 50%. Les pertes par conduction pour un transistor primaire $P_{on,1GaN}$ sont définies suivant la relation (4.1). Les pertes pour un transistor d'un onduleur secondaire sont équivalentes au rapport de transformation près. La résistance à l'état passant $R_{DSon,100^\circ C}$ dépend de la température. Elle est fixée pour une température de $100^\circ C$, car la température de fonctionnement du composant à puissance maximale est estimée à cette valeur. Le choix de cette température est discuté plus loin. La valeur de résistance $R_{DSon,100^\circ C}$ est renseignée dans la datasheet (Figure G.6).

$$P_{on,1GaN} = 0,5 \cdot R_{DSon,100^\circ C} \cdot I_{1eff}^2 \quad (4.1)$$

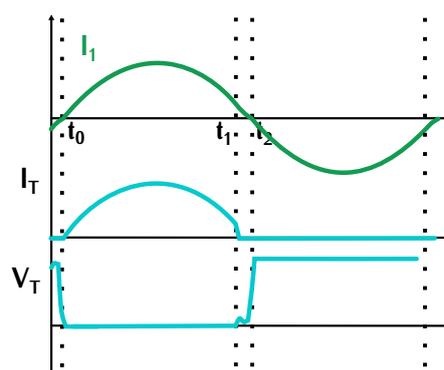


FIGURE 4.1 – Forme d'ondes d'un transistor primaire

4.1.1.2 Pertes par commutation

D'après la section 2.6, les commutations mises en jeu dans notre convertisseur à résonance série sont des commutations ZCS. Cette commutation implique des pertes dans les transistors provoquées lors du changement d'état des transistors par la capacité parasite C_{oss} . Cette capacité est une combinaison des capacités parasites C_{gs} et C_{ds} représentées sur la Figure 1.8. Elle n'est pas linéaire et dépend de la tension à ses bornes, sa valeur n'est donc pas utilisable directement pour déterminer les pertes.

Les constructeurs de composants définissent dans la datasheet deux autres valeurs de cette capacité pour tenir compte de cette non-linéarité : $C_{o(er)}$ et $C_{o(tr)}$. Ces deux valeurs sont renseignées dans la Table G.1 pour le composant GS66508B. $C_{o(er)}$ correspond à la valeur de la capacité linéaire qui donnerait une énergie stockée identique à celle du composant GaN polarisé sous 400V. De la même manière, $C_{o(tr)}$ est la capacité équivalente du point de vue temporel. Ces valeurs $C_{o(er)}$ et $C_{o(tr)}$ dépendent de la tension aux bornes du transistor. La valeur de $C_{o(er)}$ est renseignée dans la datasheet pour une tension de 400V. La tension d'entrée du convertisseur est de 450V et la tension de sortie est du même ordre. D'après la Figure 4.2 qui est aussi renseignée en Annexe G.1, la capacité C_{oss} évolue peu entre les tensions 400V et 450V. La capacité utilisée pour le calcul des pertes peut donc correspondre à celle renseignée dans la datasheet. Elle est notée $C_{o(er),400V}$.

Lors d'une commutation, les tensions aux bornes des transistors d'un bras varient simultanément et très rapidement. Les capacités se chargent et se déchargent brusquement. Les formes d'ondes de cette commutation et le circuit associé sont représentés sur les Figures 4.3 et 4.4.

Dans ce calcul de pertes, nous cherchons à spécifier l'énergie dissipée lors de la commutation, c'est la raison pour laquelle nous utilisons la capacité $C_{o(er)}$ linéaire équivalente de C_{oss} . Pour simplifier l'étude, les capacités C_{t1} et C_{t2} représentés sur la Figure 4.3 sont définies linéaires et correspondent à la valeur $C_{o(er)}$.

D'après les formes d'ondes représentées sur la Figure 4.4, les pertes par commutation des transistors T_1 et T_2 notées $P_{com,T1}$ et $P_{com,T2}$ sont induites à l'amorçage. Sur cette Figure, trois phases de fonctionnement sont représentées. Lors de la phase 1, T_1 est passant et T_2 est bloqué. Dans la phase 2, le transistor T_1 se bloque. Le courant commuté lors de son blocage est négligeable.

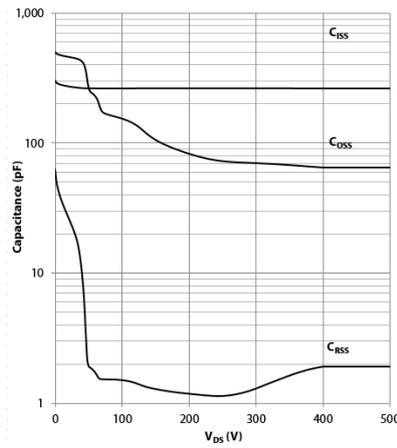


FIGURE 4.2 – Valeurs typiques : $C_{iss}, C_{oss}, C_{rss}$ vs. V_{DS}

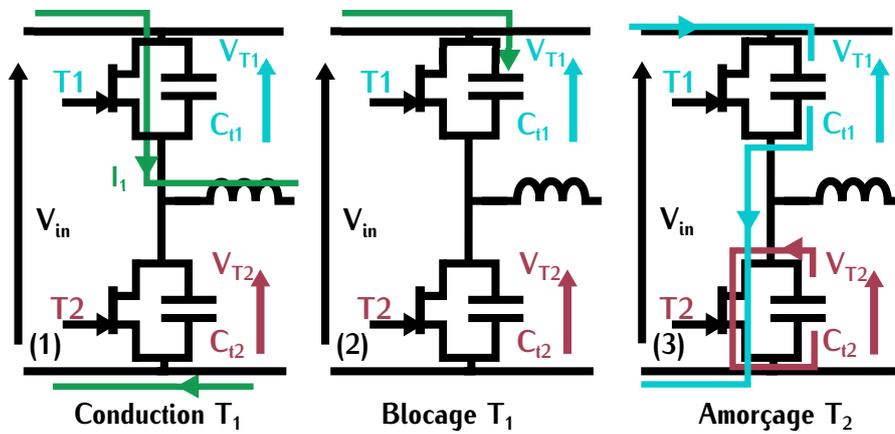


FIGURE 4.3 – Phases de commutation d'un bras d'onduleur

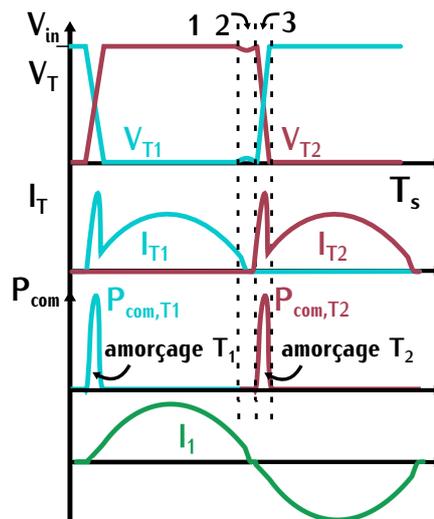


FIGURE 4.4 – Tension et courant des transistors complémentaires d'un bras d'onduleur lors de la commutation avec les pertes associées

Les tensions aux bornes des transistors sont inchangées. Dans la phase 3, le transistor T_2 s'amorce. Les capacités C_{t1} et C_{t2} se chargent et se déchargent brusquement. Les courants associés à cette charge et décharge circulent dans le transistor T_2 . Les pertes à l'amorçage du transistor T_2 sont donc dues à la somme des énergies dissipées par ces deux capacités. L'expression de ces pertes pour le transistor T_2 est définie par la relation (4.2).

$$P_{com,T2} = \frac{1}{2} \cdot (C_{t1} + C_{t2}) \cdot V_{in}^2 \cdot f_{tr} \quad (4.2)$$

Tous les transistors commutent de la même façon, leurs pertes sont donc identiques. Ces pertes sont notées $P_{com,1GaN}$ pour un transistor et déterminées par la relation (4.3).

$$P_{com,1GaN} = C_{o(er),400V} \cdot V_{in}^2 \cdot f_{tr} \quad (4.3)$$

4.1.1.3 Comparaison

Les pertes par conduction et commutation à la fréquence de $500kHz$ des composants sélectionnés sont représentées dans la Table 4.1. La stratégie de commutation ZCS adoptée implique des pertes par commutation dues à la capacité $C_{o(er),400V}$. C'est la raison pour laquelle les valeurs de pertes par commutation sont importantes pour tous les composants dans la Table 4.1. D'après cette Table, les pertes totales $P_{tot,1GaN}$ sont équivalentes pour les trois composants testés. Le choix du composant doit donc se faire en fonction du type de pertes (commutation ou conduction) que l'on veut minimiser.

TABLE 4.1 – Comparaison des pertes par conduction et des pertes par commutation de deux transistors GaN pour une fréquence de $500kHz$ et une puissance P_{charge} de $7,3$ et $3,6kW$

	$R_{DSon,100^\circ C}$ $m\Omega$	$C_{o(er),400V}$ pF	$P_{on,1GaN}$ en W		$P_{com,1GaN}$ en W		$P_{tot,1GaN}$ en W	
			$3,6kW$	$7,3kW$	$3,6kW$	$7,3kW$	$3,6kW$	$7,3kW$
GS66508B x2	48	176	2	7,7	17,8	17,8	19,8	25,5
GS66508B x1	95	88	3,8	15,4	9	9	12,8	24,4
GS66516B x1	42	177	1,7	6,8	17,9	17,9	19,6	24,7

Le convertisseur fonctionne avec une puissance de charge variable, c'est-à-dire un courant de charge variable puisque la tension est fixe au sein du convertisseur. Les pertes par commutation sont constantes en fonction de la puissance car elles dépendent uniquement de la tension. Pour maximiser le rendement sur toute la plage de puissance notamment pour de faibles valeurs de puissances, il est important de minimiser ces pertes par rapport aux pertes par conduction. Le choix se porte donc sur le composant GS66508B car ses pertes par commutation sont les plus faibles. L'évaluation des pertes pour une puissance de $7,3kW$ et $3,6kW$ est également renseignée dans la Table 4.1. Ce calcul permet de vérifier que le composant GS66508B minimise les pertes totales lors d'un fonctionnement à puissance réduite.

4.1.2 Technologie de la carte de puissance

4.1.2.1 Technologies existantes

Pour réaliser des cartes électroniques, différentes technologies existent. Les trois principales sont la technologie PCB, la technologie SMI et la technologie DBC. Ces trois technologies sont représentées sur la Figure 4.5. La technologie PCB (Figure 4.5 (a)) permet de réaliser l'interconnexion entre les différents composants sur un circuit imprimé à l'aide de différentes couches. Dans cette technologie, le nombre de couches différentes peut aller jusqu'à 24 permettant la mise en place de circuits complexes. Par contre, elle ne permet pas un refroidissement efficace sur une large surface plane. Les éléments chauffants (transistors, éléments passifs) doivent être plaqués contre une surface permettant le refroidissement représentée sur la Figure 4.5 (a).



FIGURE 4.5 – (a) Circuit PCB (b) Circuit SMI (c) Circuit DBC

Les technologies SMI (Substrat métallisé isolé) (Figure 4.5 (b)) et DBC (Direct bonded copper) (Figure 4.5 (c)), quant à elles, permettent de refroidir le cuivre et les composants directement sur la surface inférieure de la carte. Ces deux technologies n'ont, cependant, pas la même capacité de refroidissement. Leur différence réside dans la composition de la couche isolante réalisant l'interface entre les pistes de cuivre et le système de refroidissement.

Dans le cas du SMI, l'isolation est réalisée par un diélectrique de faible épaisseur avec une conductivité thermique variant entre 2 et 4 $W/m \cdot K$. Ce diélectrique est représenté sur la Figure 4.6 (a). L'élévation de température des composants est très dépendante de cette épaisseur de diélectrique. Plus elle est faible, mieux les composants sont refroidis. Par contre, ce diélectrique génère une capacité parasite dépendante de cette épaisseur. Le choix d'un SMI dépend donc d'un compromis entre capacité parasite et élévation de température.

Dans le cas du DBC, l'isolant composé d'un matériau céramique est situé entre deux feuilles de cuivre. Cet isolant est représenté sur la Figure 4.6 (b). Cette technologie est fortement utilisée pour les modules de forte puissance (Figure 4.5 (c)), car elle permet une faible élévation de température des composants. La conductivité thermique est dépendante du matériau céramique. Avec le matériau Alumine (Al_2O_3), couramment utilisé, elle est de l'ordre de 30 - 60 $W/m \cdot K$. Cette technologie permet un meilleur refroidissement que le SMI, mais elle est plus coûteuse.

Les avantages et les inconvénients de chacune des technologies sont renseignés dans la Table 4.2. Chaque technologie de carte peut être réalisée avec différents matériaux de cette table. C'est la raison pour laquelle les paramètres sont évalués suivant leur impact positif "+" ou négatif "-" et non avec des valeurs précises. Le but est de déterminer une tendance pour chaque technologie.

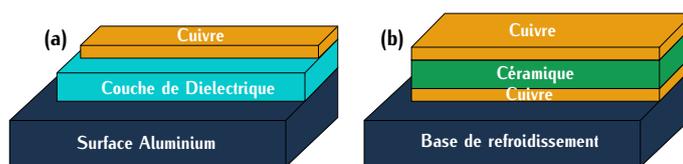


FIGURE 4.6 – (a) Technologie SMI (b) Technologie DBC

TABLE 4.2 – Comparaison des technologies de carte PCB, SMI et DBC

	PCB	SMI	DBC
Coût	++	-	---
Refroidissement λ	--	+	+++
Capacité parasite ϵ_r	+	-	--
λ/ϵ_r	--	++	++
Inductance parasite	-	+	--
Nombre de couches	jusqu'à 24	1 couche (une face)	1 couche (une face)

Dans cette table, l'impact de l'inductance parasite est évalué en fonction de l'épaisseur de diélectrique. Plus l'épaisseur est faible, plus l'inductance est également faible. L'épaisseur notée e_{di} dans l'exemple du SMI (Figure 4.7 (a)) est potentiellement plus faible que dans les autres technologies car la fabrication le permet.

D'après la Table 4.2, la technologie la plus intéressante est le SMI. Cette technologie présente une bonne conductivité thermique équivalente, contrairement au PCB et elle est moins coûteuse que le DBC. Elle minimise également les inductances parasites du routage. Par contre, elle induit des capacités parasites qu'il est nécessaire de maîtriser (Figure 4.7 (b)) tout comme la technologie DBC.

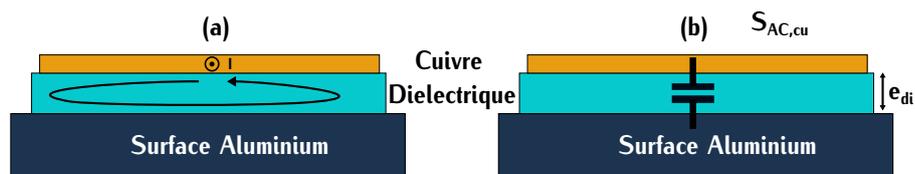


FIGURE 4.7 – (a) Boucle responsable d'une inductance parasite (b) Capacité parasite du SMI

4.1.2.2 Spécification de la carte SMI

La capacité parasite du SMI dissipe une énergie notée $E_{C,SMI}$ lorsqu'elle est excitée par une tension variant alternativement de 0 et V à une fréquence f . Cette énergie se dissipe dans les transistors augmentant leur pertes par commutation. Cette énergie est exprimée suivant la relation (4.4). Pour réduire les pertes dues au SMI, il faut minimiser cette capacité qui dépend de la permittivité relative $\epsilon_{r,SMI}$ du matériau diélectrique, de la surface de cuivre $S_{AC,cu}$ soumise à une variation de potentiel et de l'épaisseur du diélectrique e_{di} représentée sur la Figure 4.7 (b). Sa valeur est déterminée par la relation (4.5).

$$E_{C,SMI} = \frac{1}{2} \cdot C_{SMI} \cdot V^2 \quad (4.4)$$

$$C_{SMI} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{rSMI} \cdot S_{AC,cu}}{e_{di}} \quad (4.5)$$

Le type de SMI doit être choisi afin de minimiser cette capacité. La surface de cuivre $S_{AC,cu}$ ne dépend pas du SMI mais du routage. Cette valeur n'influence donc pas le choix du SMI. La permittivité ϵ_{rSMI} est intrinsèque au matériau du diélectrique. Le choix du SMI doit donc se faire avec une faible permittivité au niveau de ce matériau. Pour cette raison, nous avons fait le choix du SMI VT-4B5 de Ventec [97] car la permittivité relative ϵ_{rSMI} est de 4,8. Ce SMI possède également une forte conductivité thermique notée λ_{SMI} de $4,2W/m \cdot K$. Les données relatives de cette carte sont renseignées en Annexe G.2. Avec ce SMI, Ventec propose quatre épaisseurs différentes de diélectrique e_{di} . Pour réduire les pertes capacitatives, le SMI avec l'épaisseur la plus importante présente le meilleur choix. Par contre, la résistance thermique résultante est plus élevée.

Un modèle thermique simplifié du transistor et de son système de refroidissement est réalisé en Annexe E.2 pour sélectionner l'épaisseur la plus intéressante vis à vis de notre application. Son but est de déterminer l'élévation de température ΔT_{GaN} entre la jonction d'un transistor GaN et son système de refroidissement pour différentes épaisseurs e_{di} . Les résultats de la variation de température ΔT_{GaN} et l'influence sur la capacité parasite C_{SMI} sont renseignés dans la Table 4.3 pour les quatre épaisseurs du SMI VT-4B5.

TABLE 4.3 – Étude des capacités parasites C_{SMI} et des élévations de température ΔT_{GaN} entre le transistor et son système de refroidissement pour différentes épaisseurs d'un SMI VT-4B5 avec $\lambda_{SMI} = 4,2W/m \cdot K$

Épaisseur e_{di} μm	50	75	100	150
$R_{th,SMI,di}$ (μm)	0,43	0,64	0,86	1,28
ΔT_{GaN} ($^{\circ}C$)	61	63	67	77
Capacité	C_{SMI}	$\frac{C_{SMI}}{1,5}$	$\frac{C_{SMI}}{2}$	$\frac{C_{SMI}}{3}$
Pertes dues aux capacités (W)	5,5	3,7	2,8	1,8

Pour un cas critique, la température d'eau est fixée à $60^{\circ}C$. Le composant GaN utilisé possède une température maximale de fonctionnement définie dans la Table G.1. Cette température est de $150^{\circ}C$. Le choix de l'épaisseur ne doit pas mener au dépassement de cette température. L'épaisseur de $150\mu m$ implique une température de composant proche de cette valeur maximale lors d'un cas critique. Cette épaisseur n'est donc pas retenue.

Le ΔT_{GaN} entre les trois autres épaisseurs est équivalent. La différence entre les ΔT_{GaN} des épaisseurs $75\mu m$ et $100\mu m$ est de $6^{\circ}C$. Cela s'explique par la diminution de la capacité parasite lorsque l'épaisseur augmente ce qui induit moins de pertes dans les transistors. L'épaisseur sélectionnée est donc l'épaisseur de $100\mu m$ car les pertes dans les transistors sont réduites et le ΔT_{GaN} n'est pas critique pour le transistor.

4.1.3 Condensateurs résonnants

La structure résonnante choisie pour le convertisseur nécessite l'ajout de condensateurs résonnants en série avec les inductances. Ces condensateurs sont situés sur la carte de puissance. Ils participent à l'augmentation de la surface alternative $S_{AC, cu}$ sur le SMI et cette surface influe sur la valeur de la capacité parasite suivant la relation 4.5. De plus, la tension aux bornes de ces condensateurs varie alternativement ce qui peut engendrer des pertes. Le choix des condensateurs doit donc être étudié précisément pour améliorer le fonctionnement global du convertisseur.

4.1.3.1 Pertes dans les capacités

Un condensateur n'est pas parfait, il possède des éléments parasites. Une modélisation simplifiée de ces éléments est représentée sur la Figure 4.8. L'impédance Z_c associée est exprimée suivant la relation (4.6). La résistance d'isolation notée R_p est considérée très grande, c'est la raison pour laquelle elle n'est pas considérée dans l'impédance Z_c . X_C représente la réactance capacitive du condensateur et X_L la réactance inductive. La fréquence de fonctionnement d'un condensateur est donc limitée à une certaine valeur au-delà de laquelle le condensateur se comportera comme une inductance.

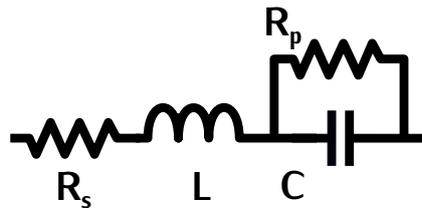


FIGURE 4.8 – Schéma équivalent simplifié d'un condensateur

$$Z_c = \sqrt{R_s^2 + (X_C - X_L)^2} \quad X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi f_{dec} \cdot C} \quad X_L = 2 \cdot \pi f_{dec} \cdot L \quad (4.6)$$

Le facteur de dissipation DF définit les pertes lorsqu'une tension AC est appliquée au condensateur. Ce facteur correspondant à la relation (4.7) dépend du ratio entre la résistance équivalente du condensateur (ESR) et la réactance du condensateur X_C . L'ESR correspond à la résistance R_s sur la Figure 4.8.

$$DF = \frac{ESR}{X_C} \quad (4.7)$$

$$P_{cond} = ESR \cdot I_{eff}^2 \quad (4.8)$$

Le facteur de dissipation DF représenté sur la Figure 4.9 est aussi appelé tangente δ . Ce facteur varie en fonction de la tension DC ou AC appliquée aux bornes du condensateur, de la fréquence de fonctionnement et de la température. Il est déterminé dans les notes d'application des constructeurs évaluées pour différents matériaux. [98]. Il permet de calculer la résistance ESR du condensateur et ainsi de calculer les pertes P_{cond} associées. Elles sont définies suivant la relation (4.8).

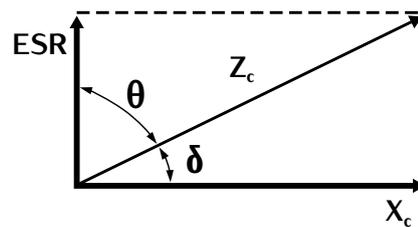


FIGURE 4.9 – Facteur de dissipation DF en fonction de l'impédance Z_c , de la réactance capacitive X_C et de l'ESR

4.1.3.2 Choix d'un condensateur

D'après le dimensionnement du transformateur représenté dans la Table 3.9, la valeur totale des condensateurs résonnants primaires nécessaires pour une fréquence de résonance de 500kHz est de $0,82\mu\text{F}$. Pour minimiser les contraintes et le DF aux bornes de ces condensateurs, des associations série parallèle sont envisageables. L'association série permet de réduire la tension crête \widehat{U}_{C_s} aux bornes des condensateurs utilisés. Cette configuration est intéressante car cette tension est à l'origine de pertes au sein du composant. Par contre, la mise en série de deux condensateurs divise par deux la valeur totale de la capacité.

L'association parallèle, quant à elle, minimise le courant traversant le condensateur. Ce courant est également responsable de pertes selon l'expression (4.8). La mise en parallèle permet d'augmenter la valeur totale de la capacité. Si la mise en parallèle est très intéressante, il y a toutefois un nombre maximal de condensateurs. En effet, plus il y a de composants en parallèle, plus la surface occupée par les condensateurs résonnants sur la carte de puissance SMI est importante. Cela revient à une augmentation de la surface $S_{AC,cu}$ qui intervient dans le calcul de la capacité parasite SMI (4.5) soit une augmentation des pertes dans le transistor.

Dans cette optique, le choix des condensateurs doit se porter sur des composants avec un package compact. Une solution pour réduire la surface des condensateurs sur le SMI est l'empilage des condensateurs en colonne. Cette technique augmente la hauteur de la carte limitant ainsi la superposition possible d'une carte de commande sur la carte de puissance.

Dans le cas où les bras d'onduleur ne sont pas parfaitement en phase à cause de la variabilité des circuits de commande, la capacité résonnante admet la tension d'entrée V_{in} à ses bornes soit 450V . Le condensateur résonnant doit donc être dimensionné en fonction de cette contrainte sachant qu'il peut supporter jusqu'à 2,5 fois sa tension nominale lors d'un régime transitoire.

Au vu de ces différents aspects, le choix final se porte sur une association de deux lots de condensateurs en série. Chaque lot représenté sur la Figure 4.10 comporte cinq condensateurs en parallèle de $0,33\mu\text{F}$. Cette disposition permet également d'assurer la symétrie entre chaque bras d'onduleur. Chaque condensateur C_{CG1206} référencé CGA5K2X7R2A334K130AA est conçu avec un package 1206 et une tenue en tension de 100V . La datasheet de ce composant est présentée en Annexe G.3.

Il existe différents types de matériaux céramiques pour réaliser des condensateurs. Ces matériaux sont spécifiés par classe et possèdent des performances électriques et thermiques différentes.

Dans ces dimensions et ces valeurs, le seul matériau disponible est le matériau de classe II *X7R*. Les condensateurs conçus à partir de ce matériau sont plus compacts que ceux réalisés avec le matériau de classe I *C0G* à paramètres égaux (capacité, tenue en tension).

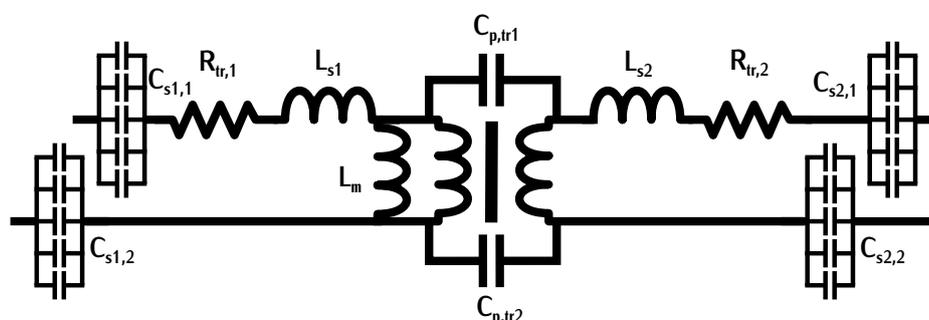


FIGURE 4.10 – Représentation du transformateur et du circuit résonnant avec les lots de condensateurs primaires et secondaires

Le matériau *X7R* possède une bonne efficacité volumique. Par contre, il présente une instabilité sur la variation de la valeur de capacité ΔC et sur le facteur de dissipation DF en fonction de la tension appliquée (AC ou DC). Le facteur ΔC représente l'évolution en % de la valeur de capacité d'un condensateur. Si ces deux facteurs varient lorsqu'une tension alternative est appliquée aux bornes du condensateur, ce matériau n'est pas un bon candidat pour des applications résonnantes. À l'inverse, ces deux facteurs sont stables en fonction de la tension pour le matériau diélectrique *C0G* de classe I. Ce matériau n'a, tout de même, pas été sélectionné car aucun composant n'était disponible dans les valeurs de capacité et les dimensions recherchées. Pour s'assurer de la viabilité des condensateurs avec le matériau *X7R*, un calcul de pertes est réalisé.

4.1.3.3 Validation du matériau *X7R*

Dans cette section, le but est de déterminer le comportement du condensateur en fonction de la tension alternative AC à ses bornes. Le comportement des matériaux des différentes classes est fourni généralement par les notes applicatives des constructeurs. La note sélectionnée ici vient du constructeur CDE [98] et donne l'évolution de la variation de la capacité ΔC et du facteur de dissipation DF en fonction de la tension, de la fréquence et de la température. Les composants *CCG1206* sélectionnés sont fabriqués par le constructeur TDK. La note applicative utilisée ne correspond pas au même constructeur mais il s'agit du même matériau céramique.

À puissance maximale ($7,3kW$), le courant primaire crête I_{1max} implique une tension crête \widehat{U}_{C1s} d'environ $10V$ aux bornes de la capacité résonnante primaire totale C_{s1} , c'est-à-dire $5V$ aux bornes de chaque lot de condensateurs (Figure 4.10). La tension \widehat{U}_{C1s} est exprimée par la relation (4.9).

$$\widehat{U}_{C1s} = I_{1max} \cdot \sqrt{\frac{L_{s1}}{C_{s1}}} \quad (4.9)$$

La note applicative utilisée donne la variation du DF en % en fonction de la tension AC ou DC aux bornes du condensateur. Cette variation est représentée sur la Figure 4.11. Pour une valeur de tension $5V$, le DF est de $3,5\%$.

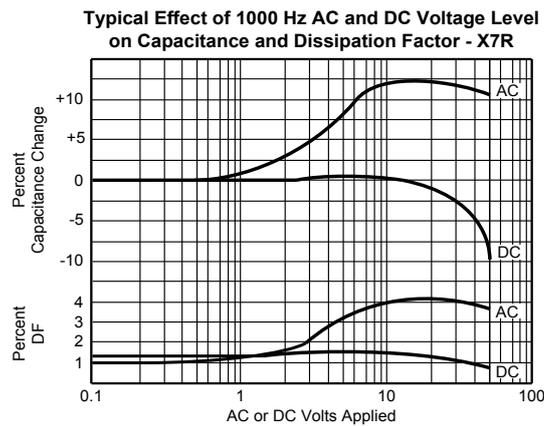


FIGURE 4.11 – Effet typique du niveau de tension AC et DC à 1kHz aux bornes d'un condensateur X7R

Ce DF est défini pour une fréquence de 1kHz et la fréquence de fonctionnement est de 500kHz. La note applicative de CDE fournit également une courbe définissant l'impact de la fréquence sur le matériau X7R. Cette courbe est représentée sur la Figure 4.12. Le facteur de dissipation noté DF_{1kHz} pour une fréquence d'1kHz est d'environ 1%. À 500kHz, il est de 4,5%. L'écart entre ces deux valeurs est de 3,5%. De manière approximative, nous ajoutons cet écart à la valeur DF relevée précédemment. Le DF total noté DF_{tot} prenant en compte l'influence de la fréquence pour une variation de tension de 5V est de 7%.

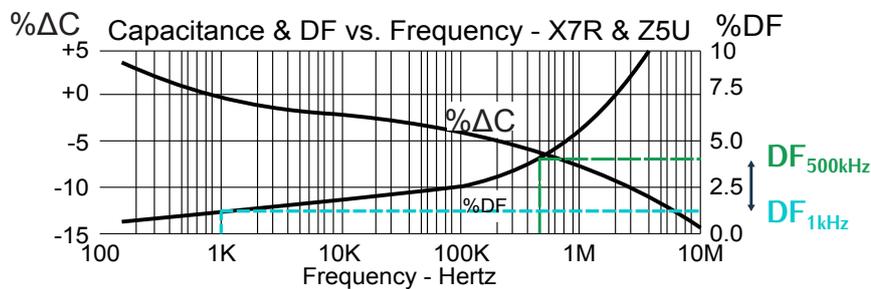


FIGURE 4.12 – Variation de la capacité (%) et facteur de dissipation en fonction de la fréquence pour le matériau X7R

Le facteur de dissipation a été déterminé en fonction de la fréquence et de la tension mais il n'a pas été évalué en fonction de la température. Le courant efficace qui circule dans chaque condensateur $CCG1206$ correspond au courant efficace primaire divisé par 5, car chaque lot de condensateurs est constitué de cinq composants en parallèle. A puissance maximale, le courant traversant un condensateur est de $3,5A_{eff}$.

Sur la Figure 4.13, l'élévation de température d'un composant situé sur un PCB en fonction du courant efficace est représentée. Le courant efficace associé à la puissance maximale implique une élévation de température dépassant les données de cette Figure 4.13. Le condensateur est donc dans un fonctionnement de haute température.

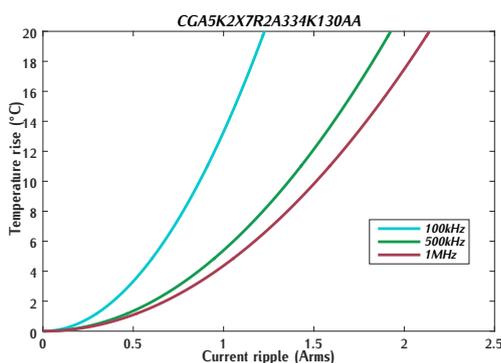


FIGURE 4.13 – Élévation de température en fonction du courant efficace traversant le condensateur

Les points de fonctionnement à haute température ne sont pas critiques car les pertes baissent lorsque la température augmente d'après la Figure 4.14. De plus, le SMI permet une meilleure dissipation des pertes qu'avec un PCB. L'influence de la température n'est pas prise en compte dans le calcul du DF , car la température exacte du condensateur est difficilement prédictible. L'évaluation de l'ESR mène donc à un surdimensionnement.

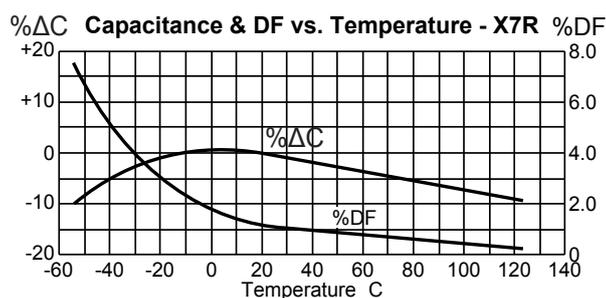


FIGURE 4.14 – Variation de la capacité (%) et facteur de dissipation en fonction de la température

D'après l'expression (4.7), le facteur de dissipation permet de déterminer l'ESR au sein de chaque condensateur. L'ESR équivalente notée ESR_{eq} correspond à l'ESR de l'ensemble de la capacité résonnante primaire C_{s1} . Elle est définie suivant la relation (4.10) car le circuit résonnant comprend deux lots de condensateurs comprenant chacun cinq condensateurs en parallèle (Figure 4.10).

$$ESR_{eq} = 2 \frac{ESR}{5} \quad (4.10)$$

Cette valeur de résistance est estimée à $30m\Omega$ pour un fonctionnement à puissance maximale. Les pertes associées définies suivant la relation (4.8) sont d'environ $8W$. Ces valeurs sont plus faibles que les valeurs de pertes générées par les transistors définies dans la Table 4.1. De plus, les condensateurs sont situés sur un circuit de puissance de type SMI. L'échauffement des composants n'est donc pas critique contrairement à une technologie PCB, malgré ces valeurs de pertes. Ces composants conçus à base du matériau X7R sont validés car les valeurs de pertes n'impliquent pas un fonctionnement critique. Cette utilisation est possible car la puissance résonante échangée

par ces condensateurs reste faible, et leur point de fonctionnement est loin de la tension maximale ce qui permet de limiter les pertes diélectriques.

Sur le même principe de calcul, l' ESR_{eq} est évaluée pour différentes valeurs de puissance. Ces résultats sont renseignés dans la Table 4.4

TABLE 4.4 – $ESR(I_1)$ en fonction du courant résonnant primaire I_1

Courant efficace I_{eff} (A)	Tension crête aux bornes la capacité résonnante C_{s1} V	DF_{tot} %	ESR_{eq} $m\Omega$
3,5	2,0	4	15
7,0	4	4,8	18,5
10,5	6	6	23,5
13,9	8	6,8	26,2
17,4	10	7	30

4.1.4 Conception des cartes électroniques

Pour optimiser la densité de puissance du convertisseur, la taille des cartes électroniques doit être minimisée. C'est pourquoi l'onduleur est divisé en trois cartes électroniques superposées : la carte de puissance sur technologie SMI, la carte de commande et la carte de contrôle sur technologie PCB. La disposition de ces trois cartes est définie sur la Figure 4.15.

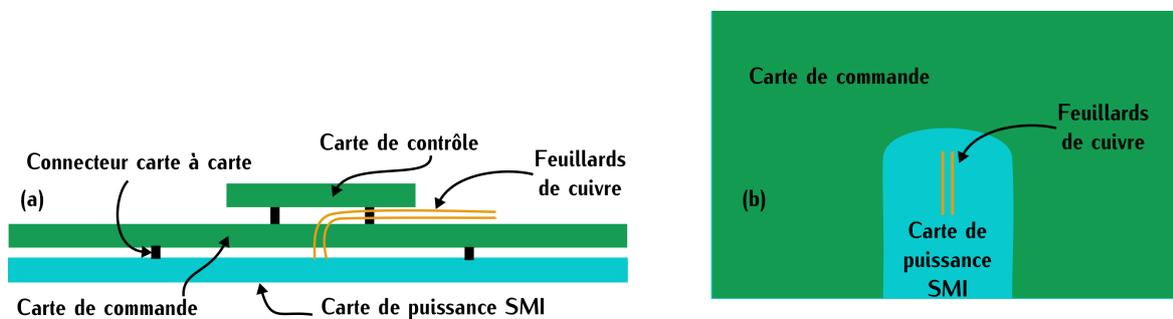


FIGURE 4.15 – (a) Superposition des trois cartes : vue de côté (b) Superposition des deux cartes puissance et commande : vue du dessus

Les conducteurs de cuivre qui permettent le raccordement du transformateur à l'onduleur traversent la carte de commande pour pouvoir se raccorder à la carte de puissance comme cela est présenté sur la Figure 4.15 (a). Comme le convertisseur est symétrique, les cartes des onduleurs primaires et secondaires sont identiques. Les trois cartes ont été schématisées et routées à l'aide du logiciel DesignSpark. Ces détails sont présentés en Annexe H.

Dans cette section, les choix de conception des cartes pour un fonctionnement à une fréquence de $500kHz$ et une puissance de $7,3kW$ sont analysés et détaillés.

La carte de contrôle est uniquement détaillée en Annexe H.3. Sur le prototype réalisé, il n'y a pas de régulation. Le signal de commande provient d'un générateur de basse fréquence (GBF). Le rôle de la carte de contrôle est d'adapter le signal de commande du GBF en deux signaux inverses S_1 et S_2 et de mettre en place un temps mort entre ces deux signaux. Les signaux S_1 et S_2 correspondent aux commandes des deux transistors d'un même bras d'onduleur.

4.1.4.1 Carte de puissance

La carte de puissance contient, en particulier, les transistors GaN et les condensateurs résonnants. Son routage est représenté sur la Figure 4.16. Lors de sa conception, trois points critiques ont nécessité une attention particulière : les condensateurs de découplage C_{dec} , la surface AC du cuivre $S_{AC,cu}$ et le fait que le SMI se compose d'une seule couche. Le schéma, le routage ainsi que la BOM (Bill of Material : Liste des composants utilisés) sont détaillés en Annexe H.1.

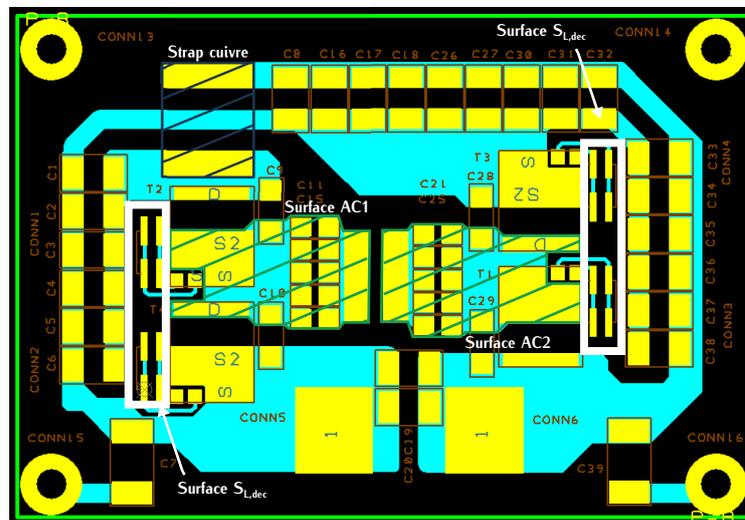


FIGURE 4.16 – Routage de la carte de puissance

Condensateurs de découplage Le but d'un condensateur de découplage est de minimiser l'inductance parasite d'un bras d'onduleur. La surface $S_{L,dec}$ représentée sur les Figures 4.16 et 4.17 (a) intervient dans la valeur de l'inductance parasite L_p . Cette inductance est représentée électriquement par la Figure 4.17 (b).

Lorsque l'un des transistors d'un bras change d'état, l'inductance parasite cause des surtensions aux bornes de ce transistor. Ces surtensions peuvent être représentées par la Figure 4.17 (c). Ces surtensions notées $V_{L,p}$ dépendent de la valeur de l'inductance parasite L_p suivant la relation (4.11).

$$V_{L,p} = L_p \cdot \frac{dI}{dt} \quad (4.11)$$

Avec les transistors GaN, les Δt lors de la commutation sont très faibles, car ces transistors commutent très rapidement. L'établissement de la tension V_{ds} aux bornes du transistor se fait très

rapidement dû à la faible charge Q_{gs} . Ce point est détaillé dans le chapitre 1 sur la Figure 1.8 et dans la Table 1.2. Dans un cas général, pour optimiser la cellule de commutation, il est donc important de minimiser cette inductance afin d'éviter que les surtensions dépassent la tension maximale du transistor.

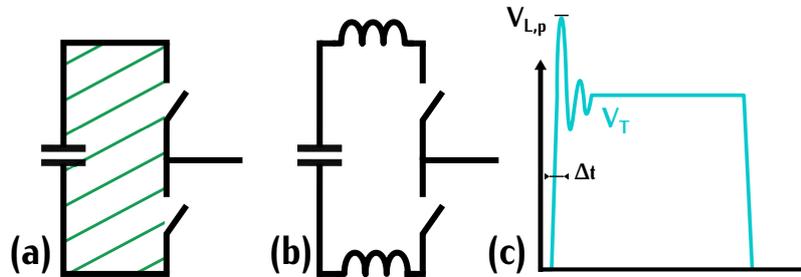


FIGURE 4.17 – (a) Modélisation de la surface $S_{L,dec}$ au niveau d'un bras d'onduleur (b) Représentation électrique de l'inductance parasite induite par la surface $S_{L,dec}$ (c) Surtension causée par l'inductance parasite

Dans notre application, le convertisseur fonctionne avec des commutations ZCS. Le transistor s'amorce ou se bloque avec un courant quasiment nul. La surtension générée par l'inductance L_p qui dépend du courant (4.11), est donc fortement minimisée dans ce comportement ZCS. De plus, la technologie SMI limite les inductances parasites grâce à un plan de masse très proche des pistes de cuivre. Toutefois lors du routage, les condensateurs de découplage sont placés au plus proche des transistors (Figure 4.16) afin d'optimiser la cellule de commutation. Le but est de pouvoir tester différents fonctionnements avec l'onduleur conçu.

Les condensateurs de découplage supportent la tension d'entrée, ils doivent avoir une tenue en tension supérieure à 450V. Le condensateur sélectionné est le condensateur Kemet C1210V154K CRACTU de $0,15\mu F$ [99].

Surface AC Lors du routage, un effort important a été fait pour minimiser les deux surfaces de cuivre $S_{cu,AC1}$ et $S_{cu,AC2}$ qui sont représentées sur la Figure 4.16. Ce sont ces deux surfaces qui entrent dans le calcul de la capacité parasite C_{SMI} . Comme ces deux valeurs sont critiques, une étude précise a été réalisée dans la section 4.1.3 pour déterminer les condensateurs minimisant cette surface. Lors du routage, les transistors ont été placés au plus proche de ces condensateurs pour minimiser ces surfaces. De plus, les pistes de cuivre ont été routées de sorte à ce que les deux surfaces soient identiques. Le but est d'avoir la même capacité sur chaque bras pour assurer leur symétrie.

Une face unique Le routage sur le SMI est réalisé sur une seule face car l'autre face est utilisée pour le refroidissement. L'interconnexion est plus complexe que dans un système qui dispose de différentes couches comme le PCB. Cela interdit les via entre les différentes pistes qui permettent de faciliter le routage. Pour faire face à cette problématique, un strap de cuivre a été ajouté pour relier deux pistes entre-elles. Ce strap est représenté sur la Figure 4.16.

4.1.4.2 Carte de commande

La carte de commande contient le driver ainsi que les alimentations isolées des quatre transistors. Pour simplifier la conception, le design de la carte de commande se base sur le circuit élaboré par GaN system pour sa carte d'évaluation GS66508B-EVBDB [100] et sur la note applicative [13]. Cette note rédigée par GaN system détaille le principe de commutation des composants GaN. Le schéma, le routage et la BOM de cette carte sont détaillés en Annexe H.2.

Le circuit de commande implique moins d'échauffement qu'un circuit de puissance, c'est pourquoi la technologie PCB est adoptée pour son coût et pour permettre l'utilisation multicouche. Le choix final s'est porté sur un PCB quatre couches dont le routage est représenté sur la Figure 4.18 (a). Pour minimiser les effets de CEM, les cinq potentiels 0V des drivers isolés sont répartis sur une couche séparée notée Layer 2. Cette couche est représentée sur la Figure 4.18 (b). Afin d'éviter que la couche la plus proche de la carte de puissance notée Layer 4 soit parasitée par les transistors, les via et les pistes sur la couche basse ont été réduits au minimum (Layer 4 : Figure 4.18 (a)).

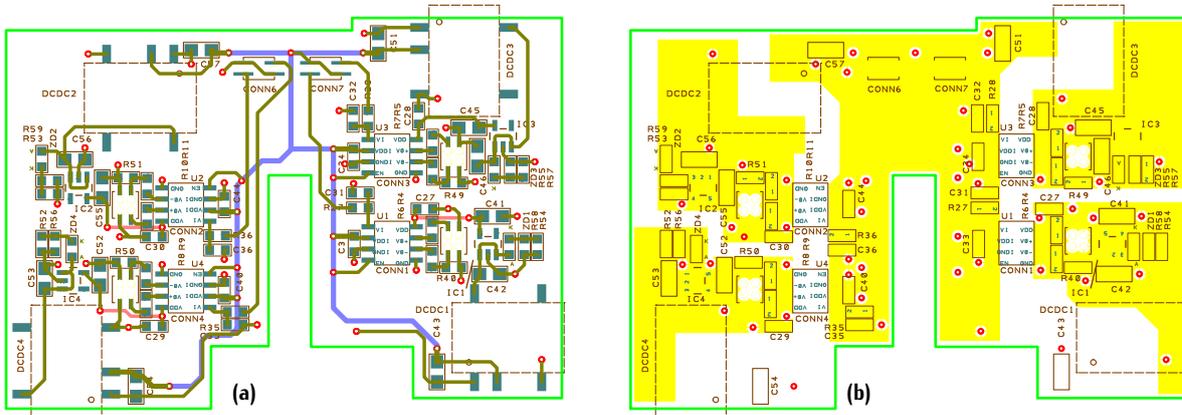


FIGURE 4.18 – (a) Routage de la carte de commande PCB avec les trois couches : Layer 1 – pistes vertes , Layer 3 – pistes violettes et Layer 4 – pistes rouges (b) Routage de la carte de commande PCB avec la couche : Layer 2 – plans 0V

4.1.4.3 Superposition des cartes

Dans un objectif de compacité, la carte de commande se situe au-dessus de la carte de puissance. Ces deux cartes sont reliées par des connecteurs carte à carte représentés sur la Figure 4.15. La superposition de ces deux cartes augmente la distance entre la grille du transistor et les pins du driver. L'inductance parasite de la grille $L_{p,G}$ associée dépend fortement de cette distance.

Détermination de l'inductance Pour bien comprendre l'influence de cette inductance, le schéma électrique de la grille est représenté sur la Figure 4.19. Lorsque la tension du driver V_{dr} passe de 0V à 6V, le circuit RLC de la grille entre en oscillation. Cette oscillation se répercute sur la tension de grille $V_{gs,GaN}$ pouvant être à l'origine d'une surtension. Si cette surtension impose à la grille une tension supérieure à sa tension maximale $V_{gs,max}$, la grille risque d'être endommagée. Pour amortir cette oscillation, les éléments électriques de la grille doivent vérifier la condition d'amortissement définie par la relation (4.12) avec R_G la résistance interne de la grille, R_{dr} la résistance ajoutée sur la grille et C_{gs} la capacité grille source.

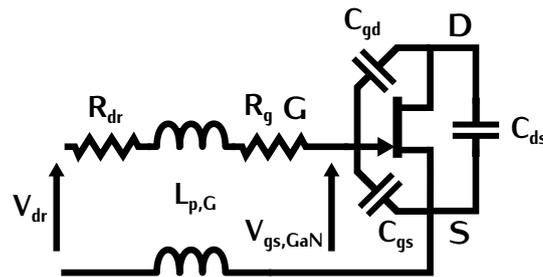


FIGURE 4.19 – Schéma électrique de la grille du transistor

$$R_{dr} + R_G > \sqrt{\frac{L_{g,p}}{C_{gs}}} \quad (4.12)$$

Pour minimiser l'impact de l'oscillation, nous pouvons agir sur la valeur de résistance R_{dr} , ajoutée lors de la conception du circuit, et sur la valeur de l'inductance qui dépend de la distance entre le driver et la grille. La valeur de résistance R_{dr} est, tout de même, limitée. Plus cette résistance est élevée, plus le driver va commuter lentement ce qui peut générer des pertes par commutation.

Dans notre circuit, l'inductance parasite $L_{p,G}$ dépend du circuit électrique entre la grille du transistor et le driver. Ce circuit est décomposé en trois parties. La première partie du circuit se trouve sur la carte de puissance schématisée sur la Figure 4.20 (c). L'inductance parasite associée est très faible car la carte SMI est peu inductive grâce au plan de masse proche des pistes de cuivre (Figure 4.7 (a)). Cette inductance est donc négligée. La troisième partie du circuit se trouve sur la carte de commande. Elle est représentée sur la Figure 4.20 (a). Grâce aux plans 0V situés sur le Layer 2 (Figure 4.18 (b)), cette troisième partie de circuit est également peu inductive ce qui nous permet de négliger l'inductance associée. L'inductance parasite de la grille $L_{p,G}$ est donc principalement générée par le connecteur carte à carte représentée sur la Figure 4.20 (b).

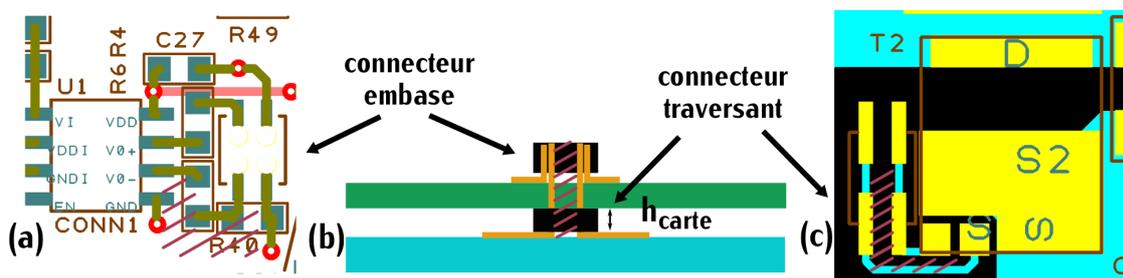


FIGURE 4.20 – (a) Inductance parasite générée par la carte de commande (b) Inductance parasite générée par le connecteur carte à carte (c) Inductance parasite générée par la carte de puissance

Pour réduire cette inductance, des connecteurs de faible hauteur sont sélectionnés ce qui permet de minimiser l'espace entre les cartes. Ces connecteurs sont les connecteurs embases CLP-102-02-F-D-BE [101] et traversants FTSH-102-04-L-DV [102]. Deux cartes très proches imposent la nécessité d'avoir des composants (condensateurs, transistors) les plus plats possibles.

Simulation En fonction de la géométrie des connecteurs, l'inductance $L_{p,G}$ est estimée entre 5 et 15nH. Afin de vérifier son impact, une simulation sous LTSpice du circuit de grille est réalisée. Cette simulation est définie sur la Figure 4.21. Le modèle du composant GaN utilisé est celui fourni par le constructeur GaN System [103]. La valeur de résistance R_{dr} est de 10Ω. Cette valeur correspond à celle conseillée par GaN System sur sa carte d'évaluation [100].

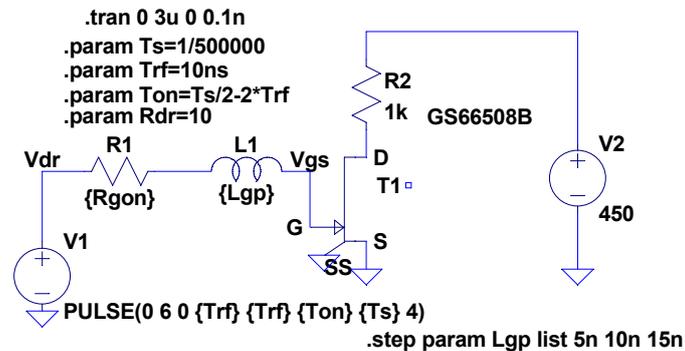


FIGURE 4.21 – Simulation sous LTSpice de l'influence d'une inductance parasite $L_{p,G}$ comprise entre 5 et 15nH

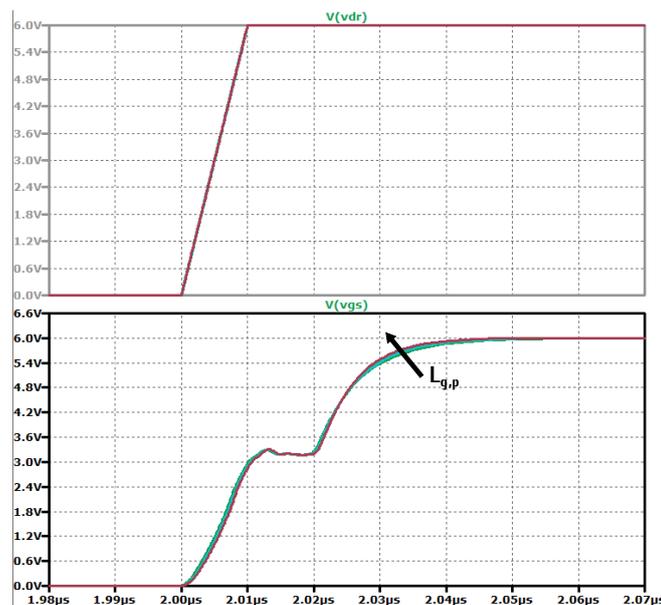


FIGURE 4.22 – Tension de grille V_{gs} en fonction du temps lors de l'amorçage du transistor pour trois valeurs d'inductance $L_{p,G}$ (5nH, 10nH et 15nH) et tension de driver V_{dr}

Les formes d'ondes de la tension V_{gs} aux bornes de la grille du transistor déterminées par la simulation sont représentées sur la Figure 4.22. Pour trois valeurs d'inductance de grille $L_{p,G}$, il n'y a pas d'oscillations générant une surtension néfaste. La superposition des cartes de commande et de puissance est donc validée pour la suite de la conception. Cette simulation sera vérifiée plus loin par des tests expérimentaux.

4.2 Bilan des pertes

Le fonctionnement du convertisseur implique différents types de pertes qu'il est nécessaire d'analyser pour définir le rendement. Ces pertes dépendent des transistors, du transformateur et des cartes électroniques. L'expression globale de ces pertes est représentée par la relation (4.13). Dans cette section, l'estimation de chaque perte est réalisée afin de calculer le rendement théorique du convertisseur. Ce rendement sera ensuite comparé au rendement mesuré dans la phase expérimentale.

$$Pertes_{DCDC} = \underbrace{8 \cdot (P_{on,1GaN} + P_{com,1GaN}) + P_{C,SMI}}_{\text{Pertes transistors}} + \underbrace{P_{cu,tr} + P_{fer,tr} + P_{Cp,trf}}_{\text{Pertes transformateurs}} + \underbrace{P_{Cs}}_{\text{Pertes composants}} \quad (4.13)$$

4.2.1 Pertes dans les transistors GaN

4.2.1.1 Pertes par conduction

Les pertes par conduction $P_{on,1GaN}$ d'un transistor ont déjà été définies dans la section (4.1.1.1) avec la relation (4.1). La résistance R_{DSon} utilisée dans ce calcul est spécifiée pour une température de composant de 100°C . Elle est notée $R_{DSon,100^\circ\text{C}}$. Cette valeur de température est cohérente pour un fonctionnement à puissance maximale, d'après l'étude thermique développée en Annexe E.2. Ici, le rendement est calculé pour différentes valeurs de puissance. Pour calculer précisément la valeur des pertes, cette résistance doit évoluer en fonction de la puissance. Cependant l'évaluation de R_{DSon} en fonction de cette puissance est complexe. Les pertes sont dépendantes de la puissance et sont calculées à l'aide de la résistance R_{DSon} . Et cette dernière est fortement dépendante de la température.

Pour le calcul du rendement, la résistance R_{DSon} sera fixée à $R_{DSon,100^\circ\text{C}}$ pour toutes les valeurs de puissance. Le rendement est donc sous-évalué. Le calcul pourra être réévalué en fonction des résultats expérimentaux pour s'approcher de la température réelle du composant en fonction de la puissance.

Le courant primaire est différent du courant secondaire car le rapport de transformation n'est pas unitaire. Les pertes par conduction sont donc différentes entre les quatre transistors primaires et les quatre transistors secondaires. Les pertes par conduction totales $P_{on,GaN,tot}$ prennent en compte cette différence et sont définies par la relation (4.14).

$$P_{on,GaN,tot} = 2 \cdot R_{DSon,100^\circ\text{C}} \cdot I_{1eff}^2 + 2 \cdot R_{DSon,100^\circ\text{C}} \cdot I_{2eff}^2 \quad I_{1eff} = \frac{n2}{n1} \cdot I_{2eff} \quad (4.14)$$

4.2.1.2 Pertes par commutation

Les pertes par commutation $P_{com,1GaN}$ d'un transistor ont été définies dans la section (4.1.1.2) par la relation (4.3). Elles sont dépendantes de la tension aux bornes de chaque transistor et de la capacité C_{oss} . Cette capacité qui varie en fonction de la tension à une valeur équivalente pour des tensions comprises entre 400 et 500V d'après la Figure G.8. La datasheet donne une valeur de capacité $C_{o(er)}$ pour une tension de 400V notée $C_{o(er),400V}$ (Table G.1). Cette valeur est donc

choisie pour le calcul des pertes avec notre fonctionnement à 450V. On suppose dans un premier temps que la valeur de $C_{o(er)}$ spécifiée par le constructeur est représentative de sa valeur réelle. La mesure du rendement du prototype permettra de vérifier cela.

Les pertes par commutation totales $P_{com,GaN,tot}$ sont définies par l'expression (4.15) et prennent en compte la différence de tension entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

$$P_{com,GaN,tot} = 4 \cdot C_{o(er),400V} \cdot V_{in}^2 \cdot f_{tr} + 4 \cdot C_{o(er),400V} \cdot V_{out}^2 \cdot f_{tr} \quad V_{in} = \frac{n1}{n2} \cdot V_{out} \quad (4.15)$$

4.2.1.3 Pertes induites par le SMI

Les pertes liées au SMI sont induites par les capacités parasites du diélectrique excitées par une tension alternative. La capacité parasite notée $C_{SMI,GaN}$ est exprimée suivant la relation (4.16).

$$C_{SMI,GaN} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{rSMI} \cdot (S_{cu,AC1} + S_{cu,AC2})}{e_{di}} \quad (4.16)$$

Sur la carte de puissance, les surfaces en cause sont les surfaces $S_{cu,AC1}$ et $S_{cu,AC2}$ qui font chacune $128mm^2$. Elles sont représentées sur la Figure 4.16. Les cartes des onduleurs primaires et secondaires sont identiques, les capacités parasites des cartes primaire et secondaire sont également identiques et valent $C_{SMI,GaN}$.

La Figure 4.4 définit l'énergie capacitive dissipée sur une période de commutation. Cette énergie est de l'ordre $C \cdot V^2 \cdot f$ car il y a deux commutations sur une période de fonctionnement. Basée sur ce même principe, les pertes dues aux capacités SMI $P_{C,SMI,tot}$ sont définies suivant la relation 4.17. Dans cette expression, la différence des tensions entrée/sortie est prise en compte.

$$P_{C,SMI,tot} = C_{SMI,GaN} \cdot V_{in}^2 \cdot f_{tr} + C_{SMI,GaN} \cdot V_{out}^2 \cdot f_{tr} \quad (4.17)$$

4.2.2 Pertes dans le transformateur

4.2.2.1 Pertes cuivre et pertes fer

Les pertes fer et cuivre dans le transformateur sont extraites des résultats de la Table 3.8. Les pertes cuivres sont calculées à partir du courant efficace et de la résistance des conducteurs. Afin de tenir compte du rapport de transformation, la résistance totale R_{tr} est séparée en deux résistances $R_{tr,1}$ et $R_{tr,2}$ suivant (4.18). L'expression des pertes cuivre du transformateur est donnée par (4.19).

$$R_{tr} = R_{tr,1} + \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 \cdot R_{tr,2} \quad (4.18)$$

$$P_{Trf} = R_{tr,1} \cdot I_{1eff}^2 + R_{tr,2} \cdot I_{2eff}^2 \quad (4.19)$$

4.2.2.2 Pertes dues aux capacités parasites du transformateur

Dans les paragraphes précédents, seules les capacités parasites inter-enroulements ont été analysées. Au sein du convertisseur, différentes capacités parasites interviennent. Elles sont représentées sur la Figure 4.23. Elles peuvent être à l'origine de pertes non négligeables lorsqu'une tension alternative est appliquée à leurs bornes.

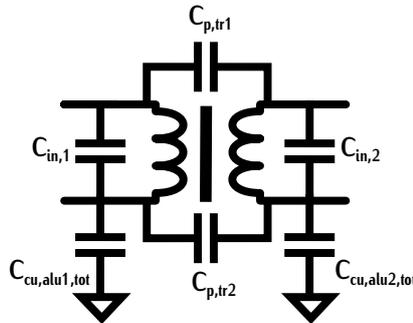


FIGURE 4.23 – Schéma du transformateur et des capacités parasites

Capacités parasites d'entrée et de sortie du transformateur Les capacités parasites primaire $C_{in,1}$ et secondaire $C_{in,2}$ sont calculées à l'aide de l'équation (4.20) avec $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$ les longueurs de cuivre raccordant les onduleurs au transformateur et h_{cu} la hauteur du conducteur de cuivre. Ces longueurs sont représentées sur la Figure 4.24.

$$C_{in,1} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{rPTFE} \cdot l_{in,1} \cdot h_{cu}}{e_{in,r}} \quad C_{in,2} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{rPTFE} \cdot l_{in,2} \cdot h_{cu}}{e_{in,r}} \quad (4.20)$$

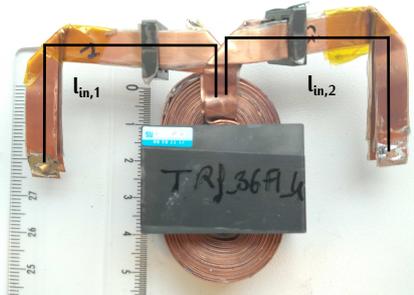


FIGURE 4.24 – Représentation de la longueur $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$ sur le transformateur conçu

L'isolation entre les deux feuillets est réalisée avec du ruban PTFE. L'épaisseur d'isolation entre deux spires est normalement de valeur e_{in} . Pour minimiser l'impact de ces capacités, cette valeur est doublée et vaut $e_{in,r}$ définie par (4.21). L'ordre de grandeur de ces capacités est renseigné dans la Table 4.5.

$$e_{in,r} = 2 \cdot e_{in} \quad (4.21)$$

Les pertes induites par ces capacités dépendent de l'expression (4.22). La tension aux bornes de ces deux capacités correspond à la tension aux bornes du transformateur soit une tension carrée

d'amplitude $+V_{in}$ et $-V_{in}$ pour le primaire. Même si les valeurs de capacités sont faibles, ces pertes ne sont pas négligées à cause de la tension importante à leurs bornes.

$$P_{C,in} = C_{in,1} \cdot (2 \cdot V_{in})^2 \cdot f_{tr} + C_{in,2} \cdot (2 \cdot V_{out})^2 \cdot f_{tr} \quad (4.22)$$

Capacités parasite cuivre-aluminium Il existe deux types de capacités parasites entre les spires de cuivre et la base aluminium du système de refroidissement : celle des conducteurs primaires notée $C_{cu,alu1}$ et celles des conducteurs secondaires notée $C_{cu,alu2}$. Ces deux conducteurs sont disposés différemment pour améliorer le refroidissement (Figure 3.19). Les deux capacités ont donc des valeurs différentes. La répartition des capacités est représentée sur la Figure 4.25.

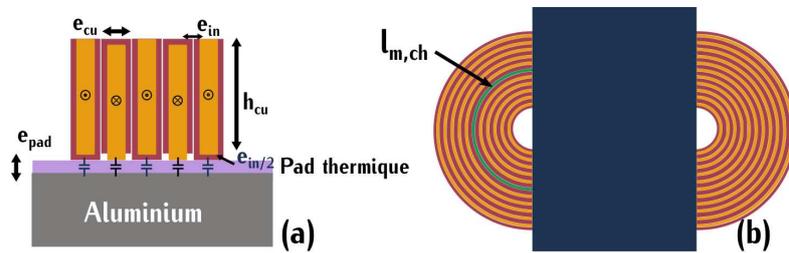


FIGURE 4.25 – Schéma du transformateur et des capacités parasites entre les conducteurs de cuivre et l'aluminium

Dans le calcul de la capacité parasite d'une spire secondaire $C_{cu,alu2}$, l'isolant n'intervient pas. Le conducteur de cuivre est directement plaqué sur le pad thermique. Cette capacité est définie suivant l'expression (4.23). La longueur $l_{m,ch}$ représente la longueur moyenne d'un chignon de conducteurs de cuivre. comme il y a deux chignons, cette valeur est multipliée par deux dans l'expression de la capacité. Cette longueur est définie sur la Figure 4.25 (b). e_{pad} correspond à l'épaisseur du pad thermique de perméabilité relative $\epsilon_{r,pad}$ valant 3,31 [104].

$$C_{cu,alu2} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{r,pad} \cdot 2 \cdot l_{m,ch} \cdot e_{cu}}{e_{pad}} \quad (4.23)$$

Dans le calcul de la capacité parasite primaire, l'isolant intervient. Cette capacité $C_{cu,alu1}$ équivaut à deux capacités en série $C_{cu,iso,1}$ et $C_{iso,alu,1}$. $C_{cu,iso,1}$ représente la capacité parasite entre le cuivre et l'isolant définie par la relation (4.25) et $C_{iso,alu,1}$ représente la capacité parasite entre l'isolant et l'aluminium définie par la relation (4.26).

$$C_{cu,alu1} = \frac{C_{cu,iso,1} \cdot C_{iso,alu,1}}{C_{cu,iso,1} + C_{iso,alu,1}} \quad (4.24)$$

$$C_{cu,iso,1} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{r,PTFE} \cdot 2 \cdot l_{m,ch} \cdot e_{cu}}{e_{in}/2} \quad (4.25)$$

$$C_{iso,alu,1} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{r,pad} \cdot 2 \cdot l_{m,ch} \cdot e_{cu}}{e_{pad}} \quad (4.26)$$

Les capacités parasites totales primaire et secondaire $C_{cu,alu1,tot}$ et $C_{cu,alu2,tot}$ sont définies par

les équations (4.27) car les capacités $C_{cu,alu1}$ et $C_{cu,alu2}$ de chaque spire sont considérées en parallèle afin de simplifier les calculs. Le schéma de ces deux capacités équivalentes est représentée sur la Figure 4.23. Ces valeurs sont répertoriées dans la Table 4.5.

$$C_{cu,alu1,tot} = n_1 \cdot C_{cu,alu1} \quad C_{cu,alu2,tot} = n_2 \cdot C_{cu,alu2} \quad (4.27)$$

Les tensions aux bornes de chaque spire sont différentes. La formule des pertes totales induites par ces capacités est donc difficile à déterminer. Un majorant de ces pertes est défini par l'expression 4.28. Cette valeur majorée est très faible car les capacités sont également faibles et que la tension considérée correspond à la tension d'entrée V_{in} . C'est la raison pour laquelle ces pertes sont négligées dans le calcul du rendement.

$$P_{C,cu,alu} < C_{cu,alu1,tot} \cdot V_{in}^2 \cdot f_{tr} + C_{cu,alu2,tot} \cdot V_{out}^2 \cdot f_{tr} \quad (4.28)$$

TABLE 4.5 – Valeurs des capacités parasites C_{in} et des capacités parasites cuivre/aluminium primaire $C_{cu,alu}$

$C_{in,1}$ pF	$C_{in,2}$ pF	$C_{cu,alu1,tot}$ pF	$C_{cu,alu2,tot}$ pF
18	18	1,5	2

Capacités inter-enroulements Comme détaillée dans la section (3.8.1), la tension aux bornes des capacités parasites inter-enroulements correspond à la différence des tensions primaire et secondaire représentée sur la Figure 3.61. Cette différence de tension est faible car le rapport de transformation est proche de un. Les pertes associées sont définies par l'expression (4.29). Même si la valeur de la capacité $C_{p,tr}$ est plus élevée que les valeurs des capacités renseignées dans la Table 4.5, ces pertes sont négligées car la tension considérée est faible.

$$P_{Cp,tr} = C_{p,tr} \cdot \left(2 \cdot \left(V_{in} - \frac{n_2}{n_1} \cdot V_{in}\right)\right)^2 \cdot f_{tr} \quad (4.29)$$

4.2.2.3 Pertes totales liées au transformateur

Au niveau des capacités parasites du transformateur, les pertes ont été négligées dans les capacités parasites inter-enroulements et dans les capacités parasite cuivre/aluminium. L'expression est définie par la relation (4.30).

$$P_{Trf} = P_{fer,tr} + P_{cu,tr} + P_{C,in} \quad (4.30)$$

De la même manière que pour les pertes dues aux capacités parasites du SMI, les pertes $P_{C,in}$ sont dissipées dans les transistors.

4.2.3 Pertes dans les condensateurs résonnants

Les condensateurs résonnants génèrent des pertes qui varient en fonction de la tension crête aux bornes des condensateurs et cette tension dépend de la valeur du courant résonnant (4.9). Les

différentes valeurs de résistances sont reportées dans la Table 4.4.

Le calcul des pertes totales $P_{cond,tot}$ est défini par l'expression (4.31). Il différencie les pertes dans les condensateurs résonnants primaires et secondaires car les courants associés possèdent des valeurs différentes.

$$P_{cond,tot} = ESR(I1) \cdot I_{1eff}^2 + ESR(I2) \cdot I_{2eff}^2 \quad (4.31)$$

4.2.4 Rendement analytique

Les expressions analytiques des pertes au sein du convertisseur permettent de tracer le rendement en fonction de la puissance d'entrée. Cette courbe est définie sur la Figure 4.26 pour un convertisseur avec un rapport cyclique de 50%.

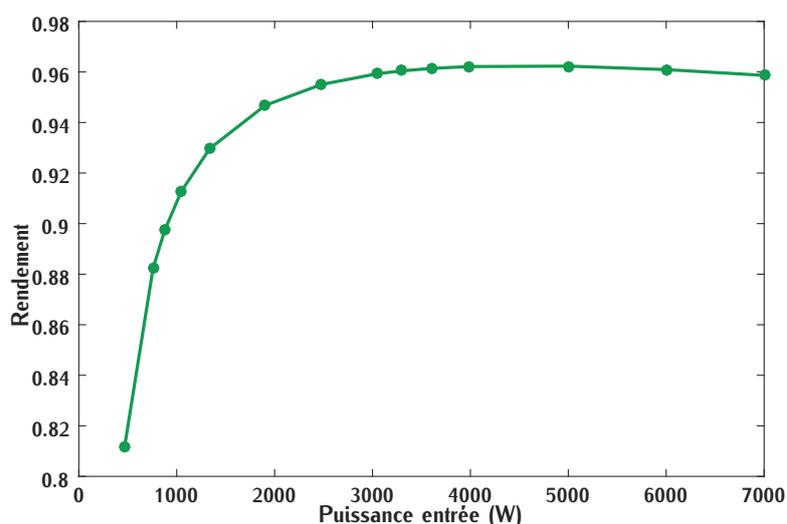


FIGURE 4.26 – Rendement théorique du convertisseur DC-DC en fonction de la puissance d'entrée pour un rapport cyclique de 50%

Les valeurs de rendement sont plus faibles lorsque la puissance diminue. Cette tendance s'explique par le type de commutation choisi qui est une commutation ZCS. Cette commutation implique des pertes capacitives importantes. Contrairement aux pertes par conduction, les pertes par commutation ne dépendent pas du courant mais de la tension. La tension est fixe dans le convertisseur lors de la charge. À faible puissance, les pertes par commutation deviennent prépondérantes et réduisent le rendement du convertisseur.

Ce rendement sera, par la suite, comparé au rendement mesuré afin d'analyser si toutes les pertes ont été correctement identifiées.

4.3 Convertisseur série résonnant symétrique

Le convertisseur final est simulé sous LTspice. Le but de cette simulation est d'analyser le comportement du convertisseur afin de le comparer ensuite avec les formes d'ondes relevées lors des mesures. Cette simulation sert également d'outil pour analyser l'origine de potentiels défauts mis en avant par les mesures. Le transformateur est représenté avec tous ses éléments parasites pour évaluer, notamment, l'impact des capacités parasites.

4.3.1 Détail du fichier de simulation

La modélisation du convertisseur sur le logiciel LTspice est représentée sur la Figure 4.27. Les parties et paramètres du modèle sont détaillés dans cette section. Ils se divisent en trois groupes : les paramètres de commutation, les paramètres de puissance et les paramètres électriques.

4.3.1.1 Paramètres de puissance

Les paramètres de puissance permettent de définir la puissance du convertisseur. Ils sont définis sur la Figure 4.28. C'est le paramètre R_c considéré comme une résistance de charge qui détermine les courants au sein du convertisseur. Cette résistance est définie en fonction de la tension de sortie V_{out} et de la valeur de puissance P_c . Cette valeur de puissance est le paramètre qui est modifié pour faire évoluer la charge.

4.3.1.2 Paramètres de commutation

Les paramètres de commutation permettent de définir les signaux de commande des transistors. Ils sont définis sur la Figure 4.29. Les différents temps de conduction TON_{PWM} et TON_{INV} peuvent être modifiés via les variables Tm_{INV} et Tm_{PWM} pour simuler un déphasage des transistors d'un même bras. Le paramètre $alpha$ permet de modifier le rapport cyclique afin de voir son influence sur le convertisseur. Les paramètres temporels dépendent de la période de commutation T_s directement liée à la fréquence de découpage.

4.3.1.3 Paramètres électriques

Les paramètres électriques définissent les éléments électriques du convertisseur que sont le transformateur, le circuit résonnant et les transistors.

Transformateur Dans cette modélisation, le transformateur est décomposé spire par spire afin d'évaluer l'influence des capacités parasites inter-enroulements. Les valeurs des inductances propres L_1 et L_2 , de l'inductance mutuelle M et du coefficient de couplage k_c choisis pour la simulation sont déterminées à l'aide de trois éléments du transformateur prototypé définis dans les Tables 3.8 et 3.9. Ces trois éléments sont notés L_{fint} , L_m et m dans la modélisation. Ils correspondent respectivement à l'inductance de fuite du transformateur, à l'inductance de magnétisation et au rapport de transformation.

L'inductance de chaque spire notée L_{spire1} et L_{spire2} correspond à l'inductance spécifique du transformateur $A_{l,tr}$ définie par l'expression (4.32).

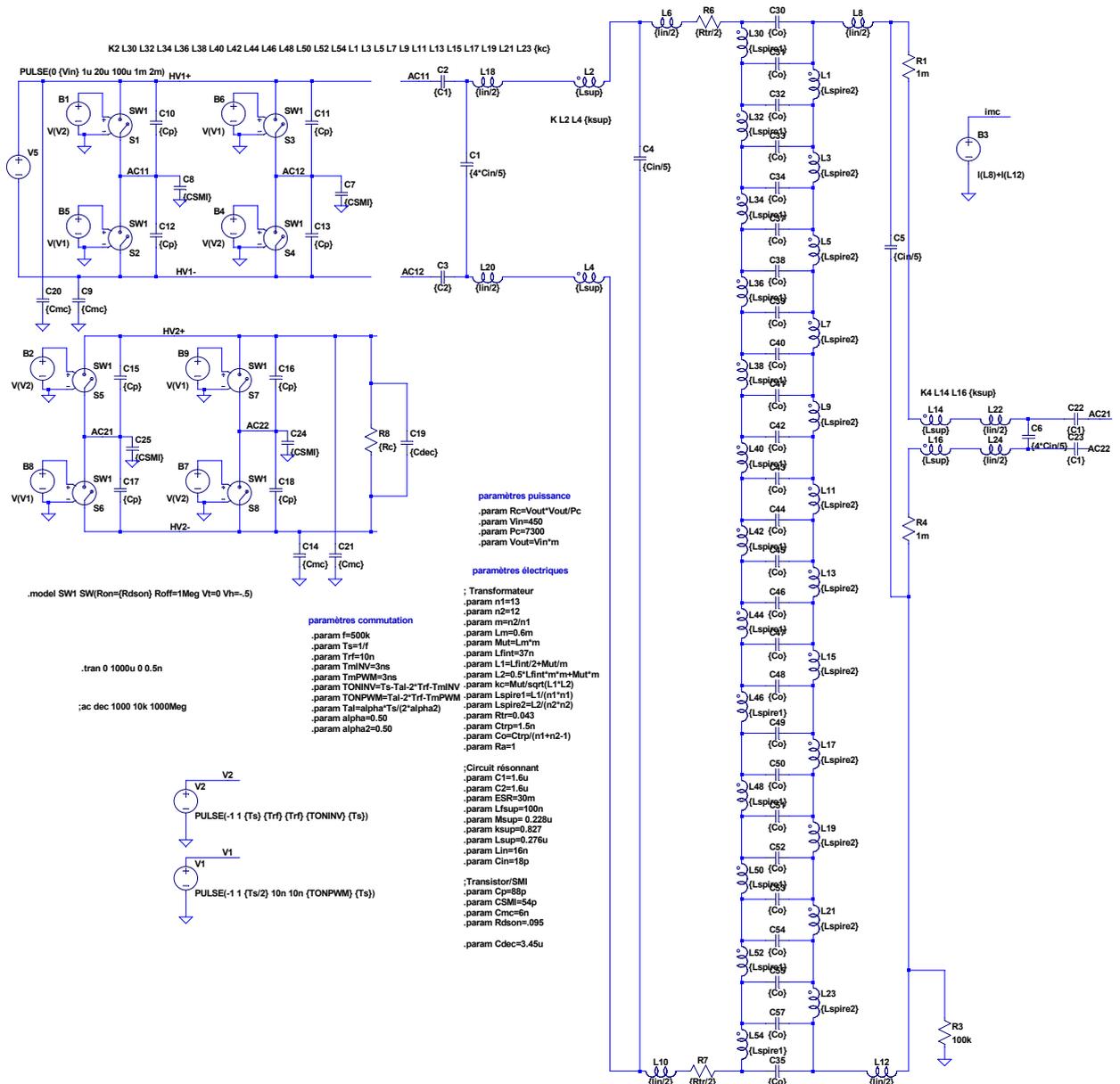


FIGURE 4.27 – Détail de la modélisation du convertisseur sur le logiciel LTspice

paramètres puissance
 .param Rc=Vout*Vout/Pc
 .param Vin=450
 .param Pc=7300
 .param Vout=Vin*m

FIGURE 4.28 – Paramètres définissant la puissance dans la simulation LTspice du convertisseur

paramètres commutation

```

.param f=500k
.param Ts=1/f
.param Trf=10n
.param TmINV=3ns
.param TmPWM=3ns
.param TONINV=Ts-Tal-2*Trf-TmINV
.param TONPWM=Tal-2*Trf-TmPWM
.param Tal=alpha*Ts/(2*alpha2)
.param alpha=0.50
.param alpha2=0.50

```

FIGURE 4.29 – Paramètres définissant les signaux de commande des transistors dans la simulation LTspice du convertisseur

paramètres électriques	;Circuit résonnant
; Transformateur	.param C1=1.6u
.param n1=13	.param C2=1.6u
.param n2=12	.param ESR=30m
.param m=n2/n1	.param Lfsup=100n
.param Lm=0.6m	.param Msup= 0.228u
.param Mut=Lm*m	.param ksup=0.827
.param Lfint=37n	.param Lsup=0.276u
.param L1=Lfint/2+Mut/m	.param Lin=16n
.param L2=0.5*Lfint*m*m+Mut*m	.param Cin=18p
.param kc=Mut/sqrt(L1*L2)	;Transistor/SMI
.param Lspire1=L1/(n1*n1)	.param Cp=88p
.param Lspire2=L2/(n2*n2)	.param CSMI=54p
.param Rtr=0.043	.param Cmc=6n
.param Ctrp=1.5n	.param Rdson=.095
.param Co=Ctrp/(n1+n2-1)	.param Cdec=3.45u
.param Ra=1	

FIGURE 4.30 – Paramètres définissant les composants électriques dans la simulation LTspice du convertisseur

$$A_{l,tr} = \frac{L_1}{n_1^2} \quad \text{ou} \quad A_{l,tr} = \frac{L_2}{n_2^2} \quad (4.32)$$

Dans la simulation, la valeur d'une capacité entre deux spires notée C_o est déterminée en fonction de la capacité parasite totale $C_{p,tr}$. Elle est définie par l'expression (4.33).

$$C_o = \frac{C_{p,tr}}{n_1 + n_2 - 1} \quad (4.33)$$

Cette capacité parasite C_o est représentée de manière homogène dans le transformateur. En réalité, chaque capacité parasite est différente. La longueur entre deux spires extérieures d'un chignon de cuivre est plus grande qu'entre deux spires intérieures. Cette différence entre spires est représentée sur la Figure 4.31. Quantifier cette longueur pour chaque spire est complexe, c'est la raison pour laquelle les capacités parasites entre deux spires sont schématisées de manière identique.

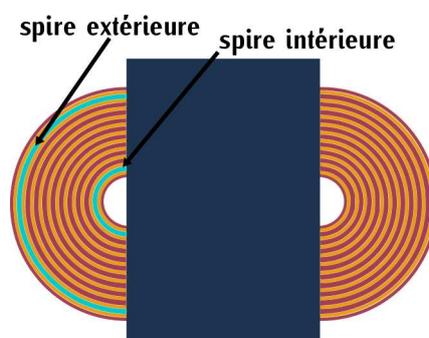


FIGURE 4.31 – Représentation des différentes longueurs entre les spires intérieures et les spires extérieures

Circuit résonnant Les valeurs des capacités résonnantes définies dans la simulation correspondent aux valeurs de chaque lot de condensateurs représentés sur la Figure 4.10. Les condensateurs associés sont ceux sélectionnés dans la section 4.1.3. L'ESR totale de deux lots en série correspond à l'ESR équivalente ESR_{eq} . Les différentes valeurs d'ESR dépendent de la puissance de charge P_c et sont renseignées dans la Table 4.4

L'inductance notée L_{sup} dans la simulation correspond à l'inductance supplémentaire dimensionnée dans la section 3.9. Son but est d'augmenter la valeur de l'inductance résonnante et de participer au filtrage des courants de mode commun. Les valeurs des inductances propres L_{sup} et le coefficient de couplage k_{sup} associés à cette inductance sont représentés dans les données des paramètres électriques. Ils sont déterminés suite au dimensionnement dans la section 3.9.

L'inductance L_{in} correspond à l'inductance de câblage des conducteurs de cuivre entre le transformateur et l'onduleur. Cette inductance est divisée en différentes inductances sur le modèle de simulation car il s'agit d'une inductance de câblage répartie. Sur le même principe, les capacités parasites d'entrée et de sortie notées C_{in} sont également séparées en plusieurs capacités car cette capacité est également répartie sur l'ensemble du câble. Sa valeur est définie dans la Table 4.5.

Transistors et carte SMI Pour faciliter la convergence du logiciel de simulation, les transistors utilisés sont des transistors parfaits modélisés par la commande `.modelSW`. Cette commande prend en compte la résistance à l'état passant via le paramètre $R_{ds,ON}$. La capacité parallèle symbolise la capacité C_{oss} . Cette capacité n'est pas linéaire et ne correspond pas exactement à une capacité en parallèle du transistor. Dans l'exemple, nous cherchons à vérifier la commutation ZCS. C'est la capacité $C_{o(er)}$ qui est utilisée dans le logiciel de simulation. Cette capacité peut être modifiée suivant les valeurs des datasheet en fonction du but recherché lors d'une simulation.

Les capacités de la carte SMI *CSMI* définies dans le logiciel de simulation correspondent aux valeurs de capacités déterminées dans la section 4.2.1.3.

4.3.2 Commutations

Pour une simulation à puissance maximale soit $7,3kW$ et avec les paramètres définis précédemment, le courant résonnant primaire qui circule dans l'inductance $L2$ et la tension aux bornes du transistor $T1_1$ sont représentés sur les Figures 4.32 et 4.33.

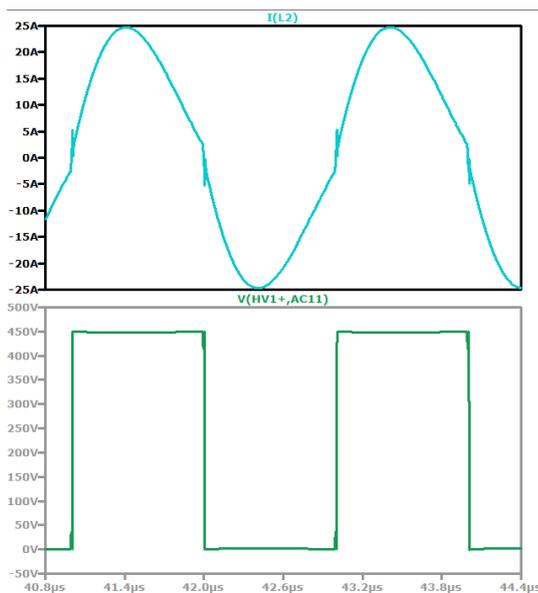


FIGURE 4.32 – Courant résonnant primaire et tension du transistor $T1_1$ pour une puissance de $7,3kW$ déterminée par simulation

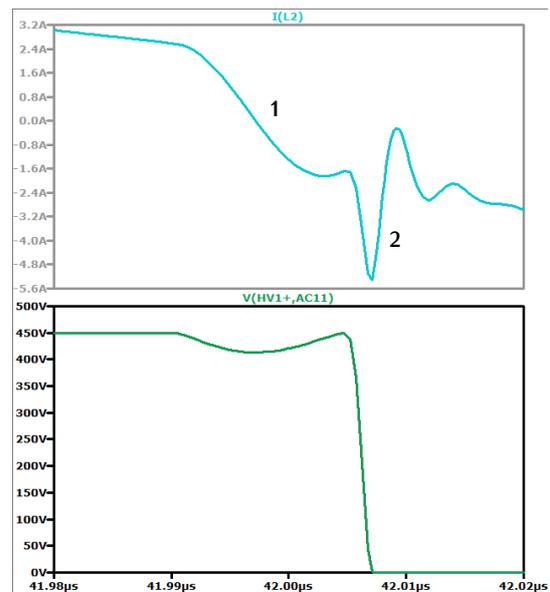


FIGURE 4.33 – Zoom sur le courant résonnant primaire et la tension du transistor $T1_1$ pour une puissance de $7,3kW$ déterminée par simulation

Sur la Figure 4.32, le courant résonnant est légèrement amorti. Cet amortissement est dû au faible rapport $\frac{L_s}{C_s}$ devant les résistances parasites. Les résistances des transistors et des condensateurs sont plus faibles lorsque la température diminue. Du fait des échauffements, le courant résonnant pour une faible puissance aura un amortissement moins important qu'à forte puissance.

L'amortissement et l'ajout des inductances parasites décale la fréquence de résonance f_{r0} . La fréquence de découpage fixée à $500kHz$ ne correspond donc pas exactement à f_{r0} . De ce fait, un léger courant est commuté (Point 1 - Figure 4.33). Ce courant n'est pas assez important pour

assurer la charge et la décharge des capacités parasites. Il entre en oscillation en fonction de la valeur des capacités $C_{o(er)}$ et de l'inductance résonnante sans décharger ces dernières.

Sur le point 2 défini sur la Figure 4.33, les capacités C_{in} génèrent un pic de courant lorsque la tension à leurs bornes passe de $+V_{in}$ à $-V_{in}$. Ces capacités et l'inductance l_{in} sont réparties uniformément à travers la longueur de câblage. Ces courants capacitifs sont donc différents dans un cas réel car ces deux grandeurs sont mieux réparties au niveau du câblage.

4.4 Réalisation et tests

4.4.1 Présentation du prototype

Les choix de conception ont permis d'aboutir à la réalisation d'un prototype représenté sur la Figure 4.34. Les trois cartes de puissance, commande et contrôle sont superposées. Cette superposition est représentée sur la Figure 4.35 (a).

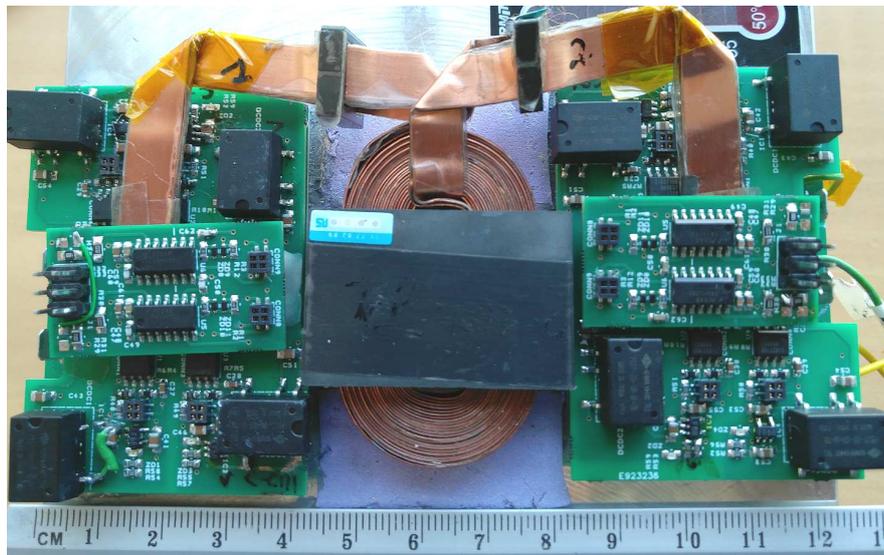


FIGURE 4.34 – Vue du dessus du prototype

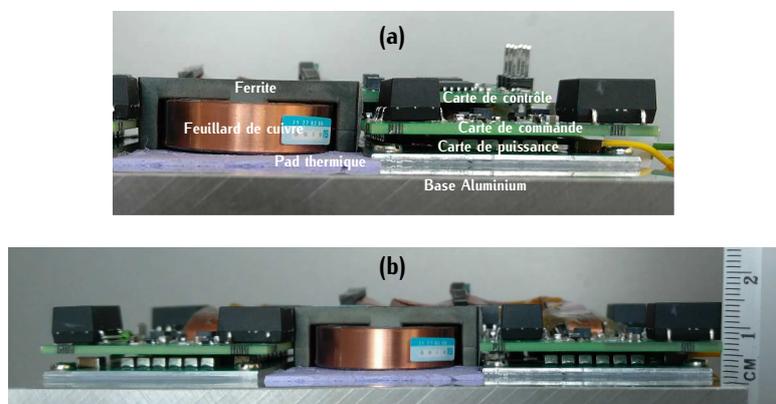


FIGURE 4.35 – (a) Empilement des cartes du prototype (b) Vue de côté du prototype

Dans le dimensionnement du transformateur, les calculs thermiques ont été menés pour un refroidissement à eau. Pour des raisons de coût et de simplicité de réalisation, le refroidissement dans le prototype est effectué par un radiateur à ailettes équipé de ventilateurs. L'interface thermique entre les cartes de puissance SMI et le radiateur se fait à l'aide d'une pâte thermique. Les deux interfaces entre les feuillets de cuivre et le radiateur et entre le matériau ferrite et le radiateur sont réalisées à l'aide d'un pad thermique comme cela est défini sur la Figure 3.19. Lors des mesures à fortes puissances, une attention particulière sera portée sur l'échauffement car le dimensionnement a été mené avec un refroidissement à eau.

4.4.2 Principes de mesure

Les mesures du prototype de DC-DC se font à l'aide d'un banc d'essai représenté sur la Figure 4.36. L'alimentation de puissance est une alimentation Regatron capable de délivrer au maximum 500V, 80A et 32kW. La charge de sortie du convertisseur est à la charge active Chroma. Elle est utilisée de manière passive.

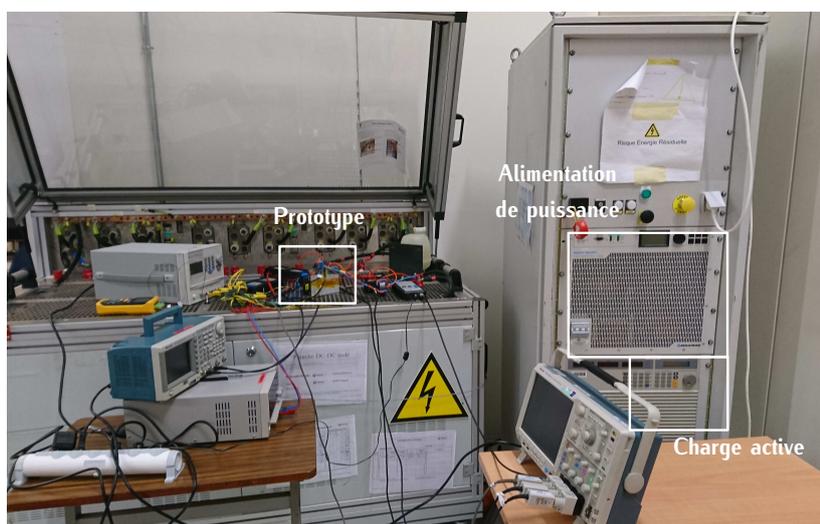


FIGURE 4.36 – Banc de test du convertisseur DC-DC

Les signaux de commandes sont fournis par un GBF et l'électronique associée est alimentée par une tension de 5V. Les ventilateurs du radiateur sont alimentés par une tension de 24V. L'ensemble des appareils d'alimentation et de commande sont détaillés dans la Table 4.6. Le schéma de principe du prototypage est représenté sur la Figure 4.37.

Pour des tests à faibles tensions, les mesures de tensions sont effectuées à l'aide de sondes non isolées. Lors des mesures à tension nominale, des sondes différentielles de calibre 1000V sont utilisées. Une sonde de Rogowski est utilisée pour mesurer le courant. Cette sonde est non intrusive, c'est-à-dire qu'elle ne nécessite pas d'être intégrée au circuit. Par contre, cette sonde ne donne pas la valeur moyenne de la mesure réalisée. Dans notre application, le courant résonnant est sinusoïdal et possède une valeur moyenne nulle, cette sonde est donc adaptée pour cette mesure. La mise en forme des mesures est réalisée sur un oscilloscope Tecktronix. La liste des appareils de mesure est renseignée dans la Table 4.6.

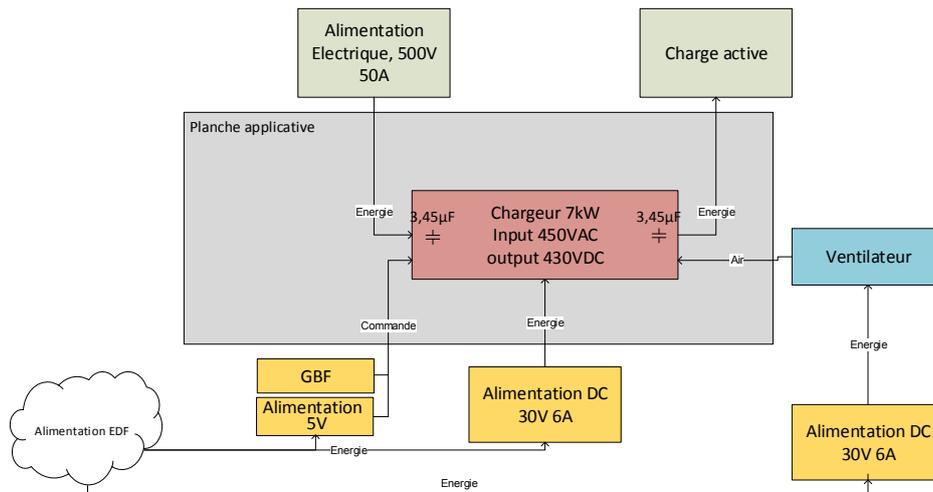


FIGURE 4.37 – Schéma de principe du prototype du convertisseur DC-DC

Pour calculer le rendement, les courants en entrée I_{in} et en sortie I_{out} du convertisseur sont mesurés à l'aide d'un shunt. Le shunt se caractérise par une résistance de très faible valeur. La tension aux bornes de cette résistance donne l'image du courant mesuré. Dans notre application, cette résistance vaut $1,6m\Omega$. Les tensions d'entrée, de sortie et aux bornes des deux shunts sont mesurées à l'aide d'un multimètre de précision spécifié dans la Table 4.6. Les tensions et courants sont ensuite multipliés pour déterminer les puissances d'entrée P_{in} et de sortie P_{out} . Avec ces valeurs de puissance, le rendement η est défini suivant l'expression (4.34).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \quad (4.34)$$

La problématique liée à cette mesure est la précision. Les incertitudes des mesures de courant et de tension s'ajoutent entre-elles. De plus, les valeurs des résistances sont également soumises à des incertitudes. En tenant compte de ces différentes erreurs, la précision globale du rendement est estimée à 0,5%.

Le schéma complet du convertisseur est représenté sur la Figure 4.38. Les tensions et courants mesurés dans la suite de la section feront référence à ce schéma. Les différents points de mesures testés lors des essais sont regroupés dans la Table 4.7.

Dans la suite de la section, des tests pour valider la commutation des transistors sont détaillés dans un premier temps. Ensuite, des tests à faibles puissances sont analysés afin de vérifier le fonctionnement du convertisseur. En dernier point, le rendement du convertisseur pour différentes valeurs de puissances est mesuré pour être ensuite comparé au rendement analytique.

4.4.3 Commutations

Pour vérifier la commutation des transistors des cartes de puissance, l'essai noté $p_{m,0}$ renseigné dans la Table 4.7 est examiné. Cet essai est caractérisé par une charge infinie et une faible tension d'entrée. La tension aux bornes de la grille $V_{gs,3,1}$ et la tension drain source $V_{ds,3,1}$ du transistor $T_{3,1}$ sont mesurées et représentées sur la Figure 4.39.

TABLE 4.6 – Détails des alimentations et des appareils de mesure

Type d'appareil	Constructeur	Référence	Calibre
Alimentation de puissance	Regatron	TopCon Quadro TC.P.32.500.400.PV.HMI	500V / 80A / 32kW
Charge active	Chroma	63204	5,2kW 450V
Alimentation 30V GBF	Keysight	U8031A	30V / 5A
	Tektronix	AFG3022B	25 MHz / 2 voies
Sonde différentielle de tension	Tektronix	THDP0200	1000V / 200MHz
Sonde de tension non-isolée	Tektronix	TPP0200	200MHz / 10MOhm <12pF 10X 300V cat II
Sonde de courant Rogowski	PEM	CWT	1,5Hz - 30 MHz 500A / 1mV/A
Oscilloscope	Tektronix	MS4104B	1 GHz 5GS/s 4 voies
Multimètre	Keysight	Agilent 34401A	6 ¹ / ₂ digits / 1000V

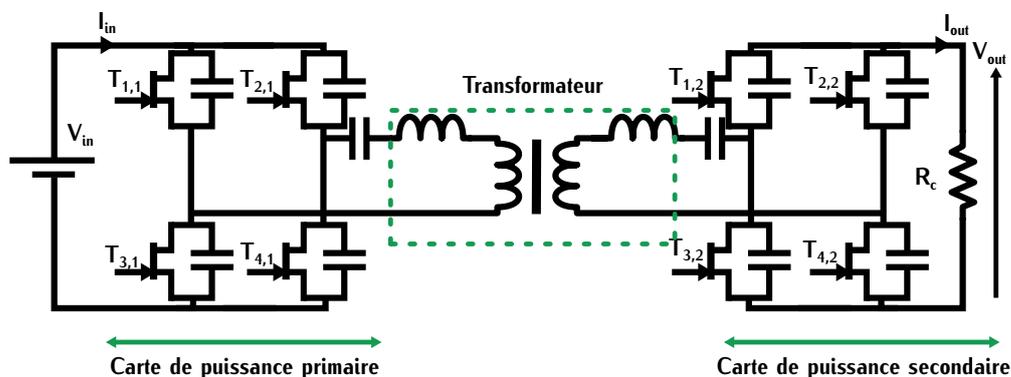


FIGURE 4.38 – Schéma du prototype

TABLE 4.7 – Détails des points de mesure

Point de mesure	Tension d'entrée V_{in} V	Résistance de charge R_c Ω	Fréquence kHz	Rapport cyclique %
$p_{m,0}$	20	–	500	48
$p_{m,BTA}$	40	30	540	46,5
$p_{m,BTB}$	70	30	540	46,5
$p_{m,rend}$	450	600-45	500	46,5
$p_{m,al,40}$	450	28	500	40

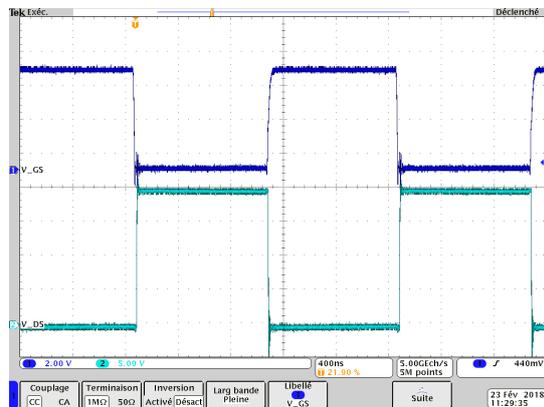


FIGURE 4.39 – Tension de grille $V_{gs,3,1}$ et tensions du transistor $T_{3,1}$ $V_{ds,3,1}$ en fonction du temps

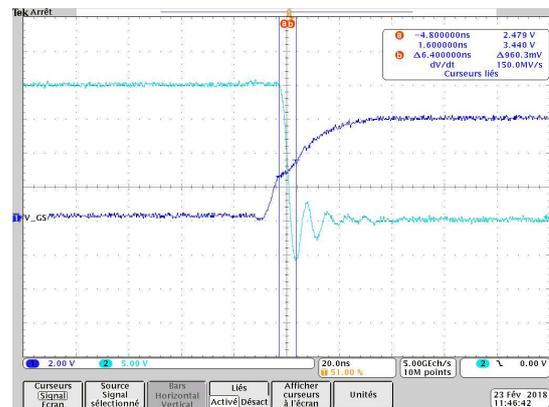


FIGURE 4.40 – Zoom sur la tension de grille $V_{gs,3,1}$ et tensions du transistor $T_{3,1}$ $V_{ds,3,1}$ lors du blocage en fonction du temps

Ce point de mesure nous permet de vérifier la rapidité de commutation des transistors. Les charges de la grille sont faibles comparées aux charges de grille des composants MOSFET et MOSFET SiC (Table 1.2), la variation de tension ΔV lors du blocage du transistor se fait en un temps Δt très court de l'ordre de $6ns$ (Figure 4.40).

4.4.4 Tests à faibles puissances

A faible puissance et faible tension, le DC-DC est testé pour vérifier le fonctionnement du convertisseur et l'adéquation avec la simulation LTspice. Les essais réalisés sont caractérisés par les points de mesures $p_{m,BTA}$ et $p_{m,BTB}$ décrits dans la Table 4.7. Lors de ces essais, les tensions aux bornes des transistors $T_{4,1}$ et $T_{3,2}$ et le courant résonnant I_1 sont représentés sur les Figures 4.41 et 4.42.

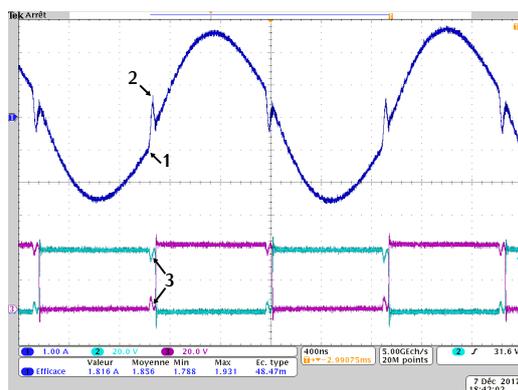


FIGURE 4.41 – Courant résonnant primaire I_1 (CH1), Tension $V_{ds,4,1}$ du transistor primaire $T_{4,1}$ (CH2), Tension $V_{ds,3,2}$ du transistor secondaire $T_{3,2}$ (CH3) pour le point de mesure $p_{m,BTA}$

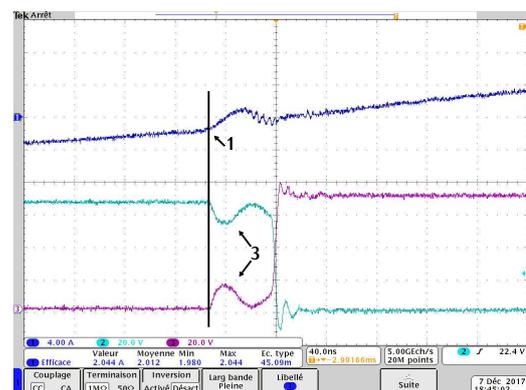


FIGURE 4.42 – Zoom sur : Le courant résonnant primaire I_1 (CH1), la tension $V_{ds,4,1}$ du transistor primaire $T_{4,1}$ (CH2), la tension $V_{ds,3,2}$ du transistor secondaire $T_{3,2}$ (CH3) pour le point de mesure $p_{m,BTB}$

Sur ces figures, le point "1" met en avant le déphasage du courant par rapport à la tension. En effet, la fréquence de découpage n'est pas exactement égale à la fréquence de résonance. Le courant primaire quasi-sinusoidal admet donc un léger déphasage avec la tension. Ce déphasage implique un courant non nul lors de la commutation.

La valeur de ce courant n'est pas suffisante pour décharger les capacités parasites des transistors, la tension aux bornes des transistors et des capacités oscille mais ne décroît/croît pas. Ce phénomène est présenté par le point "3" sur les Figures 4.41 et 4.42. La commutation réalisée est bien une commutation quasi ZCS, l'énergie échangée dans les capacités parasites est perdue. Ce phénomène est le même que celui retrouvé en simulation sur les Figures 4.32 et 4.33 ce qui permet de confirmer le fonctionnement en commutation du convertisseur.

Le fonctionnement idéal du convertisseur se fait lorsque la fréquence de découpage est égale à la fréquence de résonance. Dans la configuration testée, il y a un léger déphasage, ces deux fréquences ne sont donc pas exactement égales. La fréquence de découpage est tout de même fixée à 500kHz , car commuter un faible courant n'est pas problématique pour la commutation ZCS.

Le point "2" sur les Figures 4.41 et 4.42 correspond à la résonance entre l'inductance de fuite et les capacités parasites des transistors. Le pic de courant dû aux capacités parasites C_{in} défini en simulation sur les Figures 4.32 et 4.33 n'est pas visible ici pour plusieurs raisons. La tension d'entrée est de 40V , le courant de décharge associé est donc beaucoup plus faible qu'à tension d'entrée nominale (450V). De plus, la dynamique de ce courant est très rapide de l'ordre de la centaine de MHz . La sonde de Rogowski est limitée par sa bande passante à 30MHz . Ce qui explique que ce courant n'est pas visible par la mesure.

4.4.5 Mesure du rendement

Pour évaluer la performance du convertisseur, le rendement est mesuré en fonction de la puissance. Les essais sont testés pour les points de mesures notés $p_{m,rend}$ renseignés dans la Table 4.7. La tension d'entrée correspond à la tension nominale V_{in} valant 450V . Cette tension est fixe durant le fonctionnement du convertisseur. Les variations de puissance sont réalisées avec la modification de la charge R_c . La courbe de rendement associée est représentée sur la Figure 4.43.

D'après cette figure, le rendement est faible lorsque la puissance diminue. Il est inférieur à 90% pour des puissances en deçà de 1500W et environ 70% pour 500W . Cette baisse importante s'explique notamment par la commutation ZCS utilisée. Cette commutation induit des pertes dues aux capacités parasites des transistors et de la carte SMI. Ces pertes sont dépendantes du carré de la tension et cette tension est constante en fonction de la puissance. À faibles puissances, les pertes par conduction sont faibles et les pertes par commutation sont relativement importantes par rapport à la puissance totale consommée.

Pour une puissance d'environ 4kW , le rendement est d'environ 95% . La structure DC-DC proposée pour le chargeur du véhicule électrique est constituée de deux étages. Pour que cette structure soit intéressante au niveau performance, chaque étage doit réaliser sa fonction avec un haut rendement. La valeur de 95% pour un seul des deux étages est faible comparée à la valeur totale requise par le cahier des charges (Figure 1.28).

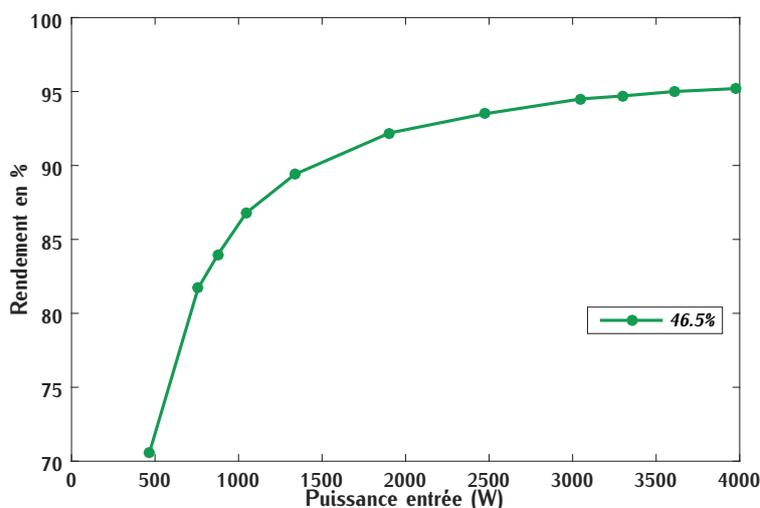


FIGURE 4.43 – Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée pour un rapport cyclique de 46,5%

Dans la suite de la section, le rendement mesuré est comparé avec les valeurs théoriques afin d'analyser le calcul des pertes. Ensuite, différentes propositions seront faites pour améliorer ce rendement.

4.4.6 Comparaison avec le rendement analytique

En reprenant les résultats de la section 4.2, le rendement mesuré noté R_m et le rendement calculé analytiquement noté R_{c1} peuvent être comparés. Ces deux courbes sont représentées sur la Figure 4.44.

Le rendement analytique est supérieur au rendement mesuré pour tous les points de puissance considérés. Le calcul de ce rendement est donc surévalué. Toutes les pertes n'ont pas été correctement prises en compte. La différence entre ces deux valeurs est plus importante lorsque la puissance est faible. À l'inverse, lorsque la puissance augmente les écarts se réduisent.

4.4.6.1 Analyse de l'écart du rendement

Lors du calcul du rendement, différentes approximations ont été réalisées. Ces approximations sont potentiellement à l'origine des écarts. Dans cette section, la liste de ces approximations est réalisée afin d'analyser l'origine des écarts. Le but est de déterminer les types de pertes qui ont été sous-évaluées.

Dans l'évaluation des pertes par conduction, la résistance à l'état passant a été supposée constante et sa valeur a été fixée pour une température de jonction d'environ 100°C . À faible puissance, la température du composant n'est pas à 100°C , la résistance équivalente est plus faible. Les pertes par conduction calculées sont donc plus élevées qu'en conditions réelles. Cette approximation devrait situer le rendement calculé en deçà du rendement mesuré lorsque les puissances

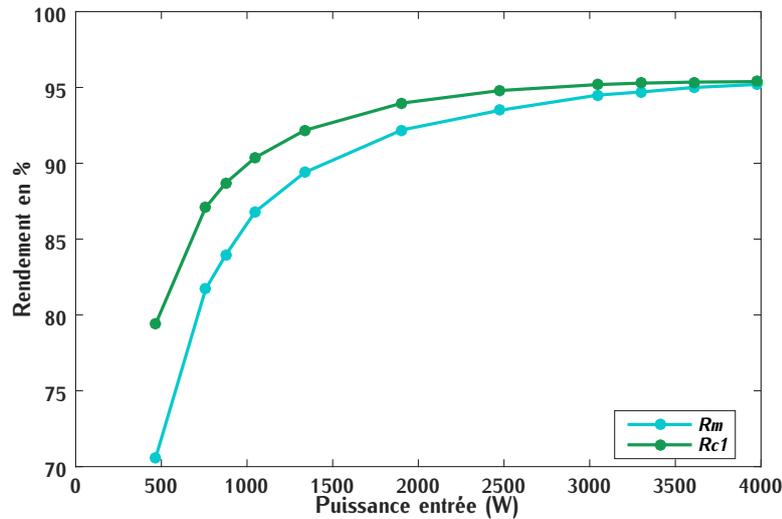


FIGURE 4.44 – Comparaison du rendement théorique R_{c1} et mesuré R_m en % en fonction de la puissance d'entrée

sont faibles. Or ce n'est pas le cas, cette approximation n'est donc pas responsable de l'écart entre les valeurs calculées et mesurées dans cette zone de faibles puissances.

L'écart peut également être dû à la valeur des inductances résonnantes relativement faibles et aux valeurs de capacité relativement fortes. Ce choix implique un courant résonnant amorti, notamment lorsque la puissance est élevée. La Figure 4.45 montre la forme d'onde du courant résonnant primaire amorti lors de l'essai à 3,9kW où le rendement associé est de 95%.



FIGURE 4.45 – Courant résonnant primaire I_1 (CH1) pour une puissance de 3,9kW et une tension d'entrée de V_{in} de 450V

Dans cette configuration, la valeur efficace du courant est plus importante que dans le cas d'un courant parfaitement sinusoïdal. Cet amortissement augmente les pertes pour les fortes puissances mais cela ne permet pas d'expliquer l'écart de rendement pour les faibles puissances. Pour chaque mesure de rendement, les valeurs efficaces du courant résonnant ont été relevées. Pour la suite des calculs de rendement, la valeur du courant efficace utilisée sera celle des mesures afin de tenir compte de cet amortissement.

Sur la Figure 4.44, l'écart entre les deux valeurs de rendement est plus faible lorsque la puissance augmente. Cette variation suggère que les pertes non prises en compte correspondent à des pertes capacitives. Ces pertes ne varient pas avec la puissance de charge, elles sont donc prépondérantes à faible puissance. Dans le convertisseur, trois types de capacités sont susceptibles de générer des pertes qui ont été sous-évaluées. : les capacités parasites de la carte de puissance du SMI, du transformateur et des transistors.

Une mesure des valeurs de capacités parasites du SMI a permis de vérifier la bonne estimation des valeurs déterminées par le calcul (4.16). Au niveau du transformateur, les pertes dues à la capacité parasite inter-enroulements sont négligeables pour les différentes raisons avancées dans la section 3.8.1.

Les pertes dues aux capacités des transistors se basent sur la datasheet. La capacité $C_{o(er)}$ est utilisée dans le calcul. Cette capacité est censée rendre compte de l'énergie dissipée par la capacité C_{oss} non-linéaire lorsque la tension varie entre 0V et 400V. Pour vérifier cette assertion, une simulation est réalisée dans la section suivante afin de quantifier l'énergie dissipée par ces capacités.

4.4.6.2 Pertes dues aux capacités parasites du transistor

Pour vérifier l'impact de la capacité non-linéaire C_{oss} , une simulation sous LTspice est réalisée. Cette simulation s'appuie sur le modèle du composant GS66508B fourni par GaN System. Dans ce modèle, les capacités parasites du transistor sont prises en compte. Le schéma de simulation est représenté sur la Figure 4.46.

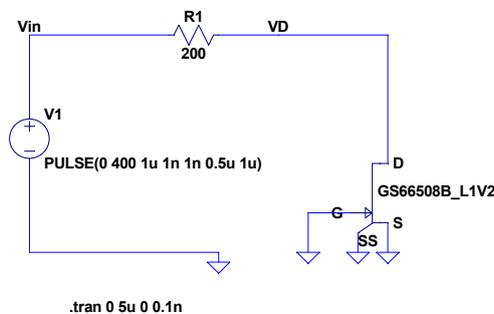


FIGURE 4.46 – Simulation LTspice de la charge et décharge des capacités parasites du composants GS66508B dans un circuit résistif

Le but de cette simulation est d'évaluer l'énergie dissipée dans une résistance lors d'une variation de tension aux bornes du transistor. Nous faisons l'hypothèse que cette énergie correspond à l'énergie stockée dans les capacités parasites lors de la commutation. Cette hypothèse est détaillée en Annexe I. L'énergie déterminée par simulation est ensuite comparée à l'énergie E_{oss} renseignée dans la datasheet (Table G.1). E_{oss} correspond à l'énergie de commutation du transistor à courant nul.

Dans la datasheet, E_{oss} est déterminée pour une tension de 400V et une fréquence d'1MHz. La simulation est évaluée avec ces mêmes conditions. La puissance dissipée dans la résistance en fonction du temps ainsi que la tension aux bornes du transistor est représentée sur la Figure 4.47.

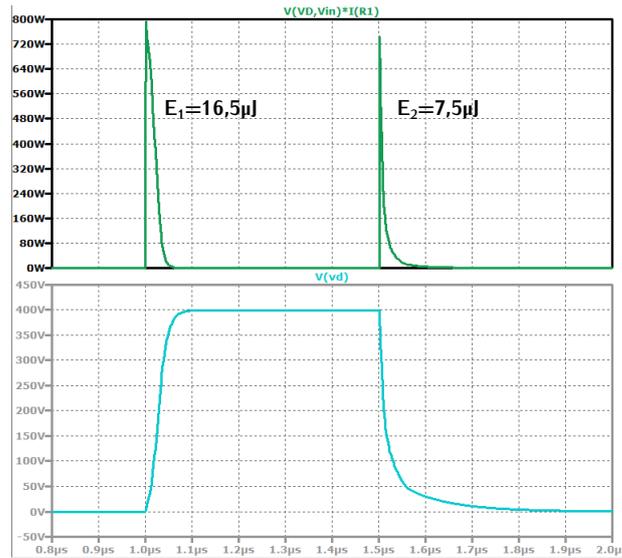


FIGURE 4.47 – Puissance dissipée dans la résistance et tension aux bornes du transistor en fonction du temps dans la simulation LTspice

Lors de l’amorçage et du blocage du transistor, les énergies E_1 et E_2 dissipées sont différentes. L’énergie E_{oss} renseignée dans la datasheet est de $7\mu\text{J}$. Cette valeur correspond à l’énergie dissipée dans la résistance uniquement lors de l’amorçage du transistor.

Ce résultat permet de comprendre que la connaissance de la seule valeur E_{oss} renseignée dans la datasheet ne suffit pas pour quantifier les pertes par commutation d’un transistor à courant nul. Cependant, les résultats précédents se basent uniquement sur le modèle de simulation fourni par GaN System. Ce modèle peut ne pas être représentatif d’un composant réel. Pour vérifier l’adéquation du modèle avec la réalité, le calcul des pertes théoriques est modifié en fonction des valeurs d’énergie déterminées par simulation. Ce nouveau calcul est ensuite comparé avec les mesures de rendement.

Lors d’une commutation d’un bras d’onduleur, le transistor dont la capacité se charge est responsable de l’énergie E_1 et l’autre dont la capacité se décharge est responsable de l’énergie E_2 . L’énergie totale perdue notée $E_{tot,GaN}$ d’un bras d’onduleur correspond à la somme des deux énergies E_1 et E_2 . Ces deux énergies sont représentées sur la Figure 4.47. Les pertes associées $P_{bras,com,Ts}$ lors d’une période sont définies suivant l’expression (4.35).

$$P_{bras,com,Ts} = 2 \cdot E_{tot,GaN} \cdot f_{tr} \quad E_{tot,GaN} = E_1 + E_2 \quad (4.35)$$

A l’échelle d’un bras d’onduleur, nous pouvons définir la capacité parasite $C_{o(er),reel}$ qui correspond à la capacité linéaire équivalente de C_{oss} du point de vue énergétique. Cette nouvelle capacité est déterminée en fonction de l’énergie $E_{tot,GaN}$. Elle est définie suivant l’expression (4.36) pour une tension de 400V.

$$C_{o(er),reel} = \frac{E_{tot,GaN}}{V_{400V}^2} \quad (4.36)$$

La capacité $C_{o(er),reel}$ vaut environ $160pF$. Elle correspond à presque deux fois la valeur de $C_{o(er),400V}$ renseignée dans la datasheet (Table G.1). Les pertes par commutation associées sont donc supérieures à celles précédemment calculées.

4.4.6.3 Nouveau calcul de rendement

Calcul du rendement R_{c2} Avec ces nouvelles valeurs de pertes, le rendement analytique est recalculé. La Figure 4.48 représente le rendement mesuré noté R_m , le rendement déterminé avec l'ancienne valeur de $C_{o(er)}$ noté R_{c1} et le rendement calculé suite à l'étude des énergies de commutation noté R_{c2} .

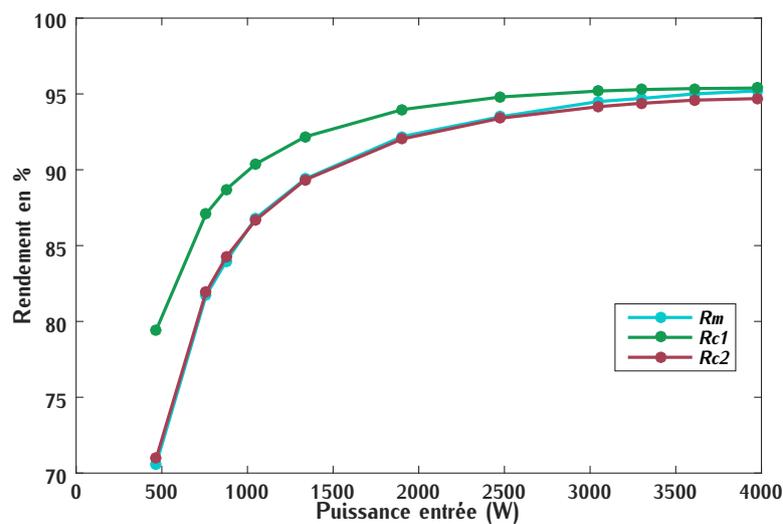


FIGURE 4.48 – Comparaison des deux rendements théoriques R_{c1} et R_{c2} et du rendement mesuré R_m en % en fonction de la puissance d'entrée

Dans la détermination du rendement R_{c2} , d'autres modifications ont été prises en compte. Pour tenir compte de l'amortissement du courant, les valeurs efficaces des courants pour le rendement R_{c2} sont celles relevées lors des mesures $p_{m,rend}$. La résistance à l'état passant dans le calcul des pertes par conduction est fixée pour une température de jonction de $75^{\circ}C$ soit une valeur de $75m\Omega$. Cette résistance a été modifiée par rapport au rendement R_{c1} car la puissance maximale évaluée est de $4kW$ et que la température du laboratoire lors des essais se situait aux alentours de $20^{\circ}C$. La valeur de résistance à l'état passant précédemment évaluée dans R_{c1} pour une température de jonction de $100^{\circ}C$ est donc surestimée (Annexe E.2).

Lors de la mesure du rendement, le rapport cyclique est de $0,46\%$. Cette valeur a été fixée dans un premier temps pour s'assurer d'un temps mort important afin d'éviter un court-circuit de bras. Pendant le temps mort, les capacités parasites des transistors viennent se décharger légèrement de manière passive à l'aide du faible courant magnétisant. Ce courant est faible mais la variation de tension est perceptible. La valeur de tension V_{in} utilisée dans le calcul des pertes est donc plus faible et vaut $430V$. C'est cette valeur de tension qui a été utilisée dans l'évaluation du rendement R_{c2} .

Comparaison À faible puissance, le rendement mesuré R_m est très proche des valeurs calculées $R_{c,2}$. Ce faible écart indique que les pertes capacitatives ont été correctement évaluées et que les informations données par le modèle de simulation sont cohérentes avec les mesures.

À puissances plus élevées (de 3 à 4kW), un écart apparaît entre ces deux rendements. Les pertes surévaluées sont donc résistives.

Les résistances à l'origine de pertes proviennent principalement de la résistance à l'état passant des transistors, du transformateur et des condensateurs résonnants. La valeur de la résistance à l'état passant a été modifiée dans le calcul de $R_{c,2}$ pour tenir compte des valeurs de puissance des mesures. Nous supposons donc que cet écart n'est pas lié à la valeur de $R_{ds,on}$.

Les autres pertes résistives sont donc surévaluées. Les pertes au sein du transformateur sont définies par la résistance R_{AC} qui a été simulée et mesurée. À l'inverse, les pertes au sein des condensateurs résonnants ont été uniquement déterminées analytiquement. Nous en arrivons à la conclusion que ce sont les pertes au sein des condensateurs résonnants induites par l'ESR qui sont surévaluées dans le calcul du rendement.

4.4.6.4 Amélioration du rendement

Cette comparaison nous a permis d'évaluer les différentes pertes au sein du convertisseur et ainsi d'identifier leur origine. Nous pouvons maintenant tenter de les minimiser. Cette section propose plusieurs solutions qui ont pour but d'améliorer le rendement.

A 1500W, le rendement est inférieur à 90%. Comme nous l'avons vu précédemment, les pertes dans cette zone de fonctionnement sont principalement induites par la charge et la décharge brusque des capacités. Pour minimiser ces pertes, l'énergie de ces capacités peut être stockée dans une inductance. Le convertisseur réalise ainsi des commutations douces de type ZVS. Ce point est détaillé dans le Chapitre 2.

Dans notre application et sans ajout de composants, ces commutations peuvent être réalisées de deux manières différentes. La première méthode consiste à commuter un courant et décharger les capacités parasites au sein de l'inductance résonnante. Ce fonctionnement correspond au mode hyper-résonnant d'un convertisseur à résonance série détaillé dans la section 2.3.1. La deuxième méthode utilise l'inductance de magnétisation. Cette inductance est généralement dimensionnée afin que le courant magnétisant associé décharge et charge les capacités parasites durant le temps mort. Cette méthode de commutation correspond au convertisseur LLC et est détaillée dans la section 2.4.2.

Appliquées à notre convertisseur, les deux méthodes peuvent être utilisées car le convertisseur possède à la fois une inductance résonnante et une inductance magnétisante. Cependant l'inductance de résonance de faible valeur ne permet pas la décharge complète des capacités. L'inductance de magnétisation a été dimensionnée avec une très grande valeur pour minimiser les pertes potentielles dues à un entrefer dans le transformateur. Le courant magnétisant associé n'est pas assez important pour réaliser une commutation ZVS.

Fonctionnements en commutation ZVS partielle Dans ce paragraphe, différents fonctionnements sont évalués pour parvenir à réaliser des commutations ZVS partielles dans notre convertisseur.

Dans un fonctionnement LLC, le courant magnétisant décharge les capacités parasites suivant la relation (4.37) avec ΔV_{in} la variation de tension aux bornes du transistor, Δt_m le temps mort et I_m le courant magnétisant supposé peu variable pendant le temps mort.

$$I_m = \frac{2 \cdot C_{o(tr)} \cdot \Delta V_{in}}{\Delta t_m} \quad (4.37)$$

Le courant magnétisant a été fixé lors du dimensionnement du convertisseur ainsi que la tension d'entrée V_{in} . Les capacités parasites dépendent des transistors GaN. Ces valeurs ne sont donc pas modifiables pour réaliser une commutation ZVS. Le seul paramètre permettant de jouer sur la valeur des pertes est le temps mort Δt_m durant lequel les capacités vont se décharger. Pour augmenter ce temps, nous pouvons diminuer la valeur du rapport cyclique.

Dans un fonctionnement à résonance série, les capacités parasites sont déchargées à l'aide du courant commuté lors du changement d'état des transistors. La valeur de ce courant est définie en fonction de la fréquence de découpage par rapport à la fréquence de résonance. Dans notre situation, la variation de fréquence n'est pas un fonctionnement pour lequel le convertisseur a été conçu. Le transformateur et les onduleurs ont été dimensionnés pour la fréquence particulière de 500kHz. Faire varier cette fréquence peut mener à une augmentation des pertes du convertisseur.

Pour utiliser le principe de commutation du convertisseur à résonance série sans faire varier la fréquence, nous pouvons également modifier le rapport cyclique. En diminuant cette valeur, le temps de conduction est diminué. Le courant résonnant sur une demi-période a moins de temps pour s'établir impliquant un courant non nul dans les transistors lors de la commutation. Ce courant suivant sa valeur permet de décharger une partie de l'énergie des capacités parasites. Par contre, la valeur du courant efficace résonnant est plus élevée lorsque le rapport cyclique est inférieur à 50%. Cela peut entraîner des pertes supplémentaires en conduction. La variation du rapport cyclique est donc limitée lorsque la puissance augmente.

4.5 Solution proposée pour améliorer le rendement

4.5.1 Fonctionnement

En faisant varier le rapport cyclique, une commutation ZVS partielle est réalisable grâce à la combinaison des deux méthodes détaillées précédemment. Ces deux méthodes ont été rencontrées dans le convertisseur LLC et dans le convertisseur à résonance série. Pour bien comprendre ce fonctionnement lors de la commutation, les formes d'ondes représentées sur la Figure 4.49 décrivent cette commutation partielle.

Cet essai est défini pour le point de fonctionnement $p_{m,al,40}$. Le rapport cyclique associé est de 40%. Dans la zone 1, le courant résonnant décharge passivement les capacités parasites. Il s'agit de la commutation rencontrée dans le cas du convertisseur à résonance série. Dans la zone 2, c'est le courant magnétisant qui décharge les capacités pendant le temps mort Δt_m . Sur cet essai, la

moitié de la tension est déchargée de manière passive. Les pertes capacitives sont donc environ réduites par quatre.

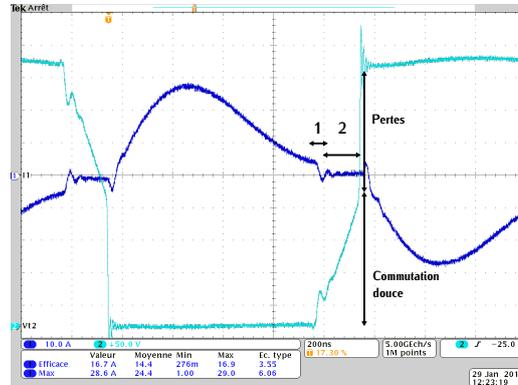


FIGURE 4.49 – Courant résonnant primaire I_1 (CH1) et tension du transistor primaire $V_{ds,2,1}$ (CH2) pour le point de mesure $p_{m,al,40}$

Au secondaire, les commandes des transistors sont synchronisées avec celles du primaire. Les Figures 4.50 et 4.51 déterminée à l'aide du modèle de simulation (section 4.3.1) permettent d'illustrer le fonctionnement des transistors secondaires. Sur ces Figures apparaît une oscillation qui n'est pas présente en test car la résonance associée est amortie.

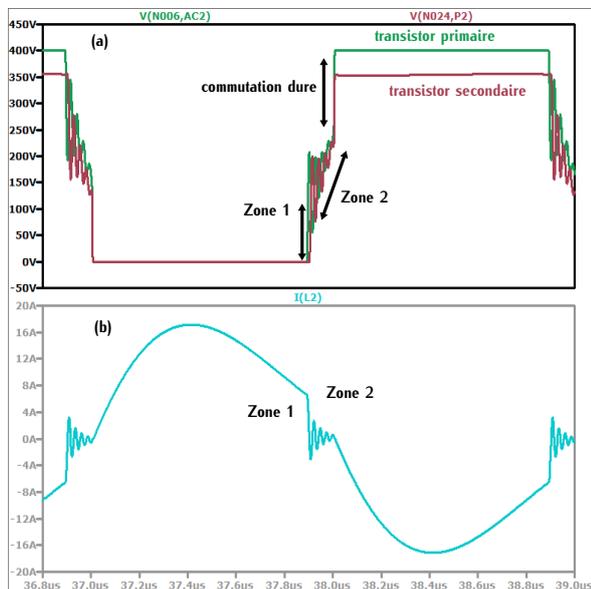


FIGURE 4.50 – (a) Tension aux bornes d'un transistor primaire et d'un transistor secondaire symétrique (b) Courant résonnant primaire

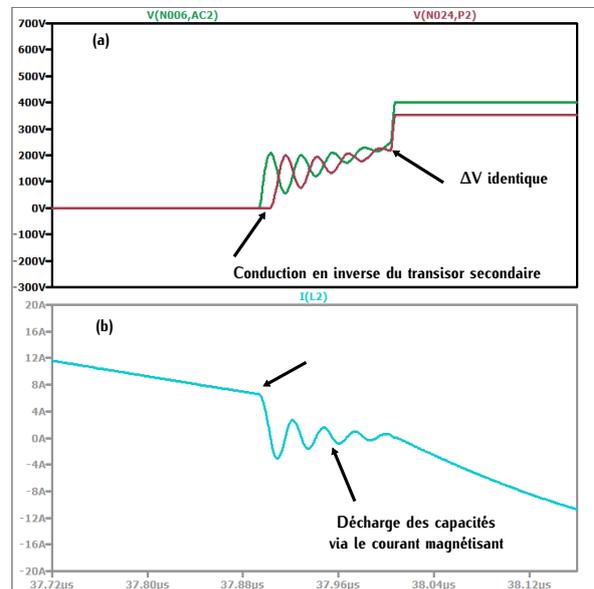


FIGURE 4.51 – (a) Tension aux bornes d'un transistor primaire et d'un transistor secondaire symétrique (b) Courant résonnant primaire

Lorsqu'un transistor primaire et son symétrique secondaire se bloque, le courant résonnant est commuté. Nous sommes dans le début de la phase du temps mort où tous les transistors sont

bloqués. Cette phase est illustrée par la zone 1 sur la Figure 4.50. Au primaire, ce courant commuté permet la charge et la décharge des capacités parasites sur la zone 1 de la Figure 4.49. Au secondaire, le courant de sens opposé ne circule pas à travers les capacités comme au primaire mais circule en inverse dans le transistor qui vient de se bloquer. Cela se traduit par une différence de tension aux bornes du transistor primaire et de son symétrique secondaire (Figure 4.51). Cependant la durée de cette phase est très courte car l'inductance de fuite est faible. Le courant résonnant décroît très rapidement pour atteindre la valeur du courant magnétisant.

Dans cette deuxième phase représentée par le point 2 sur les Figures 4.49 et 4.50, la tension aux bornes des transistors évolue de la même manière que ce soit au primaire et secondaire. À la fin du temps mort, le transistor complémentaire s'amorce. Le transistor primaire s'amorce avec la même tension à ses bornes que le transistor secondaire. La commutation ZVS partielle est donc réalisée à la fois au primaire et au secondaire.

Par contre, la conduction en inverse des transistors secondaires génèrent plus de pertes que ceux au primaire. Cependant ces pertes sont faibles car la durée de la zone 1 est très courte.

La topologie étant parfaitement symétrique, le convertisseur est bidirectionnel. Son fonctionnement en mode réversible est le même que celui énoncé ci-dessus avec les pertes en conduction inverse reportées sur les transistors primaires.

4.5.2 Étude du rendement

Pour évaluer l'impact de cette méthode sur le rendement, plusieurs essais avec des rapports cycliques différents sont testés. Ils sont représentés sur la Figure 4.52. Les puissances d'essais varient de 500W à 6,1kW avec une tension d'entrée V_{in} de 450V.

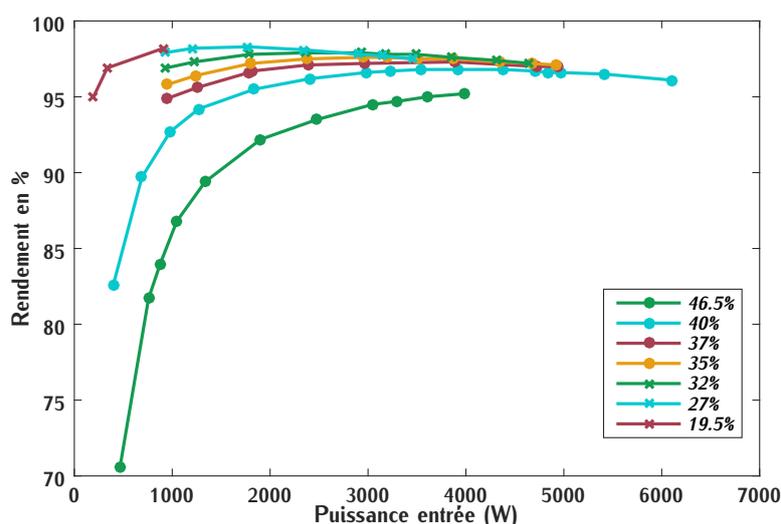


FIGURE 4.52 – Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée pour différentes valeurs de rapport cyclique

Le rendement maximal correspond à l'enveloppe des courbes. Cette méthode permet de réduire les pertes dues aux capacités parasites, c'est-à-dire les pertes par commutation. Cependant elle

augmente la valeur efficace des courants résonnants ce qui implique une augmentation des pertes par conduction. Lorsque les puissances sont élevées, les pertes par conduction sont prépondérantes par rapport au pertes par commutation. C'est la raison pour laquelle la diminution du rapport cyclique limite le rendement lorsque la puissance augmente.

Par contre lorsque les puissances sont inférieures $4kW$. Cette méthode permet d'augmenter le rendement du convertisseur. Nous obtenons un rendement supérieur à 98% pour une puissance de $3kW$ soit 4 points de rendement supplémentaires que lors des premiers essais (Figure 4.43). Dans cette plage, les pertes par commutation deviennent plus importantes que les pertes par conduction ce qui explique l'amélioration du rendement.

Cette solution est donc intéressante pour améliorer l'efficacité du convertisseur. De plus, le comportement bidirectionnel du convertisseur n'est pas remis en cause. Cependant cette méthode a été testée sur quelques points de puissance et le fonctionnement a été étudié uniquement par simulation. Cette solution nécessite une étude plus approfondie pour évaluer ses avantages et ses limites.

En conclusion, ce chapitre nous a permis de montrer la faisabilité et la réalisation du convertisseur DC-DC isolé. Une analyse poussée a été menée sur les éléments parasites des composants et des cartes électroniques. C'est grâce à cette étude que le convertisseur a pu fonctionner à la fréquence définie avec un faible niveau de pertes. En fin de chapitre, une amélioration du système a été proposée. Pour évaluer, l'ensemble du DC-DC du chargeur une topologie de convertisseur Buck est proposée dans le chapitre suivant dans le but d'évaluer le volume global du DC-DC.

Évaluation des deux étages du convertisseur DC-DC

Sommaire

5.1	Topologies DC-DC	160
5.1.1	Topologie classique	160
5.1.2	Solutions pour améliorer les pertes	161
5.1.3	Entrelacement	163
5.2	Topologie proposée	163
5.2.1	Principe de fonctionnement	163
5.2.2	Dimensionnement général	165
5.3	Analyse du système complet	166
5.3.1	Description de l'étage C	166
5.3.2	Volume prévisionnel	168
5.3.3	Comparaison	168
5.4	Conclusion sur le chargeur complet	170
5.4.1	Première solution	171
5.4.2	Deuxième solution : Solution symétrique monophasée	171
5.4.3	Troisième solution : Solution symétrique triphasée	173
5.5	Conclusion générale	174
5.5.1	Intérêts	174
5.5.2	Limites	174
5.5.3	Conclusions sur la technologie GaN	174
5.5.4	Perspectives	175

Dans le chapitre précédent, le convertisseur DC-DC isolé qui correspond à l'étage B sur la Figure 5.1 a été dimensionné et conçu. Le troisième étage correspondant à l'étage C doit être étudié afin de pouvoir conclure sur la solution à trois étages. La structure sélectionnée pour cet étage est très développée dans la littérature. Le but de ce chapitre est de proposer une topologie dans une optique de haute densité de puissance en adéquation avec l'étage DC-DC isolé.

Dans un premier temps, les différentes topologies de convertisseur abaisseur rencontrées dans la littérature sont analysées. Ensuite, la structure choisie pour l'étage C est développée. Puis, le volume complet du convertisseur sera évalué et comparé avec un chargeur de l'état de l'art. Finalement, une proposition de chargeur complet à trois étages sera discutée.

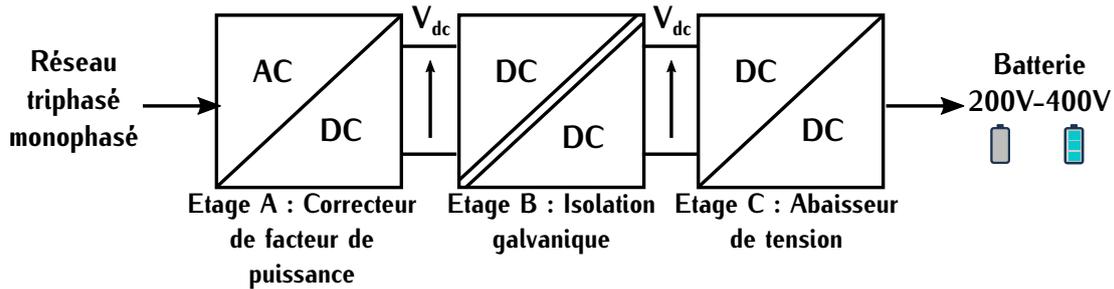


FIGURE 5.1 – Structure de chargeur de VE à trois étages

5.1 Topologies DC-DC

5.1.1 Topologie classique

La tension de sortie de l'étage B du convertisseur DC-DC isolé est de l'ordre de 450V. La tension de batterie évolue entre 400 et 200V suivant son état de charge. Pour réaliser l'étage C, la topologie la plus simple est le hacheur dévolteur aussi appelé convertisseur Buck. Cette topologie est représentée sur la Figure 5.2.

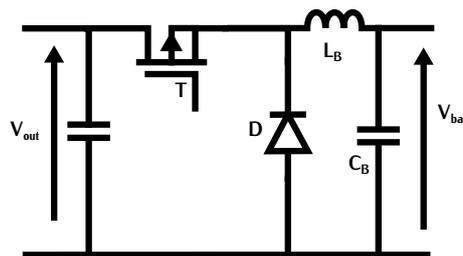


FIGURE 5.2 – Topologie d'un hacheur dévolteur

Le principal avantage de cette structure est sa simplicité. Elle possède une seule cellule de commutation pouvant être composée d'une diode, d'un transistor et d'un élément de stockage. Elle possède un filtre de sortie LC. Dans notre application, ce filtre constitue une partie du filtre CEM de sortie.

Les inductance et condensateur de ce convertisseur prennent une part importante du volume du chargeur. Dans les chapitres précédents, un effort important a été fait pour minimiser la taille du convertisseur isolé. Si le volume gagné sur un étage est perdu dans l'étage voisin, la structure à trois étages perd son intérêt sur la densité de puissance. C'est pourquoi la structure proposée doit minimiser la taille du filtre.

Appliqué à notre cahier des charges, le convertisseur Buck dans sa structure simple présente divers inconvénients. Cette topologie peut fonctionner de deux manières différentes en mode continu et en mode discontinu. Ces deux méthodes seront détaillées plus loin dans le chapitre. En fonctionnement continu qui est le fonctionnement le plus classique, l'inductance est volumineuse et les commutations des composants de puissance sont dures. Cela implique des pertes par commutation

importantes. A puissance maximale, les tensions et courants mis en jeu durant les commutations sont importants. Les pertes associées impactent directement le rendement. L'utilisation de transistors GaN peut permettre de limiter ces pertes.

Dans une structure DC-DC à deux étages, le rendement est critique. Même si les transistors GaN sont utilisés dans la structure simple du convertisseur Buck, les commutations dures peuvent réduire fortement le rendement. Pour améliorer cette structure, différentes solutions existent.

5.1.2 Solutions pour améliorer les pertes

5.1.2.1 Ajout de composants

Pour diminuer les pertes au sein des transistors, différentes méthodes de commutation douces existent. L'ajout d'un composant passif de type inductance ou condensateur permet de respectivement retarder l'établissement du courant ou de la tension afin que le produit $v \cdot i$ durant la commutation soit quasi-nul. Ce point est détaillé dans la section 1.2.4.

Les circuits snubber associés sont de type résistance, diode et condensateur noté RCD ou résistance, diode et inductance noté RLD. Ces différents circuits sont détaillés dans [105].

L'ajout d'un circuit résonnant (L et C) permet également de réaliser des commutations douces. Deux circuits résonnants conventionnels appliqués au convertisseur Buck sont représentés sur la Figure 5.3. Ces circuits résonnants sont détaillés dans les références [106] et [107].

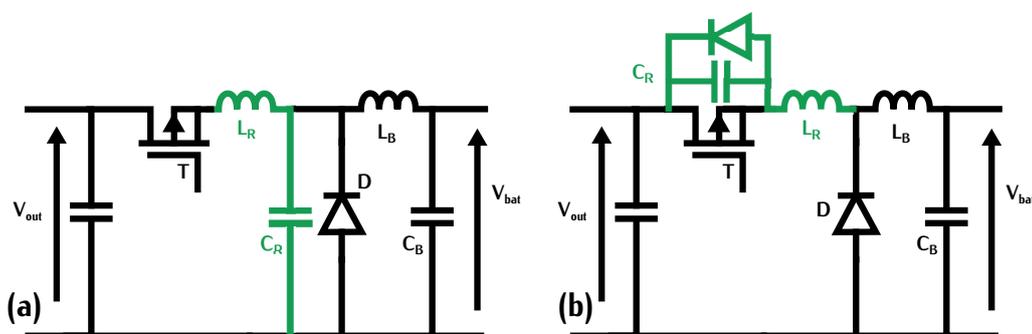


FIGURE 5.3 – Topologie d'un hacheur avec l'ajout d'un circuit résonnant de type ZCS (a) et l'ajout d'un circuit résonnant de type ZVS (b)

L'ajout de ce type de circuits implique une oscillation des grandeurs de courant et tension. Les calibres en tension ou en courant des transistors sont plus importants que dans la structure classique du Buck à commutations dures. De plus, ces types de convertisseurs nécessitent l'ajout de composants passifs qui peuvent être volumineux.

La commutation douce peut également être réalisée à l'aide d'un circuit d'aide à la commutation actif. Ce circuit comporte des transistors auxiliaires pour améliorer les commutations dures. Traditionnellement, le transistor auxiliaire requiert une commande complexe et n'évite pas l'ajout de composants passifs. Les commutations de ce transistor auxiliaire ne sont pas douces. Une étude de circuits actifs adaptés à un convertisseur boost est détaillée dans [108].

L'ensemble de ces solutions nécessite l'ajout de composants passifs. Ces composants peuvent être volumineux limitant ainsi la densité de puissance du convertisseur. Ces solutions s'emploient dans le cadre de convertisseurs unidirectionnels et le convertisseur Buck sélectionné doit être bidirectionnel. C'est pourquoi elles ne sont pas retenues.

5.1.2.2 Conduction discontinue

Pour réaliser une commutation douce sans ajout de composant, le convertisseur peut fonctionner en mode de conduction discontinue. Sur la Figure 5.4 sont illustrées les formes d'ondes d'un convertisseur Buck pour les deux modes de fonctionnement : continu et discontinu.

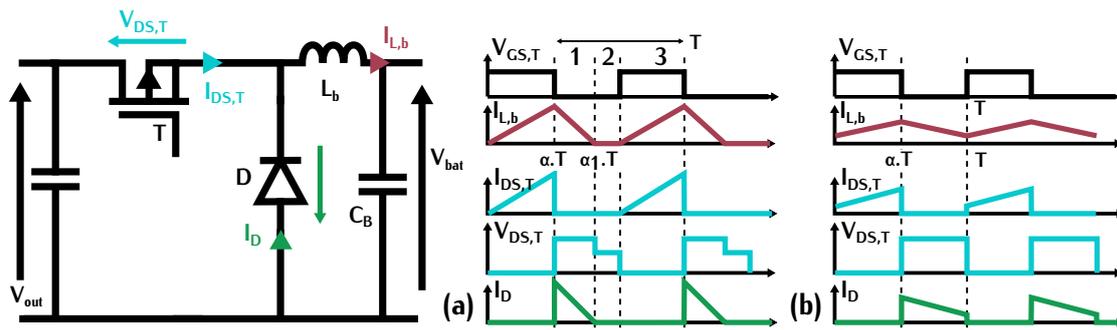


FIGURE 5.4 – Formes d'onde du convertisseur Buck (a) avec un mode de conduction discontinue (b) avec un mode de conduction continue

Dans un mode discontinu, la période de fonctionnement peut être décomposée en trois zones représentées sur la Figure 5.4 (a). Dans la zone 1, le transistor est bloqué et le courant s'établit dans la diode. Dans ce mode de fonctionnement, l'inductance est dimensionnée de sorte que le courant la traversant s'annule au temps $\alpha_1 \cdot T$ avant l'amorçage du transistor. À $t = \alpha_1 \cdot T$, la diode se bloque à courant nul limitant les pertes dues à son recouvrement. Dans la zone 2, le courant dans l'inductance est nul ainsi que la tension à ses bornes. La diode est donc bloquée et sa tension inverse correspond à la tension de batterie. Au niveau du transistor, la tension équivaut à la différence des tensions d'entrée et sortie. Lors de la phase 3, le transistor s'amorce avec un courant initialement nul. La commutation douce associée est une commutation de type ZCS.

Ce mode de fonctionnement permet de réaliser certaines commutations douces de type ZCS sans ajouter de composants supplémentaires. De plus, l'inductance L_b peut potentiellement être moins volumineuse car sa valeur doit être relativement faible, malgré une forte ondulation de courant. Ce mode de fonctionnement est détaillé dans [109].

Cependant, la forte ondulation de courant nécessite d'être filtrée par le condensateur C_B . Cela augmente le volume global du convertisseur et dégrade ainsi la densité de puissance. Cette forte ondulation implique également un courant crête plus élevé que lors d'un mode de conduction continu à courant moyen équivalent.

Dans notre application, le convertisseur de l'étage C doit être bidirectionnel ce qui limite l'utilisation de ce mode de conduction. En effet, lorsque la diode est remplacée par un transistor, le courant dans l'inductance devient négatif après son passage par zéro. L'ondulation de courant

est plus élevée et la réalisation de commutation douce est donc plus complexe. Pour minimiser l'impact de cette ondulation dans le cas d'un convertisseur Buck bidirectionnel, le convertisseur buck peut être entrelacé. Ce principe est décrit dans la section suivante.

5.1.3 Entrelacement

Ce type de structure associe différents convertisseurs en parallèle. Les commandes de chaque convertisseur sont déphasées entre-elles comme cela est présenté sur la Figure 5.5.

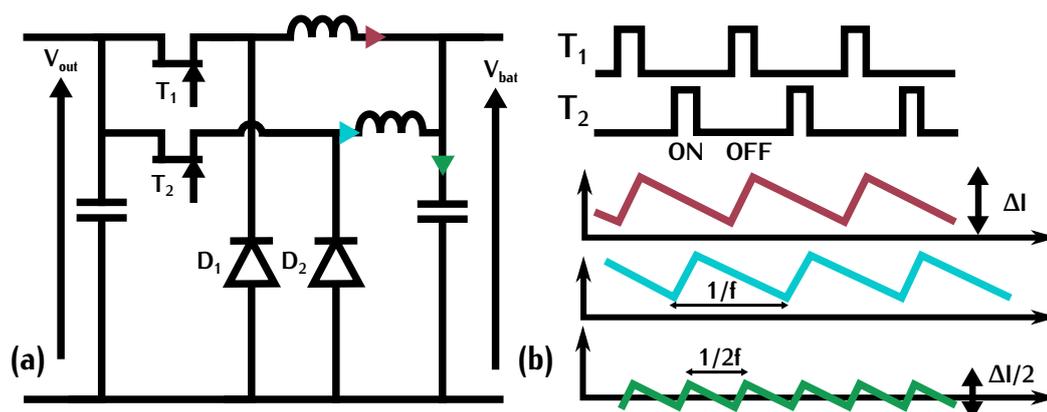


FIGURE 5.5 – (a) Convertisseur Buck entrelacé à deux cellules (b) Formes d'ondes dans le cas de commandes déphasées de 180°

Le but principal de cette structure est de réduire l'ondulation du courant en sortie et en entrée dans le condensateur afin de minimiser sa taille. Dans le cas d'une structure à deux convertisseurs entrelacés, la fréquence de l'ondulation de courant dans le condensateur de filtrage est multipliée par deux par rapport à l'ondulation du courant dans chaque inductance.

La mise en parallèle des convertisseurs permet également de réduire le courant au sein des transistors contrairement à une structure non entrelacée. Cela permet de réduire les pertes par conduction dans chaque transistor. Par contre, l'augmentation du nombre de convertisseurs en parallèle possède un certain coût. De plus, le volume n'est pas forcément réduit lorsqu'on augmente la parallélisation. Pour déterminer le convertisseur optimal en fonction de l'application, différentes études réalisent des optimisations sur le nombre de cellules en parallèle en fonction du volume des inductances et du rendement. [110] [111]

5.2 Topologie proposée

5.2.1 Principe de fonctionnement

La topologie proposée tient compte des différents avantages des deux solutions précédentes. Elle correspond à un convertisseur bidirectionnel Buck entrelacé avec un fonctionnement en forte ondulation de courant. Ce convertisseur est représenté sur les Figures 5.6 et 5.7. L'exemple représenté, ici, correspond à un entrelacement de deux convertisseurs Buck.

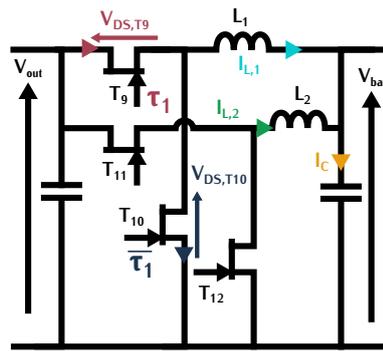


FIGURE 5.6 – Schéma du convertisseur Buck entrelacé sélectionné

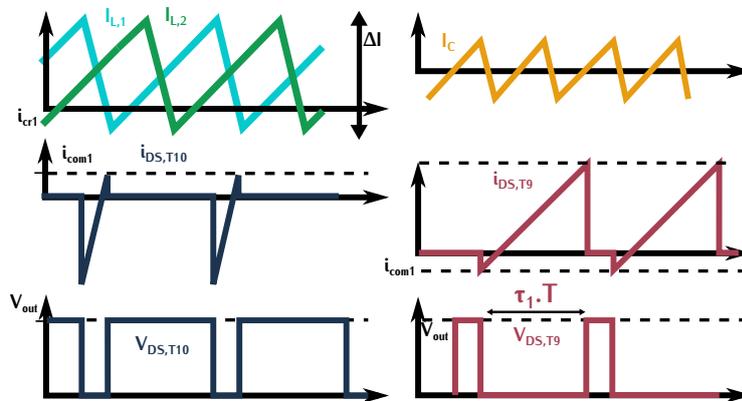


FIGURE 5.7 – Formes d'ondes du convertisseur Buck entrelacé sélectionné

L'intérêt de cette topologie est de réaliser des commutations de type ZVS grâce au courant commuté i_{com1} . Le mécanisme de cette commutation est analysé à l'aide d'une simulation en Annexe J.2.1. Cette commutation est possible que si la valeur du courant i_{com1} est négative. Ce fonctionnement implique une forte ondulation de courant. La combinaison de ce fonctionnement en forte ondulation avec le principe d'entrelacement permet de minimiser l'ondulation du courant dans les condensateurs.

Le fonctionnement du convertisseur régulé par variation de rapport cyclique ne permet pas de garder constante la valeur de i_{com1} lorsque la tension de batterie évolue. Pour remédier à cette problématique et garantir la commutation ZVS, le convertisseur peut être régulé par variation de fréquence. Dans la topologie sélectionnée, nous avons choisi la structure Buck car c'est une topologie simple. Un contrôle par variation de fréquence combiné à une structure entrelacée complexifie la structure. C'est la raison pour laquelle nous n'avons pas opté pour cette solution.

Les transistors GaN sont de bons candidats pour des fonctionnements en commutations dures grâce à leurs performances lors de la commutation. Par contre, les commutations douces permettent d'améliorer le rendement en réduisant les pertes par commutation. Sur le même principe que pour le convertisseur DC-DC isolé, nous avons choisi de combiner les deux commutations suivant la plage de fonctionnement du convertisseur.

Le choix de cette plage nécessite une étude approfondie afin de maximiser le rendement et de minimiser le volume. La section suivante propose un dimensionnement général qui permet de définir une zone approximative de fonctionnement ZVS.

5.2.2 Dimensionnement général

5.2.2.1 Structure du convertisseur

Dans cette section, l'étude est menée pour une tension de batterie évoluant entre 300V et 400V avec une puissance de charge constante. Les tensions inférieures à 300V correspondent à un fonctionnement différent qui n'est pas détaillé ici.

Le choix du nombre de cellules en parallèle dans le convertisseur entrelacé est fixé en fonction de l'étage amont. La fréquence de découpage f_{tr} du DC-DC isolé est de 500kHz. Afin de minimiser le spectre fréquentiel du chargeur complet, la fréquence des cellules entrelacées notée f_{cell} est définie par un multiple de la fréquence f_{tr} . Le but est d'obtenir une fréquence d'ondulation de courant au niveau du condensateur de valeur f_{tr} . Dans le cas d'un convertisseur à deux cellules, f_{cell} vaudrait 250kHz et 166kHz pour un convertisseur à trois cellules.

Dans ce dimensionnement général, nous cherchons à déterminer un volume global pour la topologie entrelacée. Nous avons choisi un convertisseur à deux cellules entrelacées car cette structure se rapproche des cartes onduleurs dimensionnées pour le DC-DC isolé. Ce choix nous permet d'avoir une bonne estimation du volume des cartes de puissance du convertisseur entrelacé. Pour définir ce nombre de manière optimale, une étude approfondie est nécessaire.

5.2.2.2 Commutation ZVS

La valeur du courant i_{com1} qui permet la charge et la décharge des capacités lors de l'amorçage de T_g dépend de la relation (5.1) avec V_{out} la tension d'entrée du convertisseur, $C_{o(tr)}$ la capacité parasite du transistor GaN et Δt_m le temps mort. Cette expression est détaillée en Annexe J.2.1.3.

$$i_{com1} = \frac{2 \cdot C_{o(tr)} \cdot V_{out}}{\Delta t_m} \quad (5.1)$$

Cette équation ne dépend pas de la tension de sortie, c'est-à-dire que ce courant n'évolue pas en fonction de l'état de charge de la batterie.

À l'inverse, l'ondulation de courant est dépendante de la valeur de tension de la batterie. Elle est exprimée suivant la relation (5.2) avec τ_1 le rapport cyclique d'un des convertisseurs entrelacés et L_1 son inductance de sortie (Figure 5.6). Le choix de la zone de fonctionnement en commutation ZVS dépend donc de la tension de sortie du convertisseur.

$$\Delta i = \frac{V_{out} \cdot (1 - \tau_1) \cdot \tau_1}{L_1 \cdot f_{dec}} \quad \tau = \frac{V_{bat}}{V_{out}} \quad (5.2)$$

Pour fixer la zone ZVS, plusieurs tensions sont évaluées et les ondulations de courant associées sont calculées. Ces valeurs sont retranscrites dans la Table 5.1. Dans cette table, la plage de fonctionnement de la commutation est définie entre 300V et la valeur définie dans la colonne

"Tension ZVS". L'ondulation Δi_{crit} correspond à l'ondulation maximale de courant rencontrée sur la plage de fonctionnement. Cette ondulation est définie lorsque la tension de batterie atteint 300V. Le calcul de cette table est détaillé en Annexe J.2.1.3.

TABLE 5.1 – Plage de fonctionnement ZVS en fonction de l'ondulation de courant

Tension ZVS V	Δi @Tension ZVS A	Δi_{crit} A	Inductance L_1 μH
400	23	98	5
350	25	41	10
325	26	33	12
315	27	31	12
300	28	28	13

D'après cette table, plus la zone de commutation ZVS est large, plus l'ondulation Δi_{crit} est élevée. Une forte ondulation de courant Δi_{crit} permet également de réduire la valeur de l'inductance de sortie. Cependant, une valeur trop importante de cette ondulation implique un courant crête élevé responsable de pertes dans cette inductance et dans les condensateurs. Le choix de la zone de commutation ZVS correspond donc à un compromis entre commutations dures et pertes dans les composants passifs.

Pour déterminer la plage ZVS minimisant les pertes et le volume du convertisseur, une étude complète doit être réalisée. Par manque de temps, nous avons choisi approximativement une plage de fonctionnement ZVS entre 300V et 315V impliquant une ondulation Δi_{crit} de 31A. Le but de ce choix est de réaliser des commutations ZVS pour les points où le rendement est le plus critique sans augmenter considérablement l'ondulation de courant. Le rendement est le plus critique lorsque la tension de batterie est faible car le courant moyen est plus élevé et que la tension aux bornes des transistors est fixe et correspond à la tension d'entrée.

Pour ce point de fonctionnement, les inductances de sortie nécessaires sont de $12\mu H$ pour chaque convertisseur entrelacé. Pour dimensionner ces inductances, une étude aussi complète que pour le transformateur est nécessaire. Également par manque de temps, les inductances définies dans la section suivante sont des inductances dimensionnées pour un prototype de Renault conçu pour un fonctionnement similaire avec des contraintes équivalentes.

5.3 Analyse du système complet

Dans cette partie, une analyse sur le volume prévisionnel et les performances du convertisseur DC-DC isolé complet est réalisée. Ce convertisseur possède les étages B et C représentés sur la Figure 5.1.

5.3.1 Description de l'étage C

L'étage C final correspond à un convertisseur entrelacé à deux cellules comme celui représenté sur la Figure 5.6. La fréquence f_{cell} vaut $250kHz$ afin d'obtenir une fréquence de $500kHz$ sur l'ondulation de courant du filtre de sortie. Dans cette section, les éléments du filtre de sortie sont spécifiés.

Les deux inductances du filtre de sortie ne sont pas couplées de façon à éviter que le courant ne soit reporté d'un transistor à un autre. Pour ces composants passifs d'une valeur de $12\mu H$, le bobinage se fait en fil de Litz et le noyau correspond à un demi noyau de géométrie PQ40 défini en Annexe C.6. Ce noyau est représenté sur la Figure 5.8.

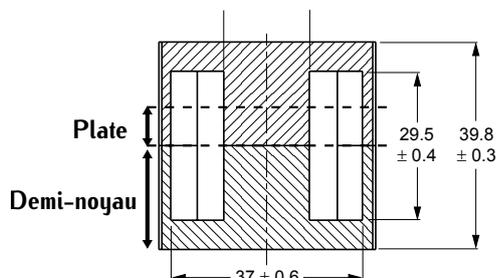


FIGURE 5.8 – Géométrie des inductances du Buck

Le matériau sélectionné est défini en fonction du facteur de performance. La Figure 5.9 indique le facteur de performance pour différents matériaux magnétiques du constructeur Ferroxcube. À la fréquence de $250kHz$, les matériaux 3C95 et 3F36 peuvent convenir pour ces inductances de sortie.

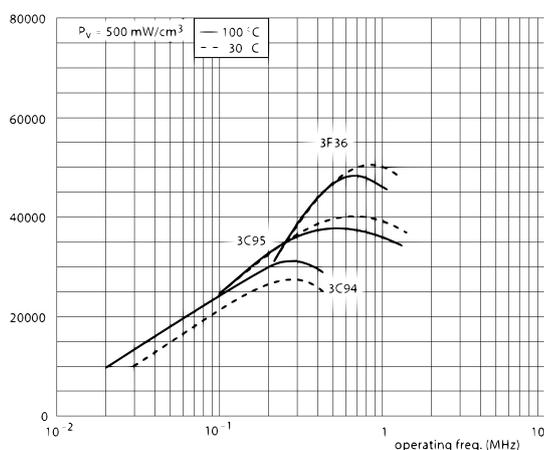


FIGURE 5.9 – Facteur de performance pour différents matériaux Ferroxcube

L'ondulation maximale de courant dans le condensateur de sortie est fixée à $15,5A$ lorsque la tension de batterie est de $300V$. Cette valeur correspond à l'ondulation Δi_{crit} divisée par deux. Elle a été définie à l'aide de la Table 5.1. Pour maximiser le filtrage, la valeur de capacité du condensateur est spécifiée à $10\mu F$. En fonction de ces deux valeurs, deux condensateurs en parallèle de référence B32774D8505 ont été sélectionnés. La datasheet associée correspond à la référence [112].

Les transistors utilisés correspondent aux transistors des onduleurs de l'étage B. Il s'agit des composants GaN System GS66508B dont les paramètres sont définis en Annexe G.1.

5.3.2 Volume prévisionnel

A partir des informations précédentes, un volume prévisionnel du convertisseur DC-DC complet est estimé. Ce volume est représenté sur la Figure 5.10.

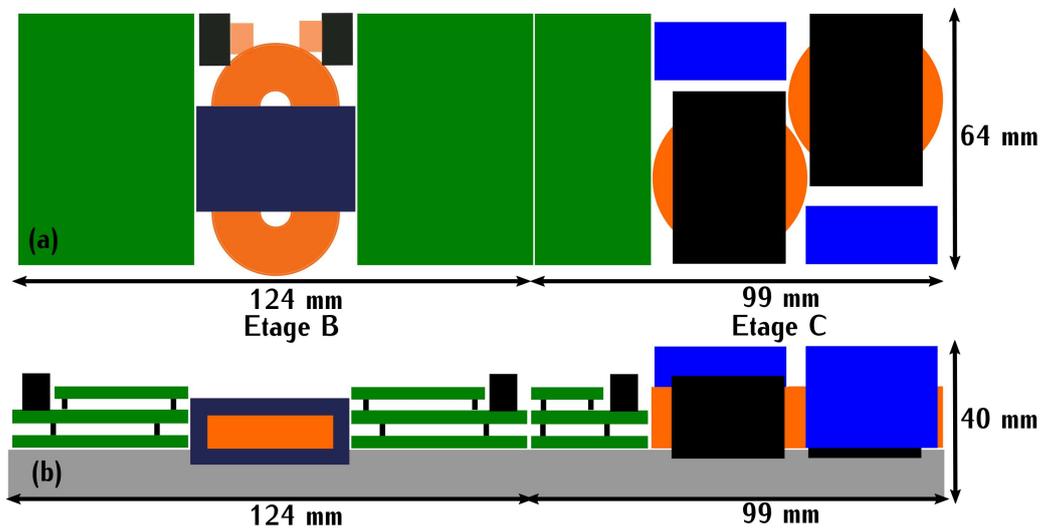


FIGURE 5.10 – Encombrement estimé des deux étages du convertisseur DC-DC

Les transistors et les commandes utilisés correspondent à ceux des onduleurs de l'étage isolé. La taille de la carte de puissance du Buck est déterminée en fonction de la taille de ces onduleurs sans les capacités résonnantes. Les éléments du filtre de sortie correspondent à ceux définis dans la section précédente.

5.3.3 Comparaison

Afin de conclure sur le convertisseur dimensionné, il est nécessaire de comparer notre système avec un chargeur similaire de l'état de l'art. Le chargeur de l'état de l'art sélectionné correspond à un chargeur à base de transistors SiC défini par la référence [70]. Ce chargeur a déjà été présenté dans la section 1.4. Les différents points de comparaison sont renseignés dans la Table 5.2.

TABLE 5.2 – Comparaison de l'étage DC-DC réalisé avec un chargeur de l'état de l'art

	DC-DC + Buck	PSFB [70]
Volume (L)	0,57	0,6
Rendement maximal	96,5%	96,5%
Puissance kW (@Rendement maximal)	3	4
Fréquence (@Rendement maximal)	500kHz/250kHz X2	200 kHz
Densité de puissance à P_{max} kW/L	12 @ 7,3kW	10 @ 6,1kW
Bidirectionnalité	Totale	Non

5.3.3.1 Volume

Dans cette table, le volume de notre étage est défini à l'aide de la Figure 5.10 qui correspond au volume prévisionnel. Dans la référence [70], la valeur du volume est définie pour l'ensemble du chargeur. D'après la Figure 5.11 qui représente ce chargeur, le volume de l'étage isolé est quantifié à la moitié du volume du chargeur. Dans cette configuration, les deux étages ont un volume équivalent.

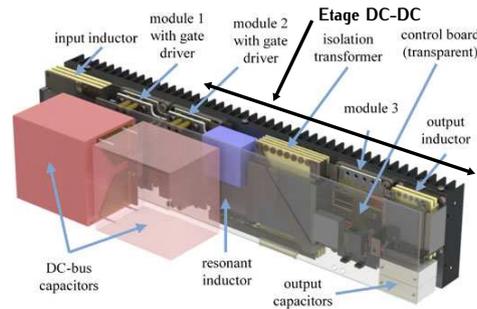


FIGURE 5.11 – Représentation du volume du chargeur de l'état de l'art

5.3.3.2 Rendement

Le rendement maximal est défini pour une valeur de puissance et une valeur de fréquence renseignées également dans la Table 5.2. Dans le cas du chargeur de l'état de l'art, cette valeur a été définie suivant la courbe représentée sur la Figure 5.12 pour une puissance de 4kW et une fréquence de 200kHz.

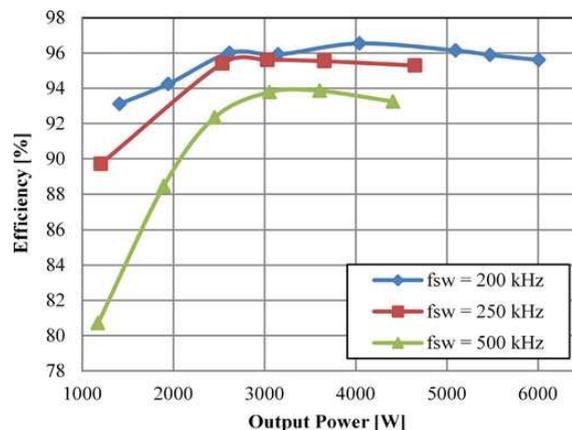


FIGURE 5.12 – Courbe de rendement en fonction de la puissance d'entrée de l'étage isolé du chargeur de l'état de l'art pour une tension d'entrée de 350V et une tension de sortie de 400V

Le rendement de notre premier étage isolé a été défini à l'aide de la courbe de rendement mesuré qui est représentée sur la Figure 4.52. Le rendement du second étage a été défini à l'aide d'une étude préliminaire non détaillée ici. Il s'agit donc d'une estimation et non d'une mesure.

Dans ce second étage, le rendement est maximal lorsque la tension de batterie est maximale et il est minimal lorsque la valeur de la tension de batterie est la plus faible. Le point de rendement est spécifié pour une tension de sortie de 350V.

La comparaison entre les deux chargeurs au niveau du rendement est complexe pour différentes raisons. D'une part, le rendement évolue suivant la puissance, la fréquence et la tension de batterie. Les points de rendement renseignés pour le chargeur de l'état de l'art ne le sont que pour un point de tension (Figure 5.12). D'autre part, le rendement défini pour notre chargeur est en partie mesuré (Étage B) et en partie estimé (Étage C) ce qui rend complexe la comparaison avec un rendement défini uniquement par mesure. Ces points de rendement permettent tout de même de donner un ordre de grandeur de la performance de notre chargeur qui semble proche de celle du chargeur de l'état de l'art avec une fréquence de commutation plus élevée.

5.3.3.3 Densité de puissance

La densité de puissance exprimée en kW/L correspond à la puissance maximale de fonctionnement divisée par le volume du convertisseur. Dans le cadre de notre étude, la puissance maximale atteinte lors des mesures est de $6,3kW$ alors que la puissance de dimensionnement est de $7,3kW$. Cette limitation en puissance lors des essais s'explique par le système de refroidissement utilisé. Le convertisseur a été dimensionné pour un refroidissement à eau et le refroidissement utilisé lors du prototypage était un refroidissement à air pour des raisons de simplicité et de coût. Les transistors GaN étant limités en courant, le refroidissement à air a limité leur fonctionnement à haute puissance. C'est la raison pour laquelle la densité de puissance a, tout de même, été calculée pour la puissance de dimensionnement de $7,3kW$.

Les deux valeurs de densité de puissance renseignées dans la Table 5.2 sont élevées ce qui permet de confirmer la forte densité de puissance au sein de notre étage de chargeur.

5.3.3.4 Bidirectionnalité

Notre étage de chargeur a été conçu afin d'être bidirectionnel. À l'inverse, le chargeur de l'état de l'art est unidirectionnel. Sur la plupart des points de comparaison, notre étage de chargeur rivalise avec celui défini par la référence [70]. Ce chargeur de l'état de l'art représente déjà un chargeur à forte densité de puissance. Nous avons donc réussi à réaliser un système réversible à forte densité de puissance.

5.4 Conclusion sur le chargeur complet

Le convertisseur DC-DC proposé dans ce chapitre constitue une partie du chargeur complet. À partir de cette brique isolée de $7,3kW$, il est possible de réaliser un chargeur complet opérant à une puissance de $22kW$. Dans cette section, nous proposons différentes solutions de chargeur complet qui utilisent le module DC-DC isolé que nous avons réalisé et conçu. Le but est d'analyser différentes pistes pour concevoir un chargeur à forte densité de puissance.

5.4.1 Première solution

La solution de chargeur la plus simple est représentée sur la Figure 5.13. Cette solution est constituée d'un correcteur de facteur de puissance et de trois briques isolées de $7,3kW$. Ces trois briques sont connectées en parallèle et permettent de charger à la puissance maximale de $22kW$.

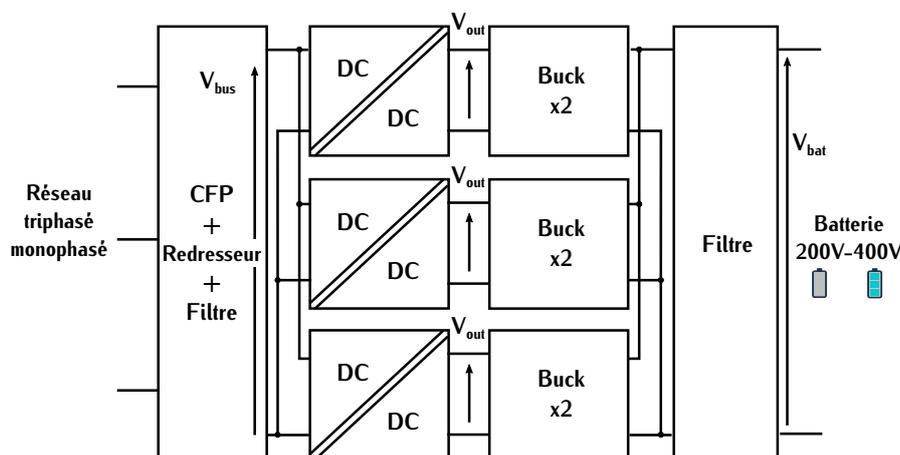


FIGURE 5.13 – Chargeur complet avec trois briques isolées de $7,3kW$: première solution

L'étage B bidirectionnel qui comprend le transformateur est complètement symétrique. Cette symétrie peut permettre de réduire les coûts du convertisseur. En effet, les cartes électroniques primaire et secondaire sont identiques. Le coût de production de ces cartes est donc plus avantageux que si ces deux cartes étaient de conceptions différentes. C'est pourquoi nous proposons une deuxième solution utilisant la symétrie des cartes.

5.4.2 Deuxième solution : Solution symétrique monophasée

Ce principe de symétrie peut être appliqué à l'ensemble du chargeur. Le convertisseur Buck se comporte comme un abaisseur de tension lorsqu'il transfère de l'énergie à la batterie. Cependant lorsque c'est la batterie qui transfère son énergie au réseau il se comporte comme un élévateur de tension. Si le correcteur de facteur de puissance choisi correspond à un correcteur de type Boost entrelacé (Figure 1.16), les cartes de puissance du troisième étage et du premier étage peuvent être identiques. Le principe de symétrie s'étend aux trois étages. Cette solution est présentée sur la Figure 5.14. Le correcteur de facteur de puissance de type Boost entrelacé est présenté dans la section 1.3.2.1.

Cette solution connecte en étoile trois briques de chargeur monophasé. Ce principe de chargeur est détaillé dans la section 1.3.2.2. Le but de cette solution est de pouvoir symétriser le chargeur autour de l'axe représenté sur la Figure 5.14. Ce chargeur est donc composé de six cartes de puissance identiques. Les parties symétriques des convertisseurs Buck et Boost correspondent uniquement aux cartes de puissance car les filtres et les régulations sont différents. De plus, la partie redressement du correcteur de facteur de puissance est également déportée des cartes symétrisées.

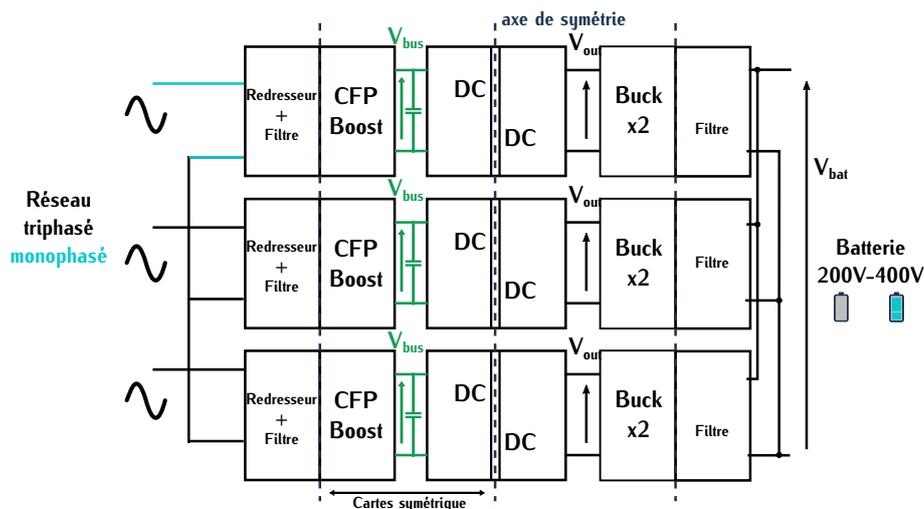


FIGURE 5.14 – Chargeur complet avec trois briques isolées de $7,3\text{kW}$ symétrisées : seconde solution

Cette solution permet une réduction potentielle des coûts avec l'augmentation du nombre de cartes identiques. Cependant elle possède quelques inconvénients propres au régime monophasé. Lors d'un fonctionnement en régime triphasé, la puissance instantanée est constante. À l'inverse dans un régime monophasé, cette puissance ne l'est pas. Dans la deuxième solution, les trois briques connectées sur chaque phase fonctionnent sur le principe d'un régime monophasé. Lors d'une charge à $7,3\text{kW}$, la puissance instantanée est représentée sur la Figure 5.15.

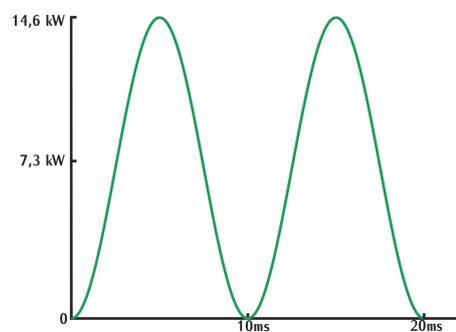


FIGURE 5.15 – Forme d'ondes de la puissance instantanée pour une puissance moyenne de $7,3\text{kW}$

La courbe définie sur la Figure 5.15 implique des pics de puissance à $14,6\text{kW}$. Les DC-DC isolés dimensionnés pour une puissance de $7,3\text{kW}$ doivent donc gérer des pics de puissance correspondant au double de leur puissance de dimensionnement. Cette problématique a des conséquences néfastes sur les performances du chargeur. Pour pallier à ces pics de puissance, des capacités peuvent stocker cette puissance instantanée. Ces capacités appelées capacités DC sont représentées en vert sur la Figure 5.14. Cependant elles représentent un volume important diminuant la densité de puissance du chargeur. Pour se donner un ordre d'idée, un exemple de ces capacités est représenté sur la Figure 5.11 qui correspond au chargeur de l'état de l'art.

5.4.3 Troisième solution : Solution symétrique triphasée

Pour s'affranchir des inconvénients de la solution précédente, les trois modules monophasés précédents peuvent être regroupés tels que la Figure 5.16 le représente. Dans cette solution, les cartes des onduleurs de l'étage central sont toujours identiques et les cartes de puissance Buck et Boost sont également identiques. Mais ces deux types de carte notées carte DC et carte Buck et Boost sur la Figure 5.16 ne sont pas nécessairement reliées par la symétrie. Dans cette solution, les convertisseurs entrelacés possèdent un entrelacement supérieur à deux pour être dimensionnés à une puissance de 22kW . Une étude adéquate doit être réalisée pour déterminer le nombre précis de cellules.

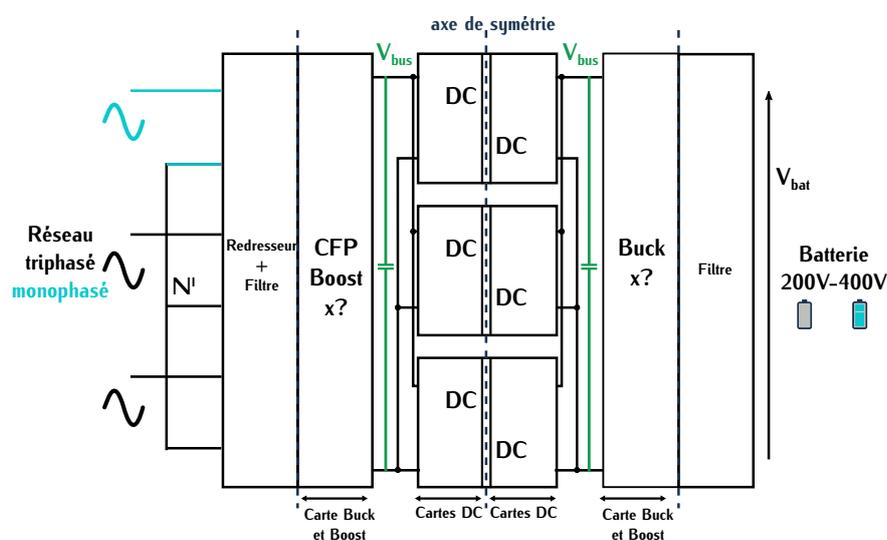


FIGURE 5.16 – Chargeur complet avec trois briques isolées de $7,3\text{kW}$ symétrisées : troisième solution

L'intérêt de cette solution est de garder le principe de symétrisation des cartes tout en s'affranchissant de capacités DC volumineuses même en régime monophasé. Le chargeur doit pouvoir se charger sur des bornes triphasées et monophasées. Lors d'une charge triphasée à 22kW , la problématique ne se pose pas car la puissance instantanée est constante. Lors d'une charge monophasée, cette solution peut s'adapter à la variation de puissance instantanée. Les modules DC-DC connectés en parallèle sont dimensionnés pour une puissance de $7,3\text{kW}$. Les pics de puissance de $14,6\text{kW}$ peuvent donc être gérés par deux des trois modules connectés en parallèle sans dégrader les performances du convertisseur.

La variation de puissance instantanée est donc reportée au niveau de la batterie. Dans le cas où la batterie accepte cette ondulation de puissance de faible fréquence, cette solution est extrêmement intéressante en termes de performance et de densité de puissance. Dans le cahier des charges imposé par Renault, cette ondulation n'est pas contraignante au niveau de la batterie. C'est la raison pour laquelle cette solution est proposée en tant que topologie finale pour un chargeur complet.

Cependant, cette solution possède quelques inconvénients. Les transistors dans le convertisseur Boost en entrée du chargeur doivent être de calibre 1200V si la topologie utilisée est de type

Boost entrelacé et que les condensateurs DC sont faibles. Cette problématique limite l'utilisation de transistor GaN dans cet étage. Pour utiliser des transistors GaN, il est nécessaire d'envisager des topologies de type multi-niveaux. Ces différents points sont des perspectives d'amélioration de la solution proposée.

5.5 Conclusion générale

5.5.1 Intérêts

La structure DC-DC proposée et réalisée dans le cadre de la thèse possède une forte densité de puissance de $12kW/L$. De plus, le volume prévisionnel représenté sur la Figure 5.11 définit une structure plate. Le DC-DC est donc facilement intégrable mécaniquement.

Cette structure est bidirectionnelle sur toute la plage de puissance de dimensionnement. Le transfert de l'énergie entre la batterie est donc possible avec un système à forte densité de puissance.

Dans cette structure qui est composée de l'isolation galvanique et de l'adaptation de tension, la plupart des efforts ont été concentrés sur l'isolation galvanique, ce qui nous a permis de développer une brique isolée extrêmement compacte avec un transformateur à fort rendement. Cette brique peut être réutilisée pour des systèmes nécessitant une faible adaptation de tension pour d'autres applications tels que les convertisseurs à destination des serveurs informatiques.

5.5.2 Limites

L'inconvénient majeur de la solution proposée se situe au niveau du rendement. Le cahier des charges des chargeurs de VE impose un haut rendement d'environ 98% et notre solution fonctionne avec des rendements de l'ordre de 96%. Dans le chapitre 2, nous avons sélectionné une topologie induisant des pertes lors de la commutation tout en minimisant les contraintes sur les composants magnétiques. Dans notre solution, nous avons décidé d'optimiser le volume des composants magnétiques au détriment des pertes dans les transistors limitant ainsi le rendement. Les améliorations futures sur les matériaux magnétiques semblent limitées. À l'inverse, les transistors GaN représentent une technologie jeune promettant des évolutions au niveau de leurs performances.

Le DC-DC conçu minimise les contraintes au niveau de composants magnétiques. Nous avons donc réalisé notre objectif d'optimisation du volume des composants magnétiques malgré les pertes importantes. Notre solution n'est peut-être pas industrialisable aujourd'hui à cause de ses performances mais peut devenir très intéressante avec l'amélioration des composants GaN dans les futures années.

5.5.3 Conclusions sur la technologie GaN

Classiquement les convertisseurs utilisent des commutations dures ou des commutations douces. Les transistors GaN sont plus performants en termes de pertes par commutation. Ils sont donc de bons candidats pour des convertisseurs à commutations dures. Intégrés dans des convertisseurs à

commutation douce, ils peuvent permettre une augmentation importante de la fréquence de découpage et ainsi potentiellement minimiser le volume des convertisseurs.

Dans les différentes topologies étudiées dans le cadre de la thèse, nous avons choisi d'analyser des comportements avec des convertisseurs mixant les commutations douces et dures dans le but d'optimiser le volume sans dégrader considérablement le rendement. Ce choix nous a permis de réaliser un convertisseur à forte densité de puissance. Par contre, cette solution nécessite des études précises pour définir efficacement les zones de fonctionnement des commutations dures et douces pour minimiser le volume et maximiser le rendement.

En conclusion, l'utilisation des transistors GaN au sein des convertisseurs de l'électronique de puissance nécessite d'adapter les structures existantes utilisées pour les transistors classiques afin de bénéficier de toutes les performances offertes par ce composant.

5.5.4 Perspectives

Le convertisseur proposé a été conçu et testé expérimentalement uniquement pour un de ses deux étages. Pour le deuxième étage, une topologie a uniquement été proposée. Pour la suite des travaux, il est nécessaire de réaliser une étude précise de ce deuxième étage. Le but est de pouvoir minimiser la taille et les pertes des éléments passifs pour garantir une forte densité de puissance du convertisseur complet. L'intérêt est de réaliser un prototype de ce deuxième étage pour pouvoir ensuite faire une comparaison complète à l'aide de résultats expérimentaux.

Un second axe d'amélioration se porte sur le contrôle du convertisseur. Dans le chapitre 4, nous avons montré l'amélioration du rendement avec une variation du rapport cyclique. Dans la suite des travaux, il est nécessaire d'évaluer différents contrôles qui permettent d'améliorer les performances du convertisseur et d'analyser l'impact sur son fonctionnement.

Un troisième axe d'amélioration du convertisseur se situe au niveau des cartes de commande. Dans la Table 1.2, nous avons mis en valeur la faible consommation de la grille des transistors GaN. Ce principe peut permettre de réduire la taille des systèmes de commandes (driver, alimentation isolée). Dans le cadre de la thèse, la carte de commande a été conçue à l'aide des systèmes de commande proposés par GaN System. La Figure 5.10 définissant le volume prévisionnel montre l'impact des cartes de commande sur le volume total. Les alimentations isolées prennent notamment une place importante. Dans la suite des travaux, il est important de travailler sur la minimisation des systèmes de commande.

Facteur de puissance

Le facteur de puissance, compris entre 0 et 1, représente le rapport entre la puissance consommée P et la puissance apparente S . Le but d'un CFP est de garantir une valeur de facteur la plus proche de l'unité. Dans cette configuration, le courant efficace consommé au réseau est minimal pour une puissance absorbée donnée.

Le calcul de cette valeur se détermine à l'aide des puissances P et S . Dans le cas d'un régime où les grandeurs de tension et de courant sont purement sinusoïdales, le facteur de puissance F_P s'exprime sous la forme (A.1) avec V_{eff} et I_{eff} les valeurs efficaces respectives de la tension et du courant et φ_d le déphasage entre ces deux grandeurs. Dans cette situation, le déphasage φ_d est le seul paramètre ayant une influence sur le facteur de puissance. Pour garantir un facteur de puissance unitaire, la tension et le courant doivent donc être en phase.

$$F_P = \frac{P}{S} \quad F_P = \frac{V_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos \varphi_d}{V_{eff} \cdot I_{eff}} \quad F_P = \cos \varphi_d \quad (A.1)$$

Cependant l'expression (A.1) n'est valable que pour des signaux de tension et courant sinusoïdaux. Dans le cas d'un système non-linéaire qui correspond au cas des chargeurs de VE, le courant de ligne noté I possède une forme d'onde dont la décomposition en série de Fourier est représentée par l'expression (A.2) avec I_{1f} la composante efficace fondamentale du courant.

$$I = \sqrt{I_{1f}^2 + \sum_{n=2}^{n=\infty} I_n^2} \quad (A.2)$$

Ce courant intervient dans l'expression de la puissance apparente S . Lors d'un fonctionnement avec un courant I , le facteur de puissance fait intervenir les harmoniques de ce courant. Ce facteur est défini par la relation (A.3) avec I_n la nième composante harmonique efficace du courant et F_d un facteur appelé facteur de déformation. [113]

$$F_P = \frac{V_{eff} \cdot I_{1f} \cdot \cos \varphi_d}{V_{eff} \cdot \sqrt{I_{1f}^2 + \sum_{n=2}^{n=\infty} I_n^2}} \quad F_d = \frac{I_{1f}}{\sqrt{I_{1f}^2 + \sum_{n=2}^{n=\infty} I_n^2}} \quad F_P = F_d \cdot \cos \varphi_d \quad (A.3)$$

Pour garantir un facteur de puissance unitaire, le CFP doit donc agir sur la valeur des harmoniques de rang n et sur le déphasage φ_d afin d'obtenir le facteur de puissance le plus proche de un. La minimisation des harmoniques est un point critique au niveau du convertisseur car, non seulement, ces harmoniques limitent le facteur de puissance mais elles perturbent également le réseau. L'impact de ces harmoniques est détaillé dans [114]. Les perturbations limites sont fixées par des normes qui doivent être prises en compte dans le choix de la topologie et la conception du CFP. [115][116]

Études comparatives des convertisseurs

B.1 Calculs des grandeurs de courant

B.1.1 Calcul du courant moyen

Dans un convertisseur à résonance série dont la topologie est représentée sur la Figure B.1, le courant d'entrée i_{in} correspond au courant résonnant redressé. Sa forme d'onde est représentée sur la Figure B.2

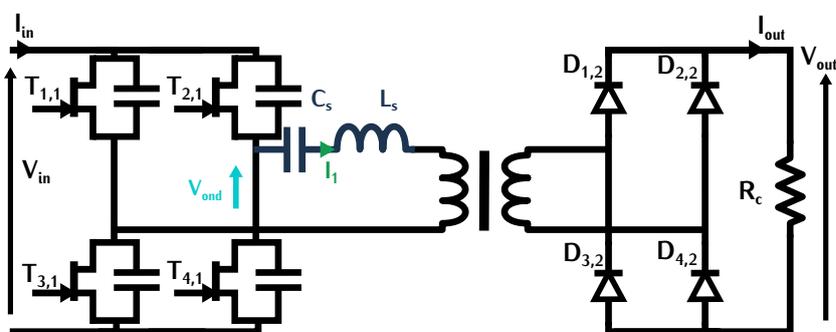


FIGURE B.1 – Convertisseur à résonance série

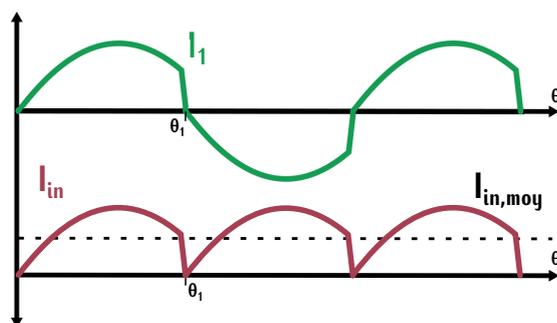


FIGURE B.2 – Courant d'entrée i_{in} d'un convertisseur à résonance série

B.1.1.1 Courant moyen dans un cas général

Dans le cas général où θ_1 qui est défini sur la Figure B.2 est quelconque, l'expression de la valeur moyenne du courant correspond à l'expression (B.1)

$$i_{in,moy} = \frac{1}{\theta_1} \cdot \int_0^{\theta_1} \hat{i}_1 \sin \theta \quad (B.1)$$

Par intégration, le résultat de ce calcul est défini par la relation (B.2).

$$I_{in,moy} = \frac{1}{\theta_1} \hat{I}_1 \cdot (1 - \cos \theta_1) \quad (B.2)$$

B.1.1.2 Courant moyen lorsque $\theta_1 = \frac{\pi}{2}$

Lorsque le déphasage entre courant et tension est égal à $\frac{\pi}{2}$, l'expression du courant moyen $I_{in,moy}$ devient (B.3).

$$I_{in,moy} = \frac{2}{\pi} \hat{I}_1 \quad (B.3)$$

B.1.1.3 Courant moyen lorsque $\theta_1 = \pi$

Lorsque le déphasage entre courant et tension est nul, l'angle θ_1 vaut π . Dans cette configuration, l'expression du courant moyen $I_{in,moy}$ correspond à la relation (B.4).

$$I_{in,moy} = \frac{2}{\pi} \hat{I}_1 \quad (B.4)$$

B.1.2 Calcul du courant efficace

Le valeur efficace du courant résonnant représenté sur la Figure B.2 est définie par l'expression (B.5) avec \hat{I}_1 la valeur crête du courant et $2 \cdot \theta_1$ une période de fonctionnement. À l'aide des formules trigonométriques et par intégration, cette expression est simplifiée par

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\theta_1} \int_0^{2\theta_1} \hat{I}_1^2 \cdot \sin^2(\theta) \cdot d\theta} \quad \sin^2(\theta) = \frac{1 - \cos(2 \cdot \theta)}{2} \quad (B.5)$$

$$I_{eff} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{\sin(4 \cdot \theta_1)}{2\theta_1}} \quad (B.6)$$

B.1.3 Calcul du courant magnétisant pic

Dans le cas d'un convertisseur LLC (Figure B.3). Le courant magnétisant doit être calculé. À l'aide des formes d'ondes de ce convertisseur illustrées sur la Figure B.4, nous pouvons établir une relation de ce courant définie par l'expression (B.7).

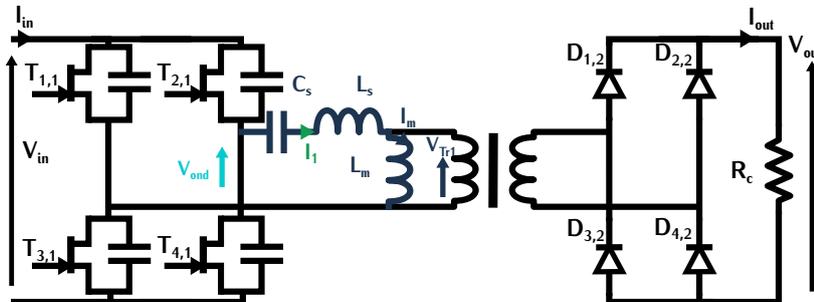


FIGURE B.3 – Convertisseur LLC résonnant

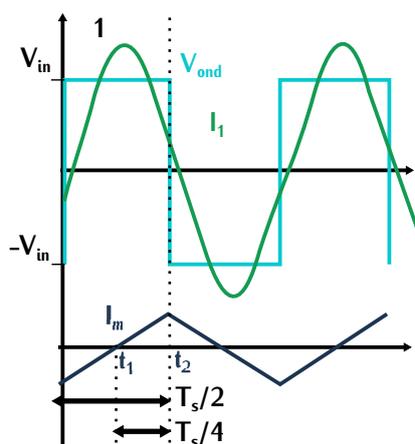


FIGURE B.4 – Formes d’ondes du convertisseur LLC

$$V_{in} = L_m \cdot \frac{dI_m(t)}{dt} \quad (\text{B.7})$$

Si nous évaluons cette expression entre les temps t_1 et t_2 , l’équation devient (B.8) avec I_m la valeur crête du courant magnétisant et T_s la période de découpage.

$$V_{in} = L_m \cdot \frac{I_m}{T_s/4} \quad (\text{B.8})$$

La valeur du courant magnétisant pic noté I_m est donc exprimé suivant la relation (B.9) avec f_s la fréquence de découpage.

$$I_m = \frac{V_{in}}{4 \cdot f_s \cdot L_m} \quad (\text{B.9})$$

B.2 Simulation des topologies comparées

B.2.1 Dual activ Bridge

Dans le but de vérifier les valeurs analytiques, le convertisseur Dual Activ Bridge est modélisé sous le logiciel LTspice. Le convertisseur Dual activ Bridge est étudié dans le cas d’une commande par déphasage des onduleurs primaire et secondaire. Le schéma sous LTspice associé à ce fonctionnement est représenté sur la Figure B.5

Le but de cette simulation n’est pas de réaliser une régulation mais de vérifier le fonctionnement du convertisseur. La valeur du déphasage est définie suivant le paramètre ϕ dans la simulation. Ce paramètre est associé à une valeur de puissance P_{in} . Le déphasage en fonction de la puissance est représenté sur la Figure B.6.

Dans la simulation, lorsque ce déphasage est modifié, la valeur de puissance doit également être modifiée en fonction.

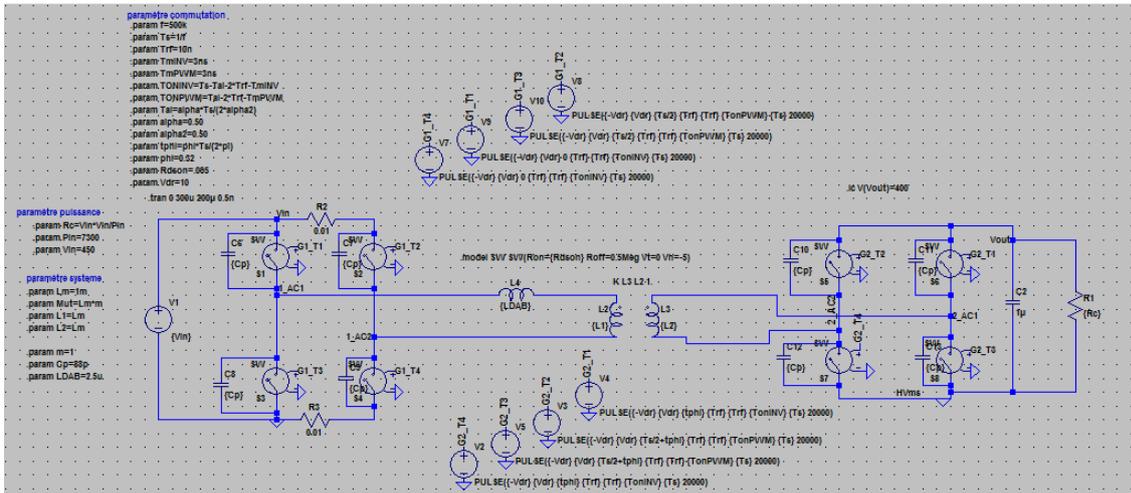


FIGURE B.5 – Schéma du convertisseur DAB sous le logiciel LTSpice

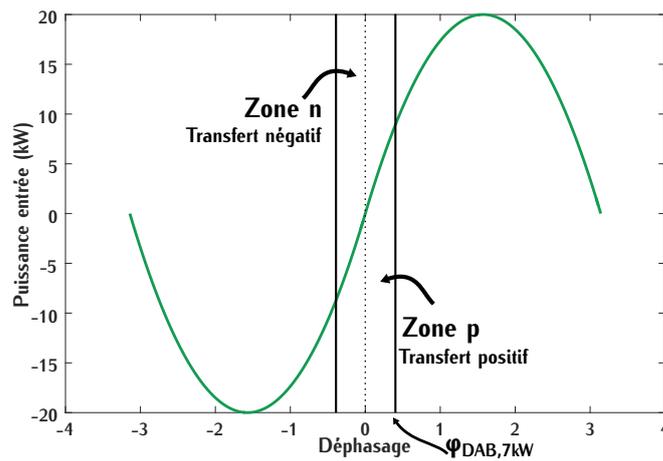


FIGURE B.6 – Puissance du convertisseur en fonction du déphasage ϕ_{DAB}

B.2.1.1 Fonctionnement à 7,3kW

Lors d'un fonctionnement à puissance maximale, les formes d'ondes associées définies sur les Figures B.7 et B.8. Les courants et les tensions aux bornes des transistors de la Figure B.8 sont définis pour les transistors d'un bras primaire. Le comportement du convertisseur correspond aux formes d'ondes définies sur la Figure 2.6.

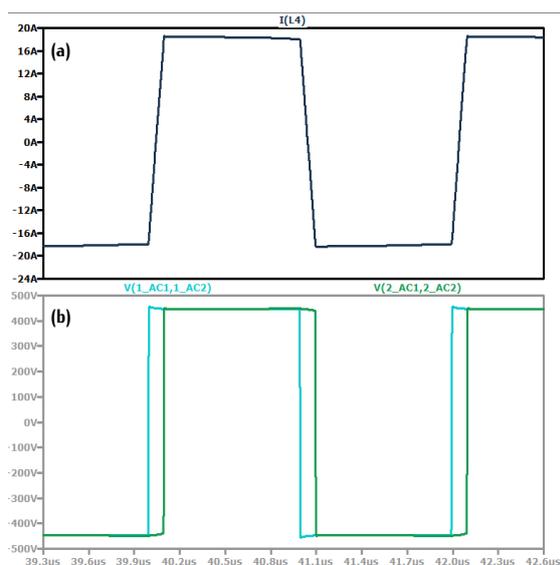


FIGURE B.7 – (a) Tension de l'onduleur primaire (vert) et tension de l'onduleur secondaire (bleu) (b) Courant dans l'inductance L_{DAB}

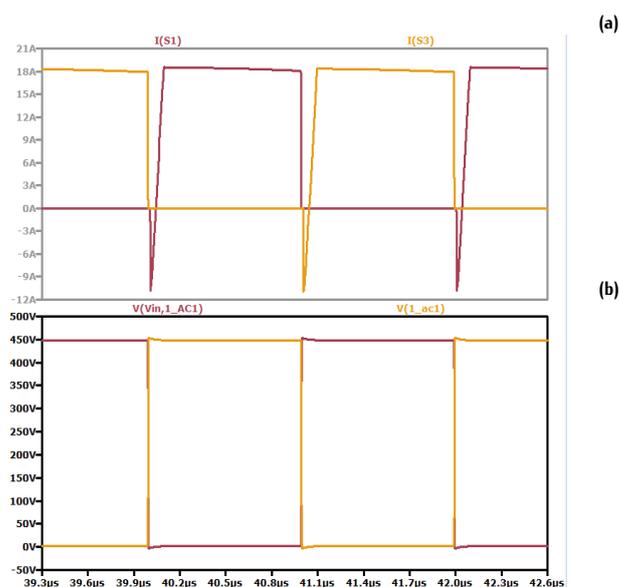


FIGURE B.8 – (a) Courant dans le transistor primaire S1 (jaune) et courant dans le transistor primaire S3 (rouge) (b) Tension aux bornes du transistor primaire S1 (jaune) et Tension aux bornes du transistor primaire S3 (rouge)

B.2.1.2 Commutation ZVS

Afin de vérifier la commutation ZVS dans la zone définie sur la Figure B.9, une simulation à puissance maximale (7,3kW) est réalisée et les formes d'ondes du convertisseur lors de la commutation sont représentées sur la Figure B.10. Une seconde simulation est réalisée pour une valeur de déphasage $\phi = 0,075$ et pour une puissance de 1,8kW. Ce point se situe dans la zone de commutation dure.

B.2.1.3 Conduction

Les pertes par conduction à puissance maximale peuvent être vérifiées lors de la simulation. Dans les paramètres de simulation, la résistance à l'état passant du composant simulé est spécifiée à la valeur de $R_{DSon,100^\circ C}$. Le produit tension fois courant au sein d'un transistor est ensuite relevé. Ce produit est représenté sur la Figure B.11.

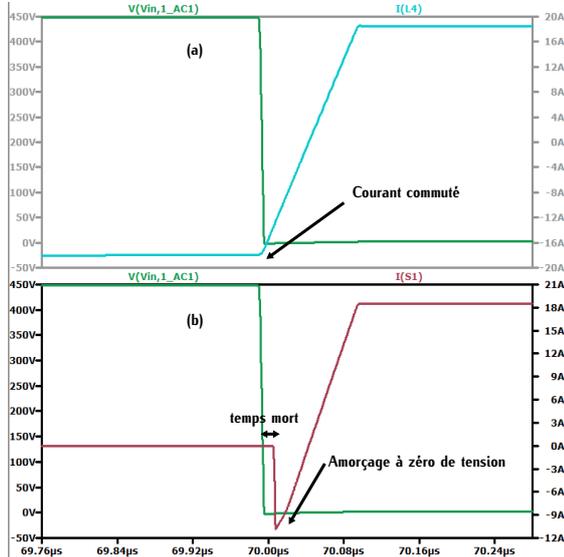


FIGURE B.9 – Simulation à 7,3kW (a) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et Courant dans l'inductance L_{DAB} (b) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et courant traversant le transistor S1 (rouge)

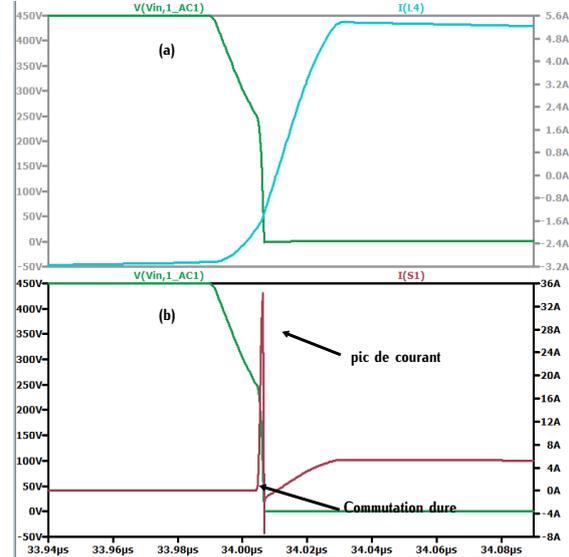


FIGURE B.10 – Simulation à 1,8kW (a) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et Courant dans l'inductance L_{DAB} (b) Tension aux bornes du transistor S1 (vert) et courant traversant le transistor S1 (rouge)

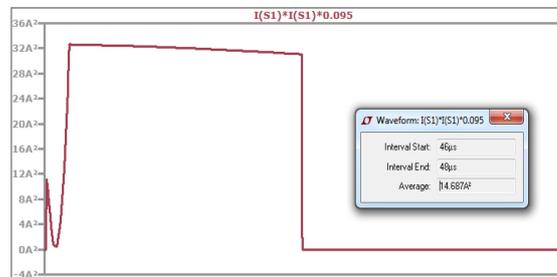


FIGURE B.11 – Produit du courant et de la tension au sein du transistor S1

La valeur moyenne de ces pertes peut être déterminée à l'aide du logiciel LTSpice. Pour une puissance de $7,3kW$, cette valeur vaut environ $14W$ ce qui correspond à la valeur renseignée sur la Figure 2.9.

B.3 Convertisseur à résonance série

B.3.1 Fonctionnement en hypo-résonance

Le convertisseur fonctionne en hypo-résonance lorsque que $f_{dec} < f_{r0}$. Le déroulement de la commutation est représenté sur la Figure B.12 et les formes d'ondes associées sur la Figure B.13.

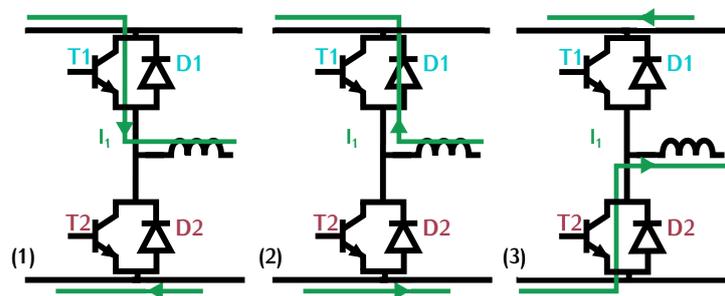


FIGURE B.12 – Différentes phases lors de la commutation ZCS

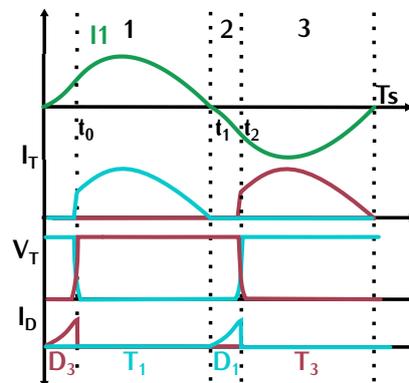


FIGURE B.13 – Formes d'ondes lors d'une commutation ZCS

Dans la zone 1, le composant T_1 est passant, T_1 conduit le courant résonnant i_1 . Le composant T_3 est bloqué avec la tension V_{in} à ses bornes. A la fin de la zone 1 à $t = t_1$, le courant résonnant s'annule et change de signe. Dans la zone 2, la diode D_1 devient passante car le courant a changé de signe. Dans la zone 3, à $t = t_2$ le contrôle commande la fermeture du transistor T_3 et l'ouverture de T_1 , le composant T_1 se bloque avec une commutation à zéro de courant (Figure B.12).

B.3.2 Fonctionnement en hyper-résonance

B.3.2.1 Fonctionnement

Dans la partie comparaison, nous avons analysé deux points de fonctionnement. Ces points sont définis par deux valeurs de puissance et deux valeurs de fréquences [$540kHz ; 7,3kW$] et

[1MHz;1,8kW]. Le but de cette section est de vérifier le fonctionnement du convertisseur à résonance série pour ces deux points de fonctionnement. La simulation est réalisée sur le logiciel LTspice et le convertisseur détaillé est représenté sur la Figure B.14.

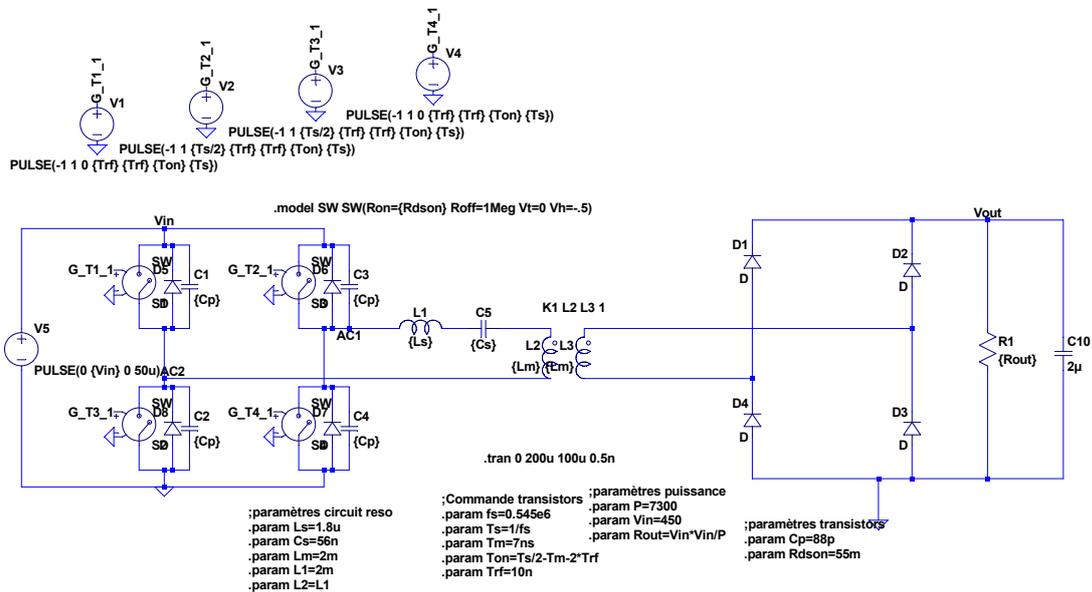


FIGURE B.14 – Schéma du convertisseur CRS sous le logiciel LTspice

La fréquence du fonctionnement à la puissance de 7,3kW a été déterminée par approximation. Cette fréquence a été modifiée à 545kHz pour correspondre au fonctionnement recherché. Les formes d'ondes du convertisseur pour les deux points de fonctionnement sont représentés sur les Figures B.15 et B.16

B.3.2.2 Commutation ZVS

L'inductance résonnante a été dimensionnée pour réaliser des commutations ZVS pour une valeur de courant I_{com} . A forte puissance, les formes d'ondes de la commutation sont représentées sur la Figure B.17. A faible puissance, elle sont représentées sur la Figure B.18.

Dans les deux configurations, la commutation ZVS est bien réalisée. Le courant dans les capacités parasites correspond également au courant résonnant divisé par deux et la tension évolue telle une sinusoïde ce qui confirme les explications de la section 2.3.1.1.

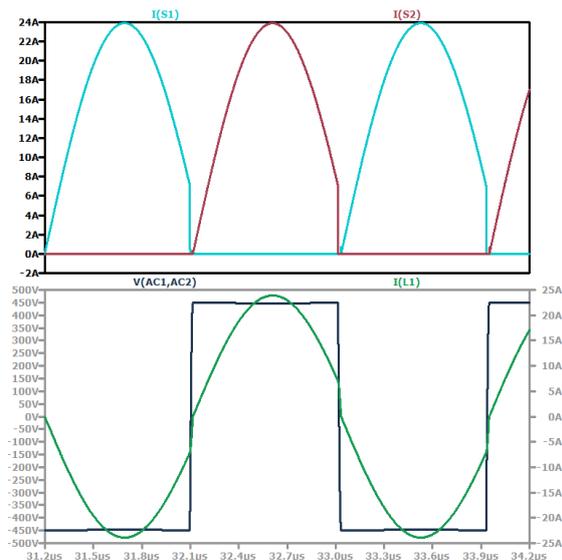


FIGURE B.15 – Simulation à 7,3kW (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu) et Courant traversant le transistor S2 (rouge) (b) Courant résonnant primaire (vert) et tension d'onduleur primaire (bleue)

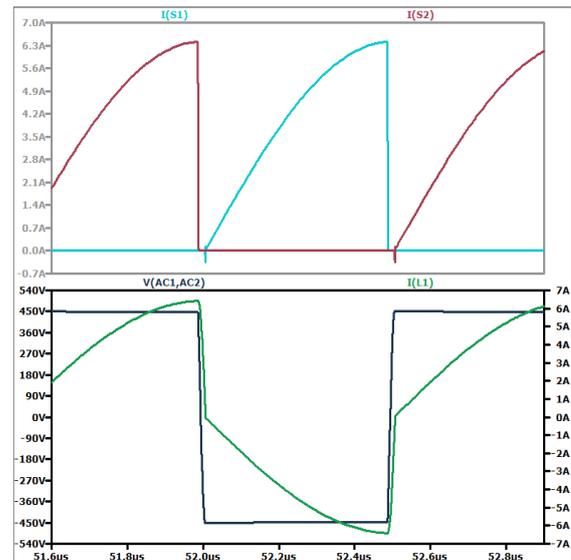


FIGURE B.16 – Simulation à 7,3kW (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu) et Courant traversant le transistor S2 (rouge) (b) Courant résonnant primaire (vert) et tension d'onduleur primaire (bleue)

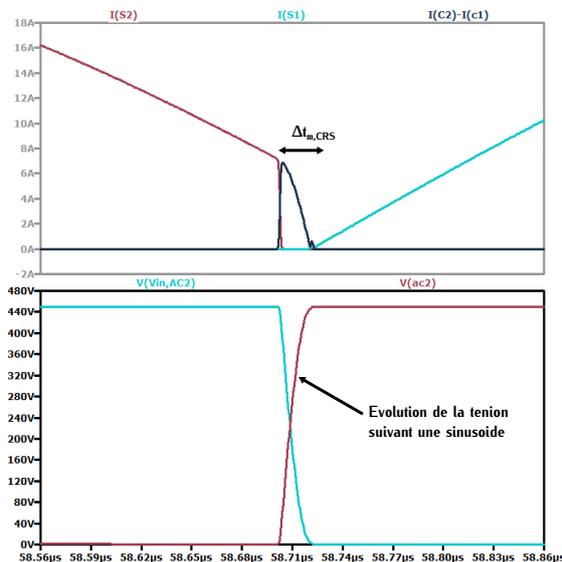


FIGURE B.17 – Simulation à 7,3kW (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu), Courant traversant le transistor S2 (rouge) et somme de courant des capacités parallèles des transistors S1 et S2 (b) Tension aux bornes du transistor S1 (bleu) et tension aux bornes du transistor S2 (rouge)

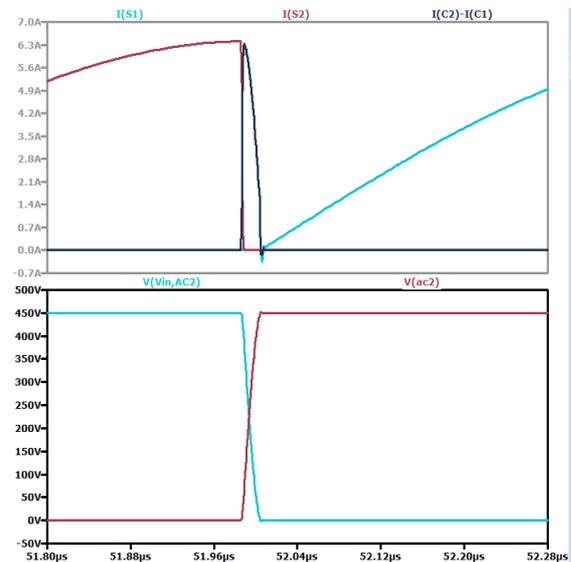


FIGURE B.18 – Simulation à 1,8kW (a) Courant traversant le transistor S1 (bleu), Courant traversant le transistor S2 (rouge) et somme de courant des capacités parallèles des transistors S1 et S2 (b) Tension aux bornes du transistor S1 (bleu) et tension aux bornes du transistor S2 (rouge)

Ferrite : Matériau et géométries

C.1 Datasheet 3F36 [1]

	CONDITIONS	VALEURS	UNITES
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	1600 $\pm 20\%$	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	≈ 2400	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 520 ≈ 420	mT
P_v	100 °C; 500 kHz; 50 mT 25 °C; 500 kHz; 100 mT 100 °C; 500 kHz; 100 mT	≈ 90 ≈ 700 ≈ 700	kW/m ³
ρ	DC; 25 °C	≈ 12	Ωm
T_C		≥ 230	°C
density		≈ 4750	kg/m ³

TABLE C.1 – Spécifications globales du matériau 3F36

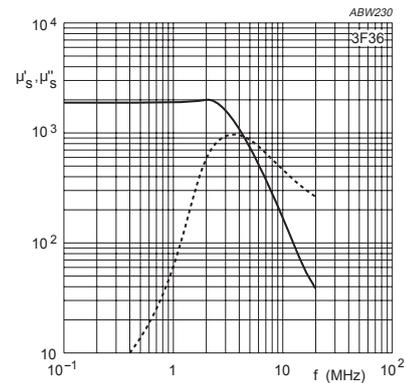


FIGURE C.1 – Perméabilité complexe en fonction de la fréquence

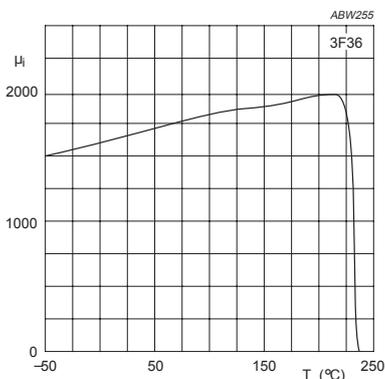


FIGURE C.2 – Perméabilité initiale en fonction de la température

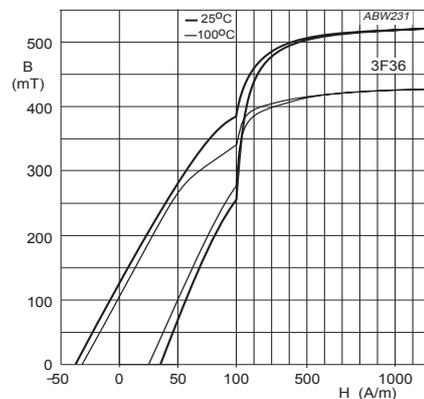


FIGURE C.3 – Courbe B-H typique

TABLE C.2 – Paramètres de calcul des pertes fer en fonction de la fréquence

	Fréq. min Hz	Fréq. max Hz	C_m	x	y	C_{l2}	C_{t1}	C_t
3F36	100000	499999	$6,83 \cdot 10^{-3}$	1,439	3,2672	$8,395 \cdot 10^{-5}$	$1,078 \cdot 10^{-2}$	1,223
3F36	499999	799999	$1,12 \cdot 10^{-7}$	2,1952	2,7199	$8,926 \cdot 10^{-5}$	$1,172 \cdot 10^{-2}$	1,282
3F36	800000	1200000	$2,24 \cdot 10^{-10}$	2,6105	2,4977	$6,119 \cdot 10^{-5}$	$6,142 \cdot 10^{-3}$	1,011

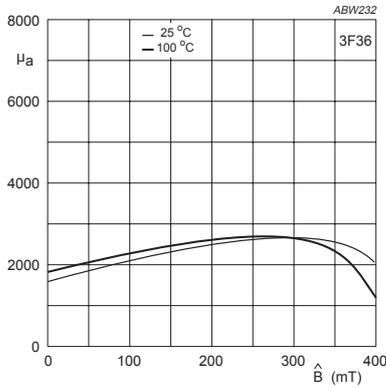


FIGURE C.4 – Amplitude de la perméabilité en fonction de l’induction magnétique crête

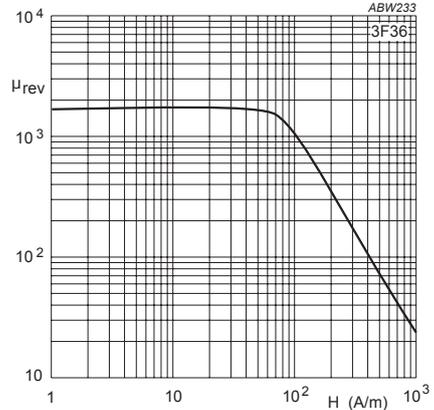


FIGURE C.5 – Perméabilité réversible en fonction de l’induction magnétique crête

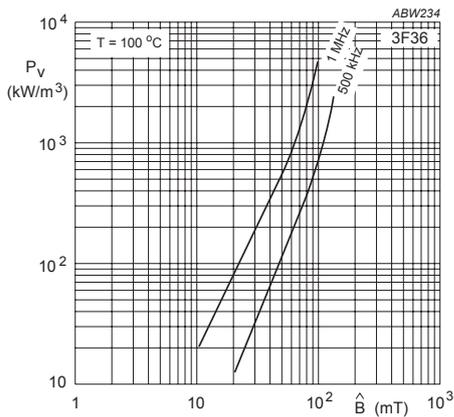


FIGURE C.6 – Pertes volumiques en fonction du champ magnétique crête à fréquence fixée

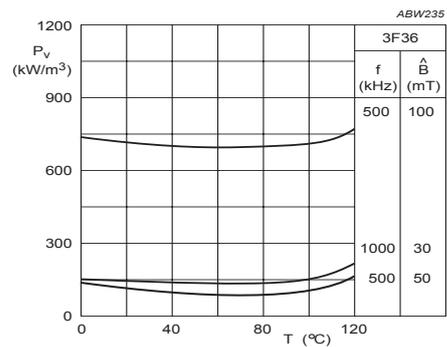


FIGURE C.7 – Pertes volumiques à différentes valeurs de fréquence/champ magnétique en fonction de la température

C.2 Datasheet noyau E32/6/20 X_{E32} [1]

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.323	mm ⁻¹
V_e	effective volume	5380	mm ³
l_e	effective length	41.4	mm
A_e	effective area	130	mm ²
A_{min}	minimum area	130	mm ²
m	mass of core half	≈13	g

TABLE C.3 – Paramètres géométriques du noyau E32/6/20

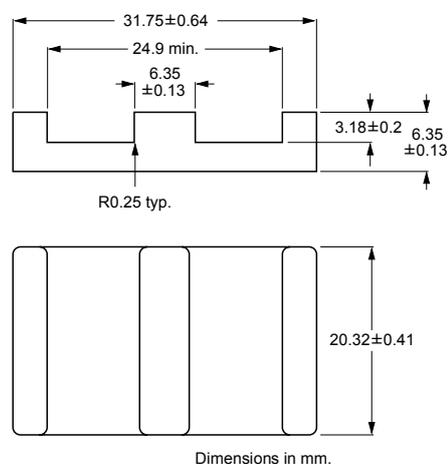


FIGURE C.8 – Dimension géométrique du noyau E32/6/20

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	160 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈41	≈1200	E32/6/20-3C90-E160-E
	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈64	≈700	E32/6/20-3C90-E250-E
	315 $\pm 3\%$	≈81	≈550	E32/6/20-3C90-A315-E
	400 $\pm 5\%$	≈103	≈450	E32/6/20-3C90-A400-E
	630 $\pm 8\%$	≈162	≈260	E32/6/20-3C90-A630-E
	6425 $\pm 25\%$	≈1650	≈0	E32/6/20-3C90
3C92 <small>des</small>	5000 $\pm 25\%$	≈1290	≈0	E32/6/20-3C92
3C93 <small>des</small>	5900 $\pm 25\%$	≈1520	≈0	E32/6/20-3C93
3C94	160 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈41	≈1200	E32/6/20-3C94-E160-E
	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈64	≈700	E32/6/20-3C94-E250-E
	315 $\pm 3\%$	≈81	≈550	E32/6/20-3C94-A315-E
	400 $\pm 5\%$	≈103	≈450	E32/6/20-3C94-A400-E
	630 $\pm 8\%$	≈162	≈260	E32/6/20-3C94-A630-E
	6425 $\pm 25\%$	≈1650	≈0	E32/6/20-3C94
3C95 <small>des</small>	7690 $\pm 25\%$	≈1950	≈0	E32/6/20-3C95
3C96 <small>des</small>	6425 $\pm 25\%$	≈1650	≈0	E32/6/20-3C96
3F3	160 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈41	≈1200	E32/6/20-3F3-E160-E
	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈64	≈700	E32/6/20-3F3-E250-E
	315 $\pm 3\%$	≈81	≈550	E32/6/20-3F3-A315-E
	400 $\pm 5\%$	≈103	≈450	E32/6/20-3F3-A400-E
	630 $\pm 8\%$	≈162	≈260	E32/6/20-3F3-A630-E
	5900 $\pm 25\%$	≈1520	≈0	E32/6/20-3F3
3F4 <small>des</small>	160 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈41	≈1200	E32/6/20-3F4-E160-E
	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈64	≈700	E32/6/20-3F4-E250-E
	315 $\pm 3\%$	≈81	≈550	E32/6/20-3F4-A315-E
	400 $\pm 5\%$	≈103	≈450	E32/6/20-3F4-A400-E
	630 $\pm 8\%$	≈162	≈260	E32/6/20-3F4-A630-E
	3200 $\pm 25\%$	≈820	≈0	E32/6/20-3F4

TABLE C.4 – Paramètres agnétiques du noyau E32/6/20

C.3 Datasheet noyau E38/8/25 X_{E38} [1]

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.272	mm ⁻¹
V_e	effective volume	10 200	mm ³
l_e	effective length	52.4	mm
A_e	effective area	194	mm ²
A_{min}	minimum area	194	mm ²
m	mass of core half	≈25	g

TABLE C.5 – Paramètres géométriques du noyau E38/6/20

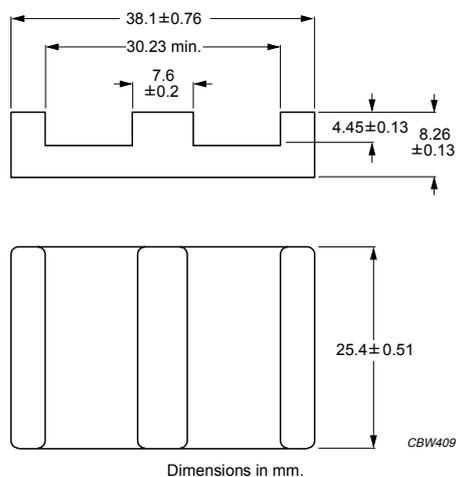


FIGURE C.9 – Dimension géométrique du noyau E38/6/20

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	250 ±3% ⁽¹⁾	≈54	≈1100	E38/8/25-3C90-E250-E
	315 ±3% ⁽¹⁾	≈68	≈850	E38/8/25-3C90-E315-E
	400 ±3% ⁽¹⁾	≈86	≈650	E38/8/25-3C90-E400-E
	630 ±5%	≈136	≈400	E38/8/25-3C90-A630-E
	1000 ±10%	≈216	≈250	E38/8/25-3C90-A1000-E
	7940 ±25%	≈1720	≈0	E38/8/25-3C90
3C92 <small>des</small>	6100 ±25%	≈1320	≈0	E38/8/25-3C92
3C93 <small>des</small>	7250 ±25%	≈1570	≈0	E38/8/25-3C93
3C94	250 ±3% ⁽¹⁾	≈54	≈1100	E38/8/25-3C94-E250-E
	315 ±3% ⁽¹⁾	≈68	≈850	E38/8/25-3C94-E315-E
	400 ±3% ⁽¹⁾	≈86	≈650	E38/8/25-3C94-E400-E
	630 ±5%	≈136	≈400	E38/8/25-3C94-A630-E
	1000 ±10%	≈216	≈250	E38/8/25-3C94-A1000-E
	7940 ±25%	≈1720	≈0	E38/8/25-3C94
3C95 <small>des</small>	9600 ±25%	≈2060	≈0	E38/8/25-3C95
3F3	250 ±3% ⁽¹⁾	≈54	≈1100	E38/8/25-3F3-E250-E
	315 ±3% ⁽¹⁾	≈68	≈850	E38/8/25-3F3-E315-E
	400 ±3% ⁽¹⁾	≈86	≈650	E38/8/25-3F3-E400-E
	630 ±5%	≈136	≈400	E38/8/25-3F3-A630-E
	1000 ±10%	≈216	≈250	E38/8/25-3F3-A1000-E
	7250 ±25%	≈1570	≈0	E38/8/25-3F3
3F4 <small>des</small>	250 ±3% ⁽¹⁾	≈54	≈1100	E38/8/25-3F4-E250-E
	315 ±3% ⁽¹⁾	≈68	≈850	E38/8/25-3F4-E315-E
	400 ±3% ⁽¹⁾	≈86	≈650	E38/8/25-3F4-E400-E
	630 ±5%	≈136	≈400	E38/8/25-3F4-A630-E
	1000 ±10%	≈216	≈250	E38/8/25-3F4-A1000-E
	3880 ±25%	≈840	≈0	E38/8/25-3F4

TABLE C.6 – Paramètres magnétiques du noyau E38/6/20

C.4 Datasheet noyau E43/10/28 χ_{E43} [1]

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.276	mm^{-1}
V_e	effective volume	13900	mm^3
l_e	effective length	61.1	mm
A_e	effective area	229	mm^2
A_{\min}	minimum area	229	mm^2
m	mass of core half	≈ 35	g

TABLE C.7 – Paramètres géométriques du noyau E43/10/28

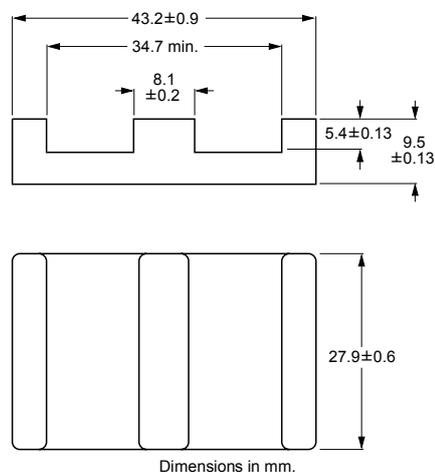


FIGURE C.10 – Dimension géométrique du noyau E43/10/28

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 55	≈ 1100	E43/10/28-3C90-E250-E
	315 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 69	≈ 800	E43/10/28-3C90-E315-E
	400 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 87	≈ 700	E43/10/28-3C90-E400-E
	630 $\pm 5\%$	≈ 138	≈ 400	E43/10/28-3C90-A630-E
	1000 $\pm 10\%$	≈ 219	≈ 250	E43/10/28-3C90-A1000-E
	8030 $\pm 25\%$	≈ 1710	≈ 0	E43/10/28-3C90
3C92 <small>des</small>	6300 $\pm 25\%$	≈ 1380	≈ 0	E43/10/28-3C92
3C93 <small>des</small>	7310 $\pm 25\%$	≈ 1610	≈ 0	E43/10/28-3C93
3C94	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 55	≈ 1100	E43/10/28-3C94-E250-E
	315 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 69	≈ 800	E43/10/28-3C94-E315-E
	400 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 87	≈ 700	E43/10/28-3C94-E400-E
	630 $\pm 5\%$	≈ 138	≈ 400	E43/10/28-3C94-A630-E
	1000 $\pm 10\%$	≈ 219	≈ 250	E43/10/28-3C94-A1000-E
	8030 $\pm 25\%$	≈ 1710	≈ 0	E43/10/28-3C94
3C95 <small>des</small>	9700 $\pm 25\%$	≈ 2060	≈ 0	E43/10/28-3C95
3F3	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 55	≈ 1100	E43/10/28-3F3-E250-E
	315 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 69	≈ 800	E43/10/28-3F3-E315-E
	400 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 87	≈ 700	E43/10/28-3F3-E400-E
	630 $\pm 5\%$	≈ 138	≈ 400	E43/10/28-3F3-A630-E
	1000 $\pm 10\%$	≈ 219	≈ 250	E43/10/28-3F3-A1000-E
	7310 $\pm 25\%$	≈ 1600	≈ 0	E43/10/28-3F3
3F4 <small>des</small>	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 55	≈ 1100	E43/10/28-3F4-E250-E
	315 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 69	≈ 800	E43/10/28-3F4-E315-E
	400 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 87	≈ 700	E43/10/28-3F4-E400-E
	630 $\pm 5\%$	≈ 138	≈ 400	E43/10/28-3F4-A630-E
	1000 $\pm 10\%$	≈ 219	≈ 250	E43/10/28-3F4-A1000-E
	3860 $\pm 25\%$	≈ 850	≈ 0	E43/10/28-3F4

TABLE C.8 – Paramètres magnétiques du noyau E43/10/28

C.5 Datasheet noyau E13/7/4 [1]

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	2.39	mm ⁻¹
V_e	effective volume	369	mm ³
l_e	effective length	29.7	mm
A_e	effective area	12.4	mm ²
A_{min}	minimum area	12.2	mm ²
m	mass of core half	≈0.9	g

TABLE C.9 – Paramètres géométriques du noyau E13/7/4

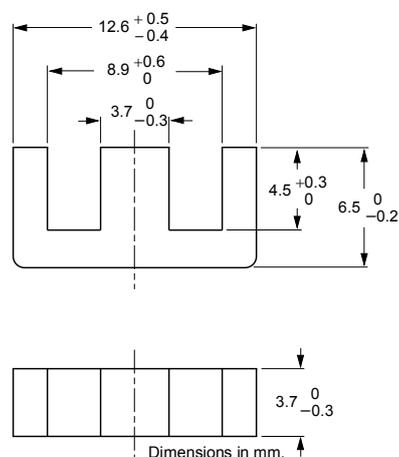


FIGURE C.11 – Dimension géométrique du noyau E13/7/4

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	63 ±5%	≈120	≈320	E13/7/4-3C90-A63
	100 ±8%	≈190	≈175	E13/7/4-3C90-A100
	160 ±8%	≈305	≈100	E13/7/4-3C90-A160
	250 ±15%	≈480	≈55	E13/7/4-3C90-A250
	315 ±15%	≈600	≈40	E13/7/4-3C90-A315
800 ±25%	≈1525	≈0	E13/7/4-3C90	
3C92 <small>des</small>	630 ±25%	≈1200	≈0	E13/7/4-3C92
3C94	800 ±25%	≈1525	≈0	E13/7/4-3C94
3C96 <small>des</small>	700 ±25%	≈1330	≈0	E13/7/4-3C96
3F3	63 ±5%	≈120	≈320	E13/7/4-3F3-A63
	100 ±8%	≈190	≈175	E13/7/4-3F3-A100
	160 ±8%	≈305	≈100	E13/7/4-3F3-A160
	250 ±15%	≈480	≈55	E13/7/4-3F3-A250
	315 ±15%	≈600	≈40	E13/7/4-3F3-A315
	700 ±25%	≈1330	≈0	E13/7/4-3F3
3F35 <small>des</small>	560 ±25%	≈1070	≈0	E13/7/4-3F35

TABLE C.10 – Paramètres magnétiques du noyau E13/7/4

C.6 Datasheet noyau PQ40/40 [1]

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.507	mm^{-1}
V_e	effective volume	20500	mm^3
l_e	effective length	102	mm
A_e	effective area	201	mm^2
A_{\min}	minimum area	175	mm^2
m	mass of set	≈ 97	g

TABLE C.11 – Paramètres géométriques du noyau PQ40/40

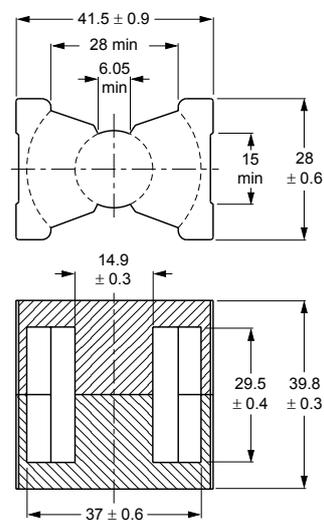


FIGURE C.12 – Dimension géométrique du noyau PQ40/40

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 200 mT; T = 25 °C	f = 100 kHz; B̂ = 200 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; B̂ = 50 mT; T = 100 °C
3C91	≥320	≤1.65 ⁽¹⁾	–	≤10 ⁽¹⁾	–
3C94	≥320	≤2.1	–	≤12.6	–
3C95	≥320	–	≤12.9	≤12.3	–
3C96	≥340	≤1.65	–	≤10	≤8.0

TABLE C.12 – Paramètres magnétiques du noyau PQ40/40

Simulation FEMM

D.1 Bobinage

D.1.1 Comparaison des pertes entre deux entrelacements

Pour minimiser les pertes au sein des conducteurs de cuivre, un entrelacement strict des conducteurs primaires et secondaires est choisi. Pour réaliser cet entrelacement, deux types d'imbrication spire par spire sont possibles. La première imbrication entrelace un nombre total pair de spires primaires et secondaires. Cette imbrication est représentée sur la Figure D.1 (a). La seconde utilise un nombre impair de spires totales avec un nombre pair de spires côté primaire et impair côté secondaire. Elle est représentée sur la Figure D.1 (b).

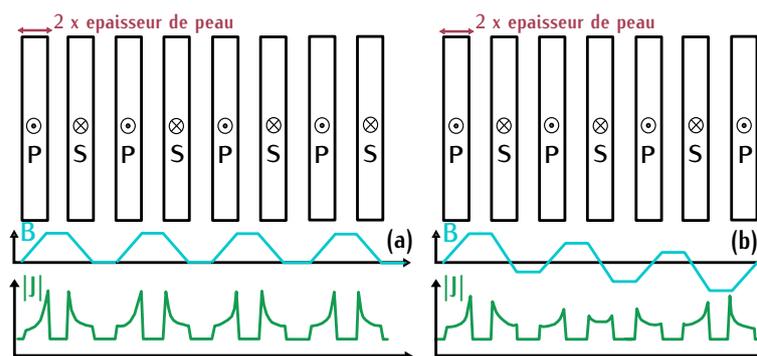


FIGURE D.1 – Induction magnétique et densité de courant selon la position des spires pour : (a) un nombre identique de spires primaires et secondaires (b) un nombre pair de spires primaires et impair de spires secondaires

Dans le premier cas, le courant circule sur l'épaisseur de peau en regard de chaque conducteur. Dans le second cas, l'amplitude de l'induction B au sein des spires centrales est plus faible. Les courants induits par effet de proximité se trouvent réduits dans ces spires. La résistance des conducteurs est donc plus faible dans la deuxième solution.

Cette assertion est vérifiée par différentes simulations sur le logiciel à élément finis FEMM. Le but de ces simulations est de mesurer le rapport de la résistance AC sur la résistance DC pour différentes épaisseurs de cuivre lorsque la fréquence est fixée et ensuite de faire une comparaison de ces rapports pour les deux imbrications données.

Le principe de simulation est, dans un premier temps, de modéliser les conducteurs de cuivre rectangulaires pour les deux types d'imbrication. Cette étape est représentée sur la Figure D.2 pour un bobinage avec un nombre impair de conducteurs. L'épaisseur de cuivre de chacun de ces

conducteurs dépend de l'épaisseur de peau δ définie par l'équation (D.1). Trois épaisseurs de cuivre différentes sont testées, elles correspondent à celles renseignées dans la Table D.1.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}} \quad (D.1)$$

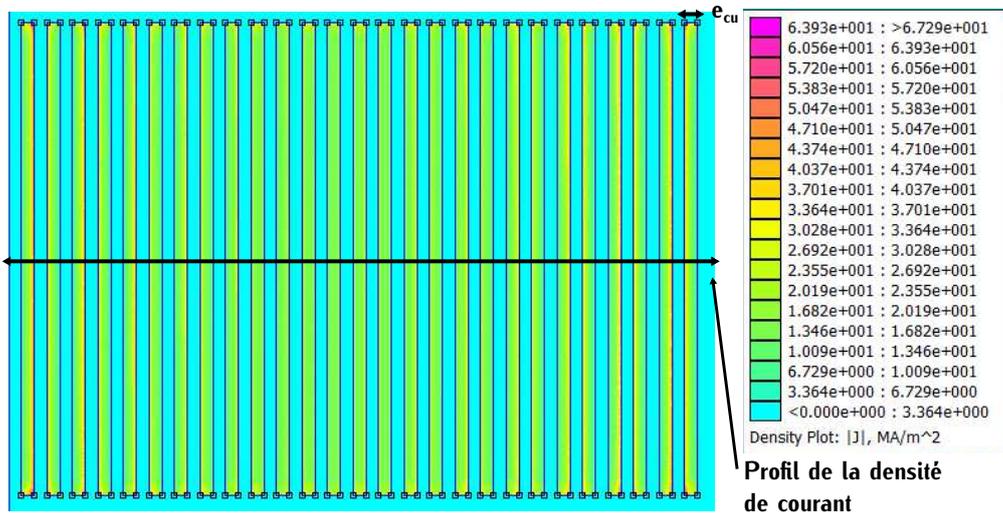


FIGURE D.2 – Modélisation d'une section de bobinage sur FEMM pour une imbrication de conducteurs en nombre impair

Ensuite deux simulations sont réalisées, la première impose une fréquence de fonctionnement de 5Hz. Cette simulation permet de mesurer la résistance DC associée au bobinage. La seconde simulation est réalisée à 500kHz. C'est cette valeur de fréquence utilisée dans le calcul de l'épaisseur de peau (D.1) qui a permis de déterminer la valeur de l'épaisseur de cuivre. Lors de cette deuxième simulation, la résistance AC est mesurée. A la suite de ces deux simulations, le rapport de ces deux résistances est calculé et renseigné dans la Table D.1. Pour chaque épaisseur de cuivre et chaque imbrication, le profil de la densité du courant est relevé et représenté par les Figures D.3, D.4 et D.5.

Les résultats des calculs de résistance sont renseignés dans la Table D.1. Ils montrent l'intérêt d'une structure avec un bobinage impair. La résistance AC engendrée par l'augmentation de la fréquence est plus faible. Ce résultat se vérifie lorsque l'épaisseur de cuivre augmente par rapport à l'épaisseur de peau. Dans cette configuration, nous pouvons donc augmenter l'épaisseur de cuivre notamment lorsque la valeur du courant est importante sans accroître considérablement les pertes dues à une valeur de fréquence élevée.

Au sein du bobinage impair, le choix final de l'épaisseur se porte sur une épaisseur de cuivre valant deux fois l'épaisseur de peau. Avec un courant de 24A crête soit une puissance de 7,3kW dans notre application, les pertes d'une spire sont plus faibles comparées aux autres valeurs d'épaisseur de cuivre. Les variables de puissance de l'étude paramétrique varient de 3,6kW à 11kW. A 11kW, l'épaisseur de cuivre correspondant à trois fois δ est plus intéressante en terme de pertes par spire. Par contre, ce n'est pas le cas des puissances inférieures à 7,3kW. C'est la

raison pour laquelle celle valant deux fois l'épaisseur de peau est validée pour l'étude paramétrique car elle représente un juste milieu entre toutes les valeurs de puissances.

TABLE D.1 – Comparaison du rapport de la résistance AC sur la résistance DC simulées sur FEMM pour deux types d'imbrications et pour différentes épaisseurs de cuivre

Essai pour un nombre impair de conducteurs	Courant crête primaire I_{ac} (A)	Pertes moyennes par spire à 500kHz (W)	Rapport R_{AC}/R_{DC}
$e_{cu} = \delta$	24,4	0,85	1,04
$e_{cu} = 2 \cdot \delta$	24,4	0,5	1,4
$e_{cu} = 3 \cdot \delta$	24,4	0,58	2,1
Essai pour un nombre pair de conducteurs	Courant crête primaire I_{ac} (A)	Pertes moyennes par spire à 500kHz (W)	Rapport R_{AC}/R_{DC}
$e_{cu} = \delta$	24,4	0,83	1,1
$e_{cu} = 2 \cdot \delta$	24,4	0,65	2
$e_{cu} = 3 \cdot \delta$	24,4	0,81	3,2

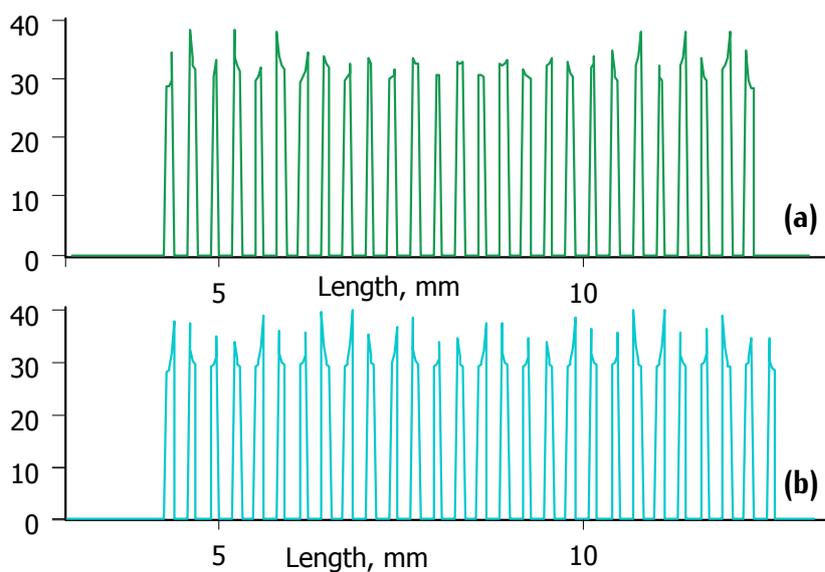


FIGURE D.3 – Profil de la densité de courant dans une section de bobinage pour une épaisseur de cuivre égale à l'épaisseur de peau avec (a) un nombre impair de conducteurs (b) un nombre pair de conducteurs

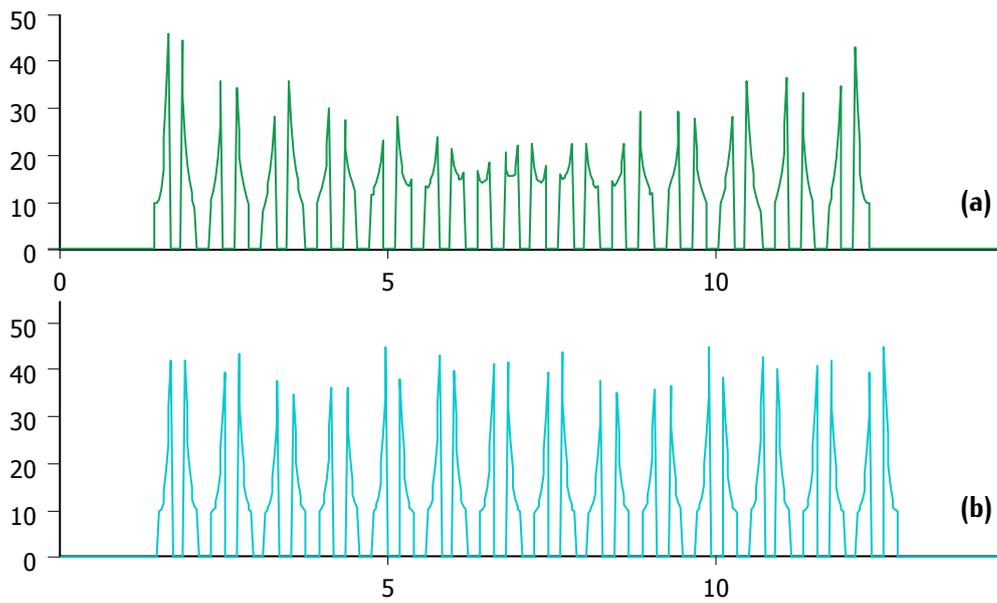


FIGURE D.4 – Profil de la densité de courant dans une section de bobinage pour une épaisseur de cuivre égale à deux fois l'épaisseur de peau avec (a) un nombre impair de conducteurs (b) un nombre pair de conducteurs

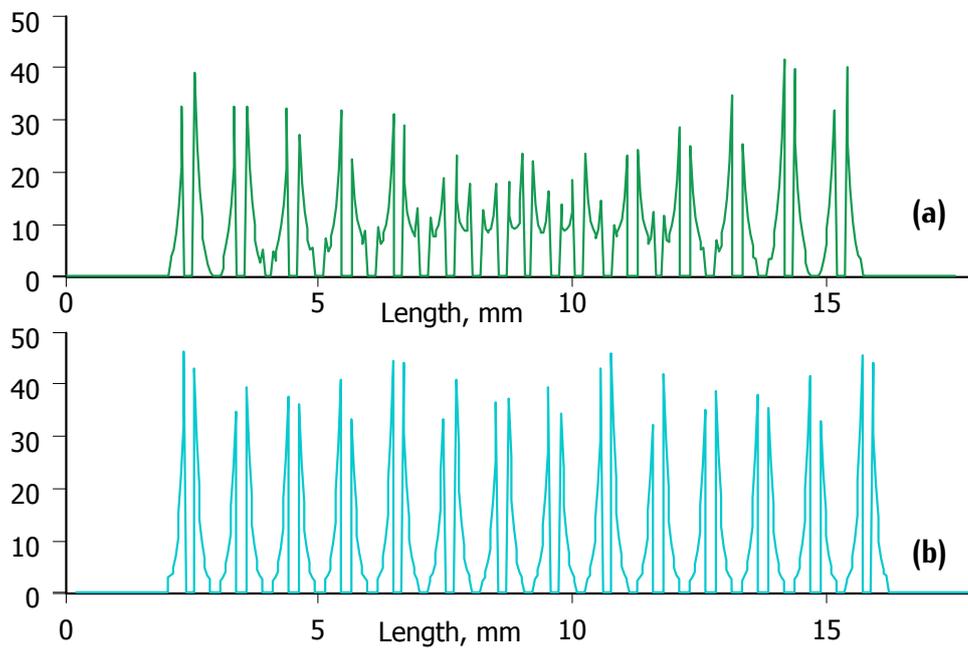


FIGURE D.5 – Profil de la densité de courant dans une section de bobinage pour une épaisseur de cuivre égale à trois fois l'épaisseur de peau avec (a) un nombre impair de conducteurs (b) un nombre pair de conducteurs

D.1.2 Épaisseur de cuivre réelle

Nous avons mentionné dans la section 3.3.3 un des avantages du bobinage feuillard qui correspond à la liberté du choix de l'épaisseur de cuivre. À l'inverse, le bobinage PCB est limité par une épaisseur maximale. Pour l'étude, l'épaisseur de cuivre a été fixée à deux fois l'épaisseur de peau. L'épaisseur de peau varie avec la fréquence. Dans notre application, la fréquence a été choisie comme variable de dimensionnement. L'épaisseur de cuivre va donc varier au cours de l'étude paramétrique.

Pour des problématiques de fabrication, les différentes épaisseurs de cuivre simulées dans l'étude sont choisies en fonction des standards disponibles. Ces standards sont représentés sur la Figure D.6 avec l'épaisseur de cuivre idéale en fonction de la fréquence. Par exemple pour des fréquences allant de 450kHz à 700kHz, l'épaisseur de cuivre est de 200 μm soit l'épaisseur standard la plus proche du double de l'épaisseur de peau associée.

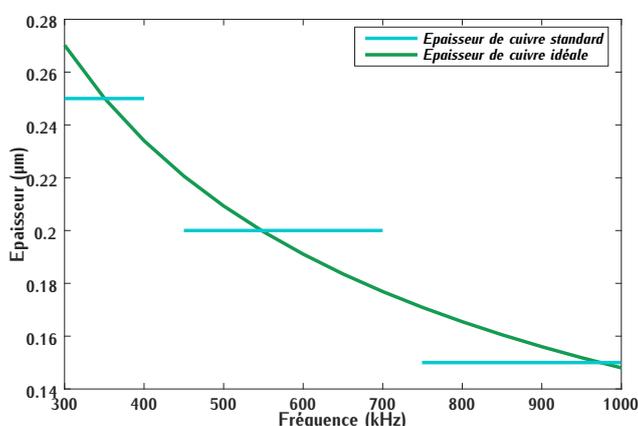


FIGURE D.6 – Épaisseur de cuivre standard et épaisseur de cuivre idéale en fonction de la fréquence f_{tr}

D.2 Approximations

Pour le calcul analytique des pertes cuivre, le courant magnétisant est négligé. Cette approximation est validée à l'aide de la courbe illustrée sur la Figure D.7. Cette courbe est définie pour un noyau X_{E38} , une épaisseur d'isolation e_{in1} , et pour les quatre valeurs de puissance $P_{tr,mp}$. Elle est tracée en fonction des valeurs de fréquence f_{tr} sélectionnée dans les paramètres fixes. Sur cette figure, le rapport entre ces deux grandeurs est très faible, ce qui nous permet de valider l'approximation d'un courant magnétisant nul pour le calcul analytique des pertes cuivre.

Le courant magnétisant même s'il est faible peut engendrer des courants de Foucault au sein des conducteurs de cuivre. Ces courants sont à l'origine de pertes cuivre supplémentaire. Deux simulations sur FEMM sont lancées avec et sans courant magnétisant pour vérifier l'influence de ces courants de Foucault. La géométrie testé est un double E planar de dimension X_{E32} et la puissance de fonctionnement est de 3,6kW ce qui correspond à la plus faible valeur. La densité de courant des conducteurs est représentée sur les Figures D.8 et D.9.

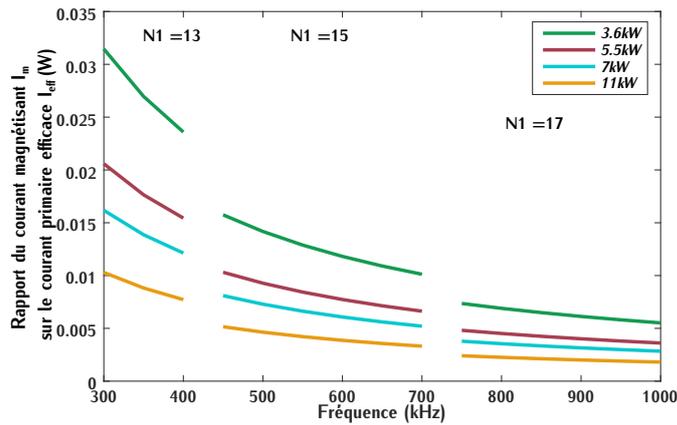


FIGURE D.7 – Rapport du courant magnétisant I_m sur le courant efficace primaire I_{eff} en fonction de la fréquence f_{tr} pour 54 points de fonctionnement

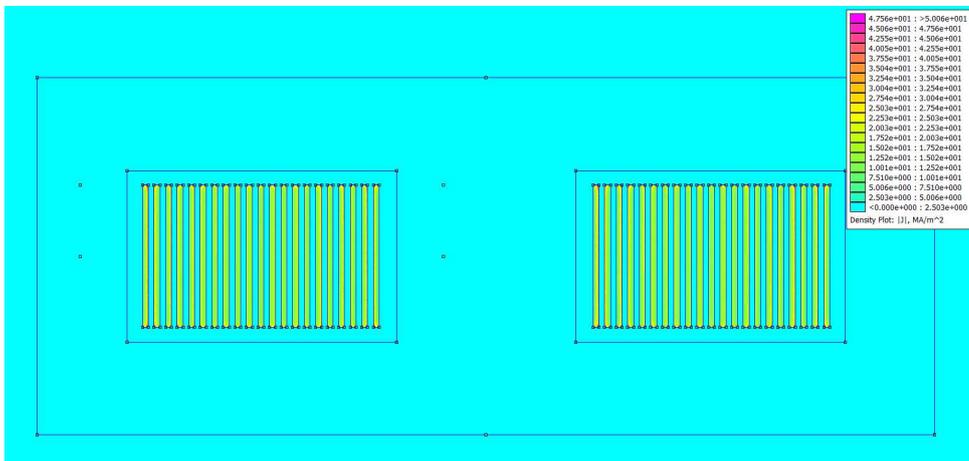


FIGURE D.8 – Densité de courant dans un noyau de type X_{E32} avec un courant magnétisant nul pour une puissance de 3,6kW

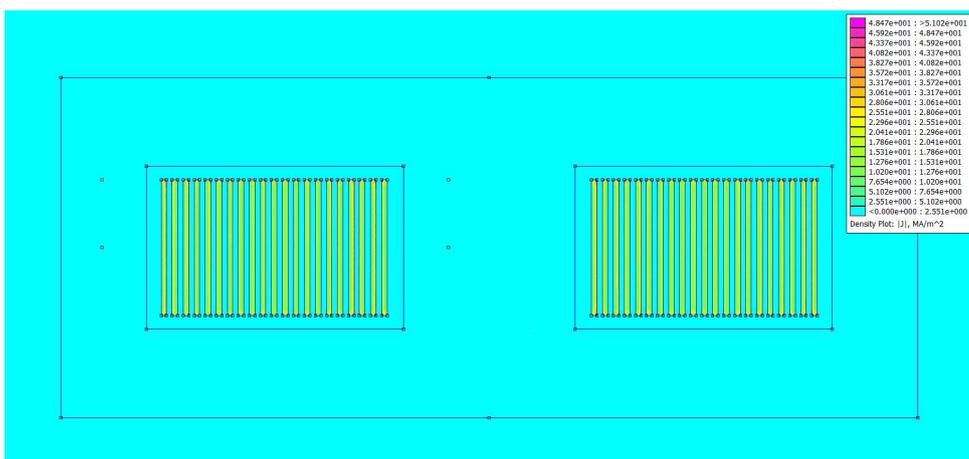


FIGURE D.9 – Densité de courant dans un noyau de type X_{E32} avec un courant magnétisant non nul pour une puissance de 3,6kW

La valeur maximale de densité de courant dans ces deux simulations est très proche. L'influence du courant magnétisant est donc négligeable sur la circulation du courant pour un essai à faible puissance. Elle est donc négligeable pour les puissances plus élevées car le rapport entre le courant efficace et le courant magnétisant est plus faible (Figure D.7). Ces différents points permettent de valider l'approximation d'un courant nul pour le calcul analytique des pertes cuivre.

D.3 Résultats : Dimensionnement du transformateur

D.3.1 Noyau E32/6/20

D.3.1.1 Pertes

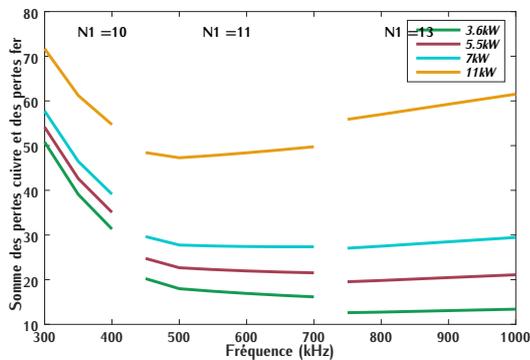


FIGURE D.10 – Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

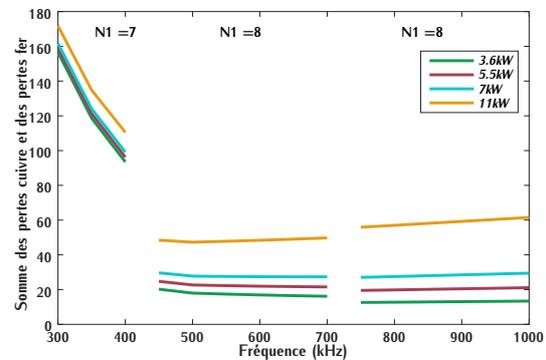


FIGURE D.11 – Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

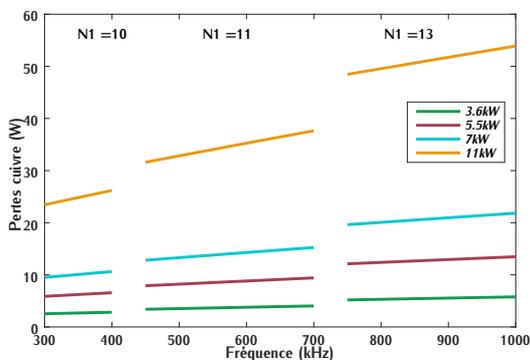


FIGURE D.12 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

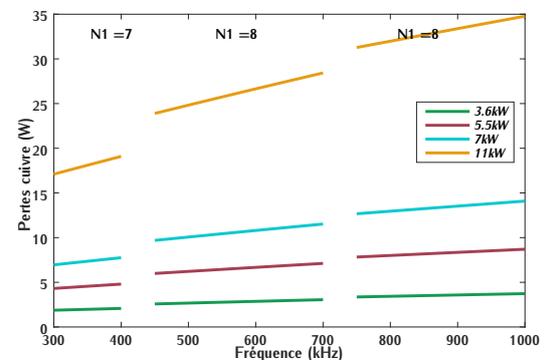


FIGURE D.13 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

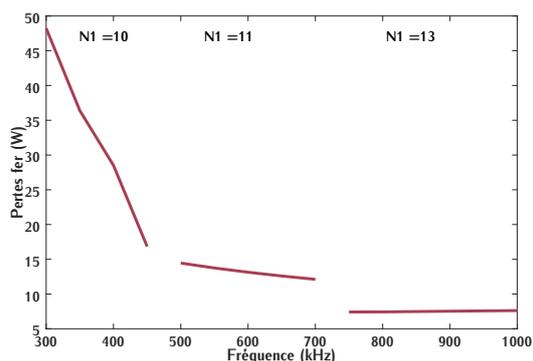


FIGURE D.14 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

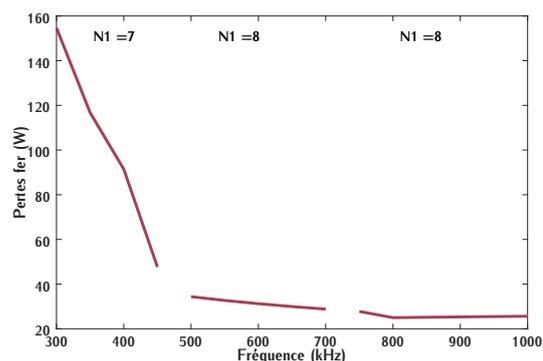


FIGURE D.15 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

D.3.1.2 Inductance de fuite

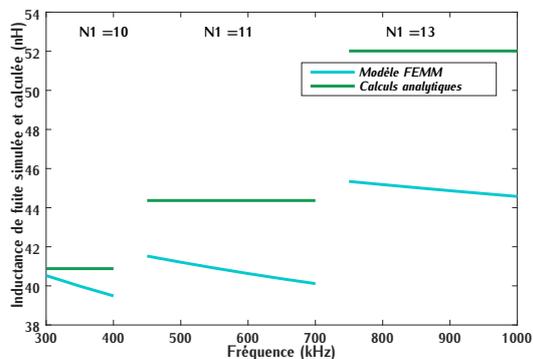


FIGURE D.16 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

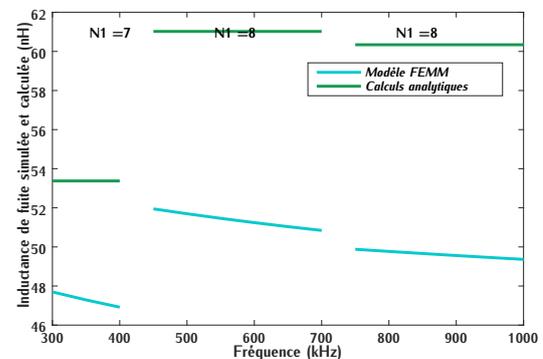


FIGURE D.17 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

D.3.1.3 Capacité inter-enroulement

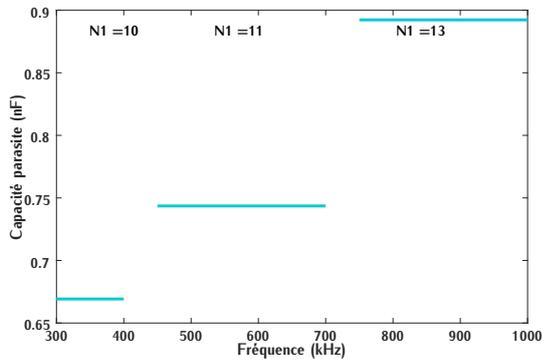


FIGURE D.18 – Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

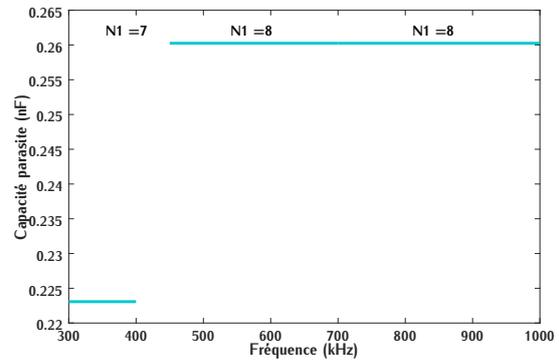


FIGURE D.19 – Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

D.3.1.4 Vérification des pertes cuivre

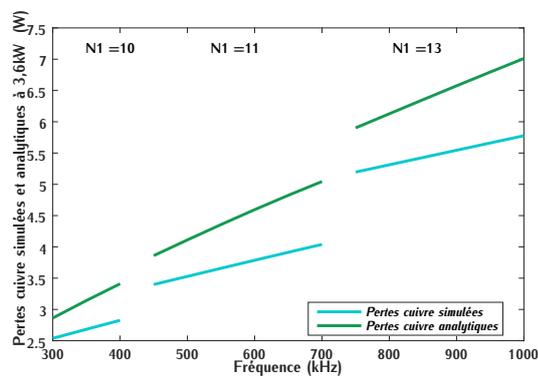


FIGURE D.20 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

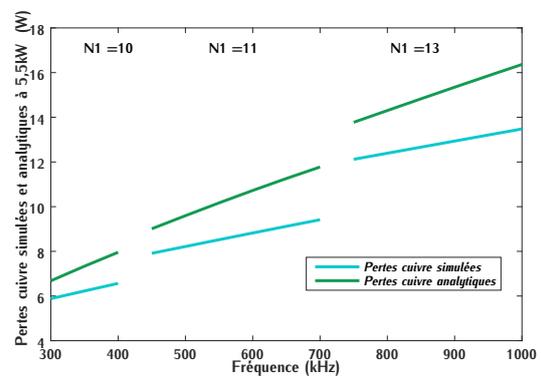


FIGURE D.21 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

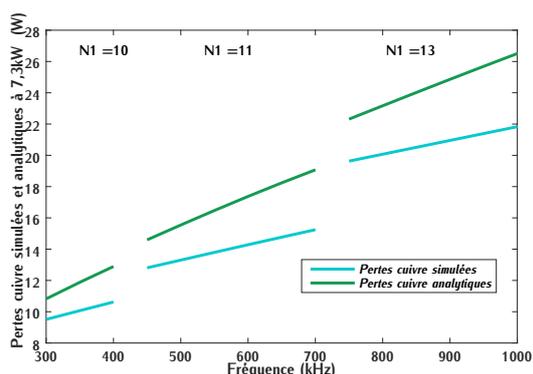


FIGURE D.22 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

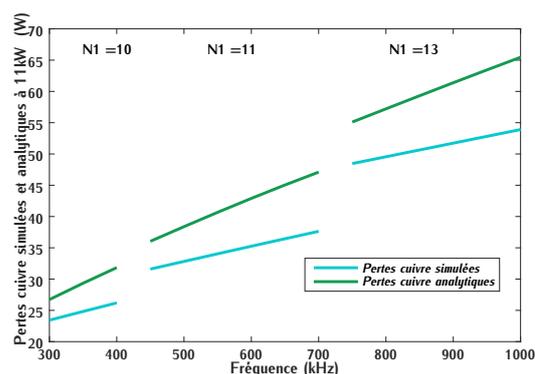


FIGURE D.23 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

D.3.2 Noyau E38/8/25

D.3.2.1 Pertes

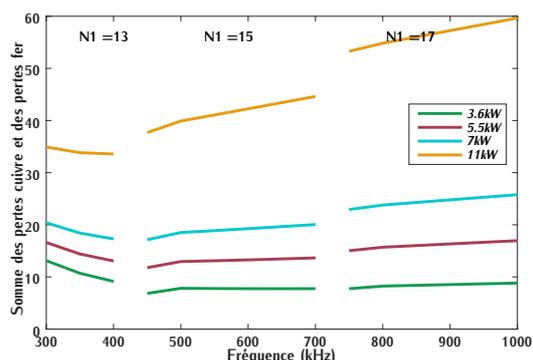


FIGURE D.24 – Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

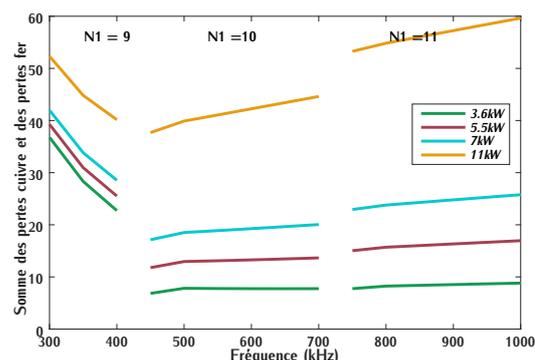


FIGURE D.25 – Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

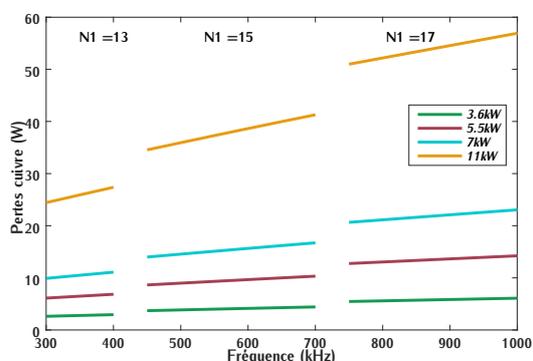


FIGURE D.26 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

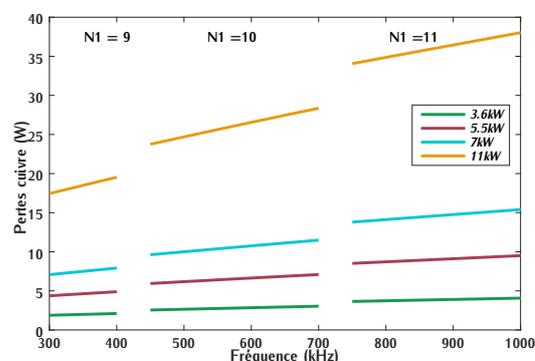


FIGURE D.27 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

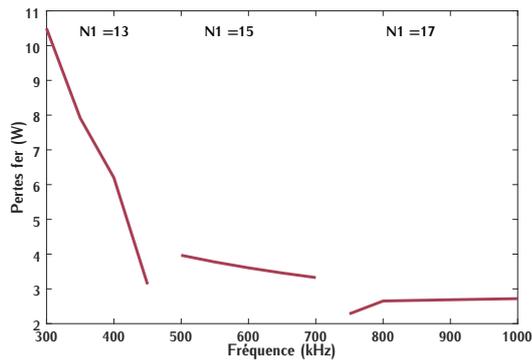


FIGURE D.28 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 204\mu m$

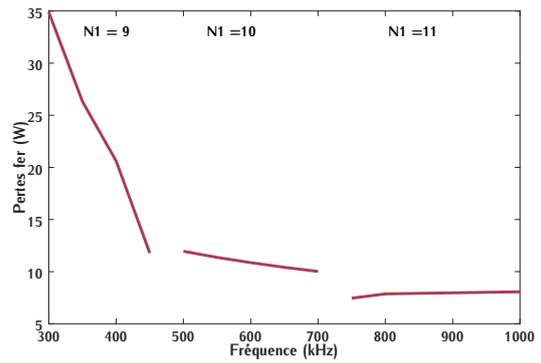


FIGURE D.29 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 408\mu m$

D.3.2.2 Inductance de fuite

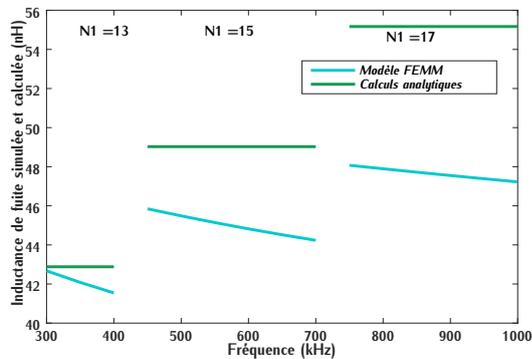


FIGURE D.30 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 204\mu m$

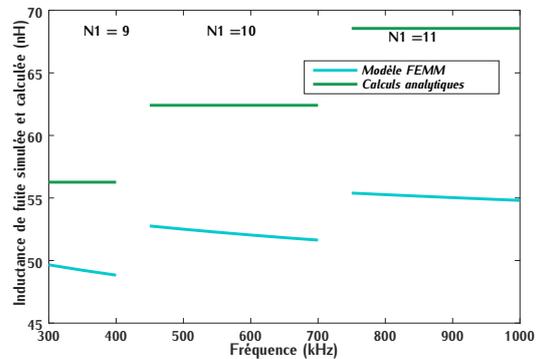


FIGURE D.31 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d’isolation $e_{in} = 408\mu m$

D.3.2.3 Capacité inter-enroulement

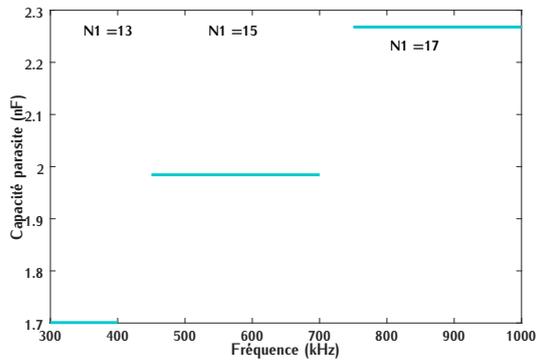


FIGURE D.32 – Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

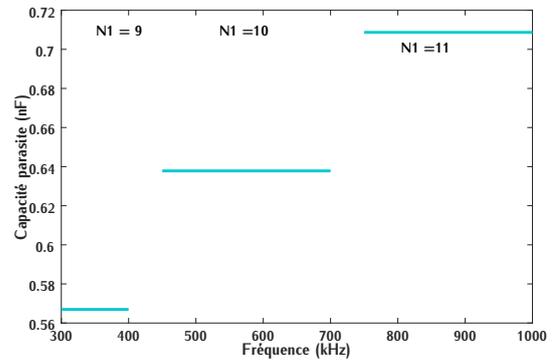


FIGURE D.33 – Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

D.3.2.4 Vérification des pertes cuivre

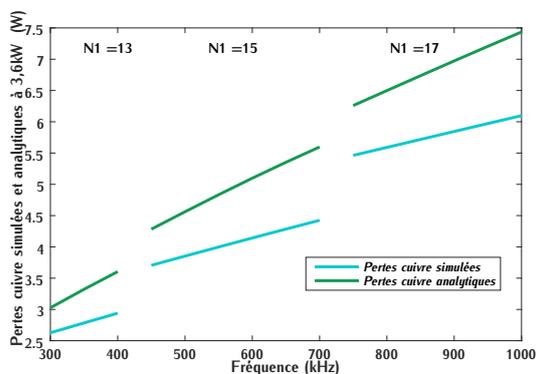


FIGURE D.34 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

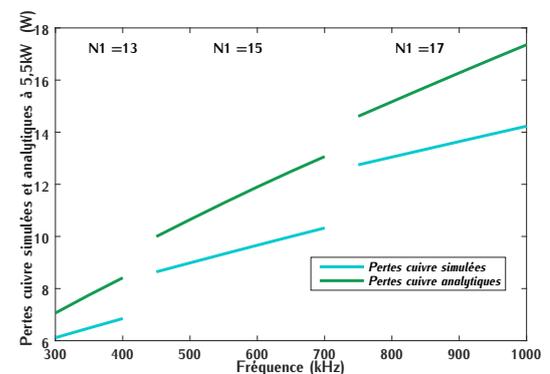


FIGURE D.35 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

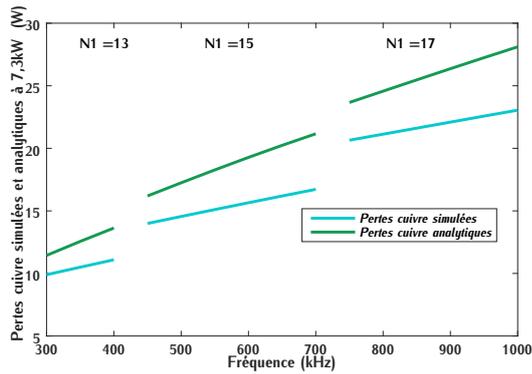


FIGURE D.36 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

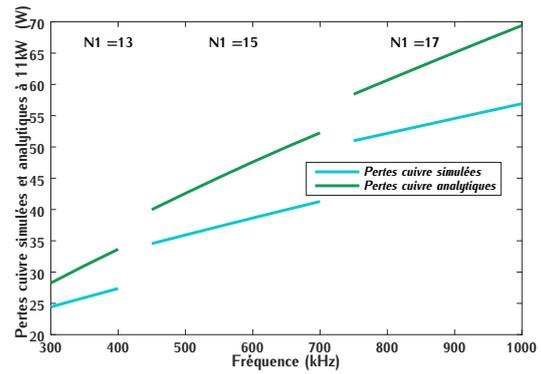


FIGURE D.37 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

D.3.3 Noyau E43/10/28

D.3.3.1 Pertes

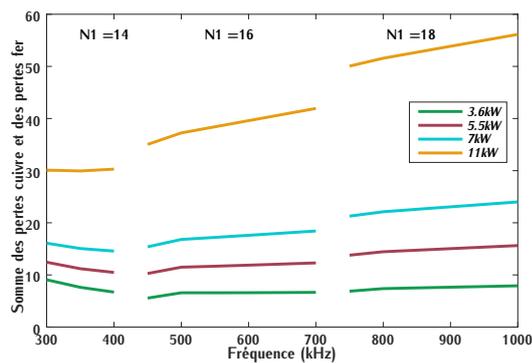


FIGURE D.38 – Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

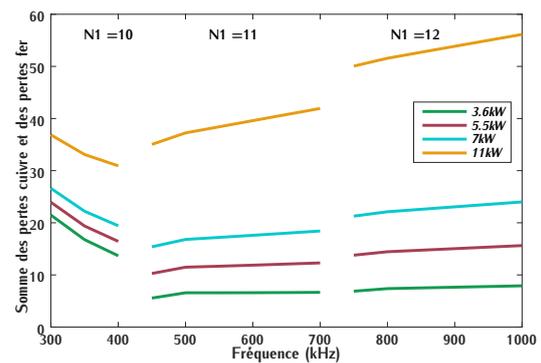


FIGURE D.39 – Pertes cuivre et pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

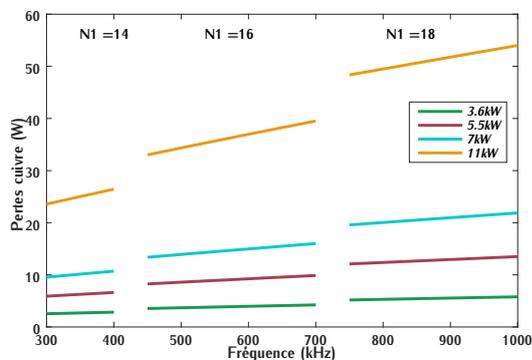


FIGURE D.40 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu\text{m}$

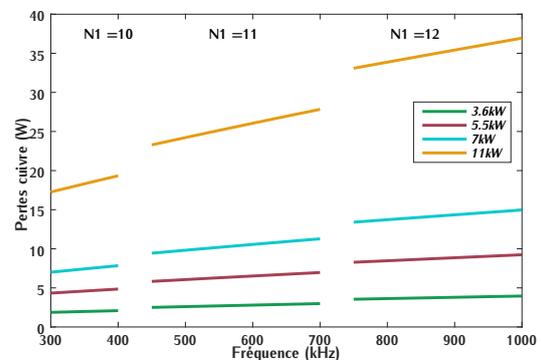


FIGURE D.41 – Pertes cuivre en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu\text{m}$

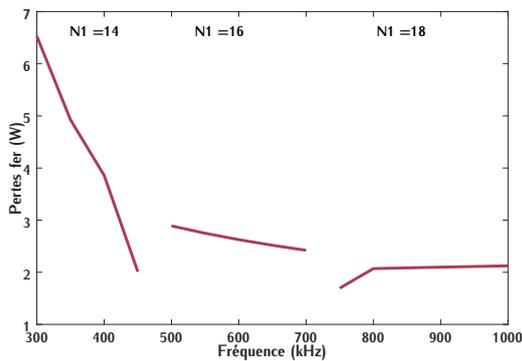


FIGURE D.42 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

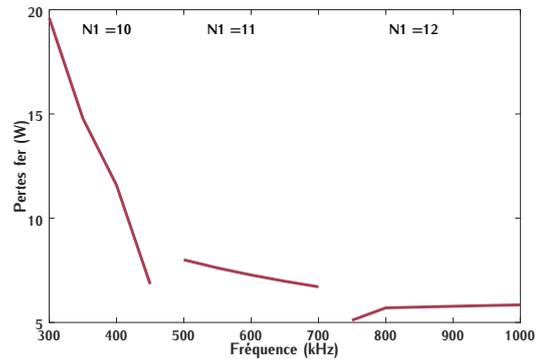


FIGURE D.43 – Pertes fer en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

D.3.3.2 Inductance de fuite

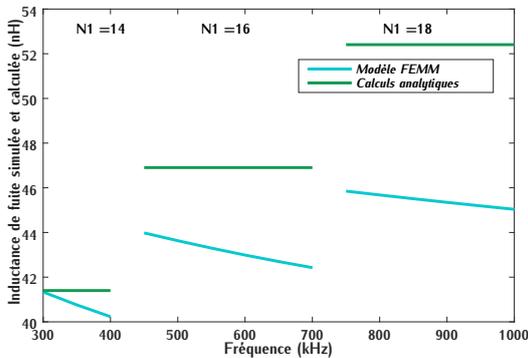


FIGURE D.44 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

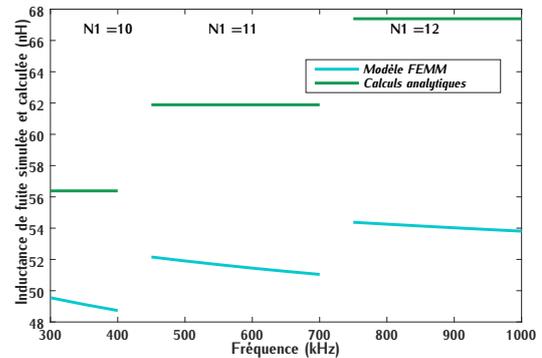


FIGURE D.45 – Inductance de fuite déterminée analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

D.3.3.3 Capacité inter-enroulement

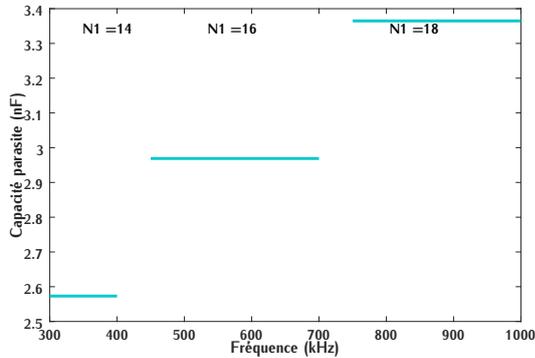


FIGURE D.46 – Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

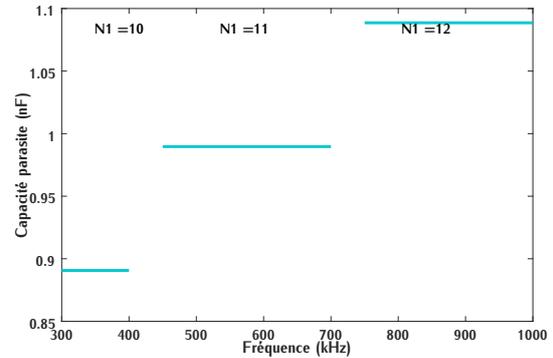


FIGURE D.47 – Capacité inter-enroulement en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

D.3.3.4 Vérification des pertes cuivre

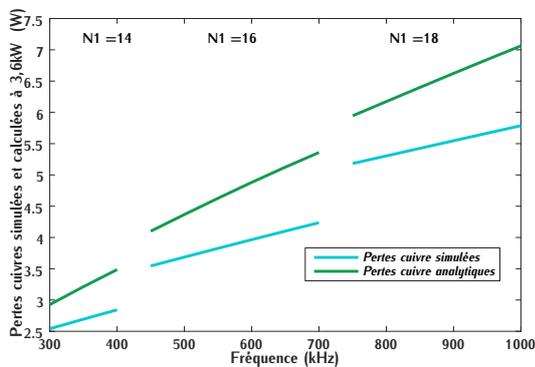


FIGURE D.48 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

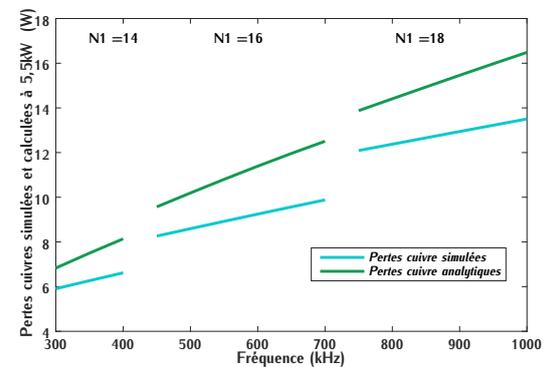


FIGURE D.49 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

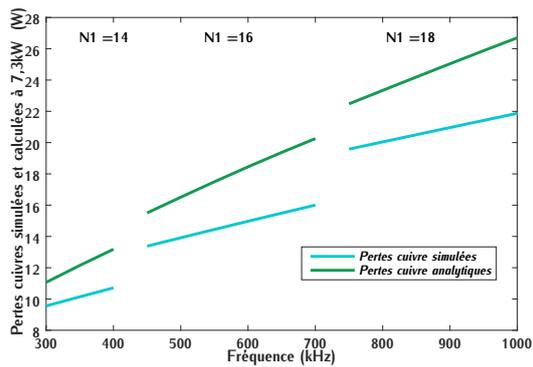


FIGURE D.50 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

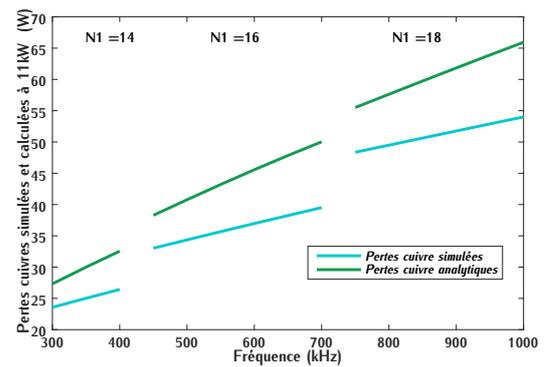


FIGURE D.51 – Pertes cuivre déterminées analytiquement et par simulation en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

Modélisation thermique

E.1 Modélisation thermique du transformateur

E.1.1 Calcul des résistances thermiques

TABLE E.1 – Calcul des résistances thermiques de chaque élément du système

Matériau	Conductivité thermique λ en $W/m \cdot K$	Épaisseur du matériau m	Surface d'échange m^2	Résistance thermique R_{th} en K/W
Ferrite	$\lambda_{fer} = 4$	H_{fer}	$S_{fer} = L_{fer} \cdot l_{fer}$	$\frac{R_{th,fer}}{\frac{H_{fer}}{\lambda_{fer} \cdot S_{fer}}}$
Jambe ferrite	$\lambda_{fer} = 4$	$H_{j,fer}$	$S_{j,fer} = 4 \cdot l_{j,fer} \cdot l_{fer}$	$\frac{R_{th,j,fer}}{\frac{H_{j,fer}}{\lambda_{fer} \cdot S_{j,fer}}}$
Cuivre	$\lambda_{cu} = 398$	H_{cu}	$S_{cu} = \pi \cdot \left(\frac{D_{cu}}{2}\right)^2$	$\frac{R_{th,cu}}{\frac{H_{cu}}{\lambda_{cu} \cdot S_{cu}}}$
Isolant PTFE	$\lambda_{PTFE} = 0,25$	e_{in}	$S_{cu} = \pi \cdot \left(\frac{D_{cu}}{2}\right)^2$	$\frac{R_{th,PTFE}}{\frac{e_{in}}{\lambda_{PTFE} \cdot S_{cu}}}$
Isolant Kapton	$\lambda_K = 0,16$	e_{in}	$S_{cu} = \pi \cdot \left(\frac{D_{cu}}{2}\right)^2$	$\frac{R_{th,K}}{\frac{e_{in}}{\lambda_K \cdot S_{cu}}}$
Pad thermique	$\lambda_{pad} = 3,3$	e_{pad}	$S_{cu} = \pi \cdot \left(\frac{D_{cu}}{2}\right)^2$	$\frac{R_{th,pad,cu}}{\frac{e_{pad}}{\lambda_{pad} \cdot S_{cu}}}$
Pad thermique	$\lambda_{pad} = 3,3$	e_{pad}	$S_{fer} = L_{fer} \cdot l_{fer}$	$\frac{R_{th,pad,fer}}{\frac{e_{pad}}{\lambda_{pad} \cdot S_{tot}}}$
Base aluminium	$\lambda_{alu} = 140$	e_{alu}	$S_{tot} = S_{cu} + S_{fer}$	$\frac{R_{th,alu}}{\frac{e_{alu}}{\lambda_{alu} \cdot S_{tot}}}$
Refroi- dissement eau	coeff. de convection $h_{eau} = 10000$ $W/m^2 \cdot K$		$S_{tot} = S_{cu} + S_{fer}$	$\frac{R_{th,ref}}{\frac{1}{h_{eau} \cdot S_{tot}}}$

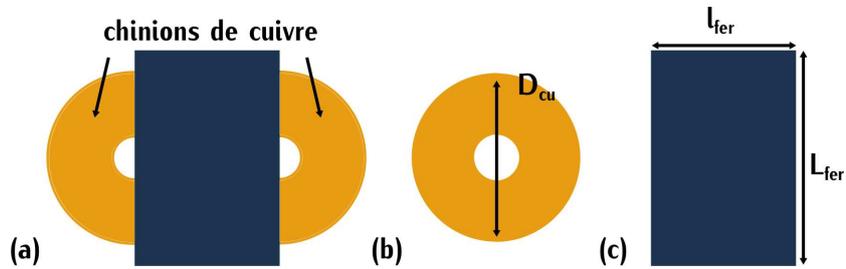


FIGURE E.1 – (a) Vue du dessus d'un transformateur planar (b) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,cu}$ (c) Vue du dessus de la partie considérée pour le calcul de $T_{h,fer}$

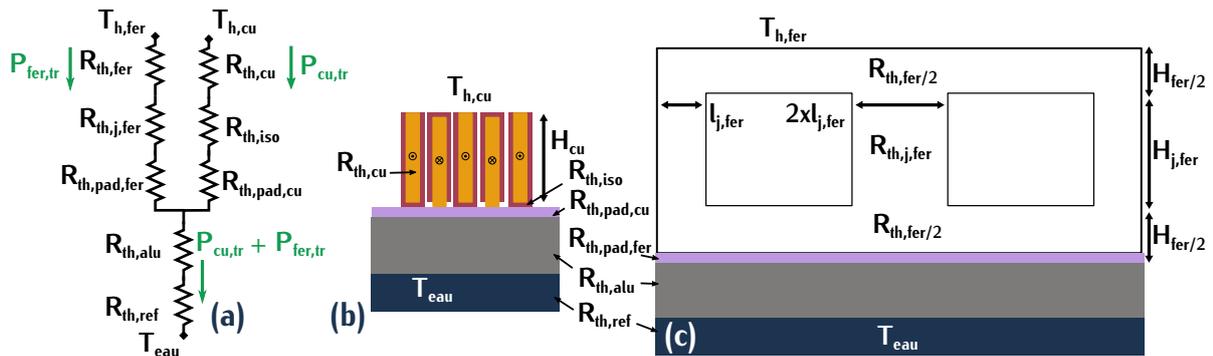


FIGURE E.2 – (a) Modélisation thermique 2D simplifiée du transformateur à l'aide de résistances thermiques (b) Vue 2D du bobinage cuivre sur le refroidissement (c) Vue 2D de la géométrie planar sur le refroidissement

E.1.2 Calcul des températures du cuivre et du matériau ferrite

E.1.2.1 Température de la surface haute du cuivre et du matériau ferrite pour un noyau de type E32/6/20

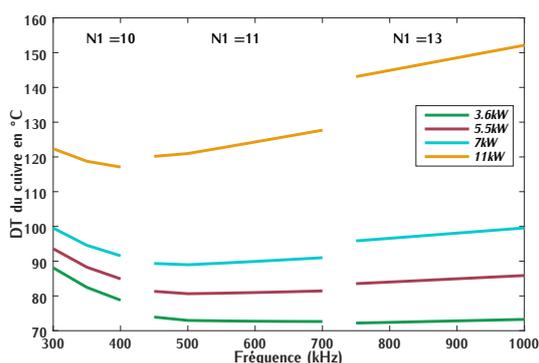


FIGURE E.3 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 208\mu m$

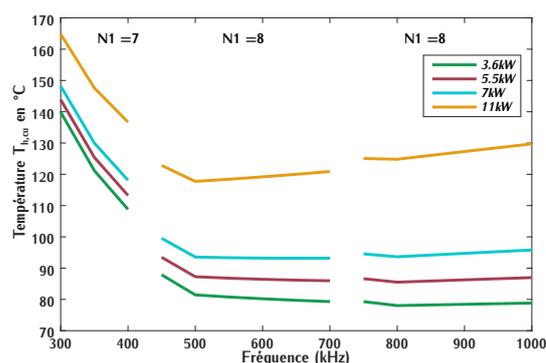


FIGURE E.4 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

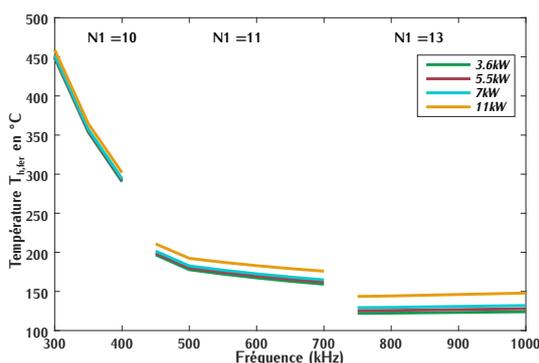


FIGURE E.5 – Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 208\mu m$

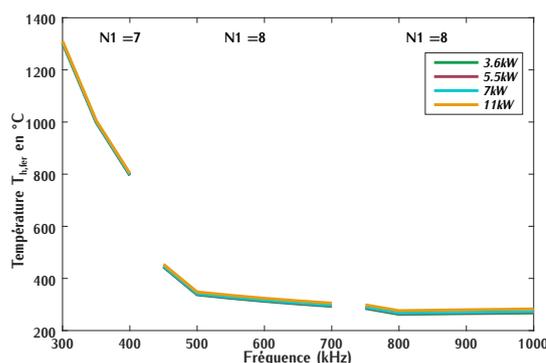


FIGURE E.6 – Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E32/6/20 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

E.1.2.2 Température de la surface haute du cuivre et du matériau ferrite pour un noyau de type E38/8/25

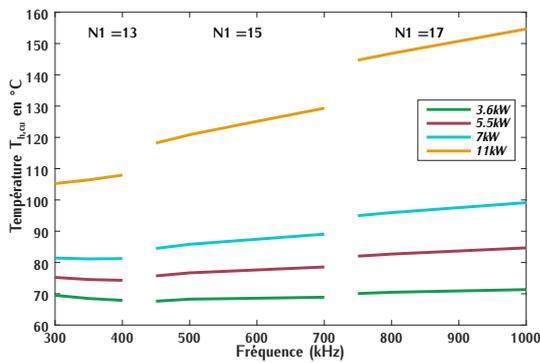


FIGURE E.7 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204 \mu m$

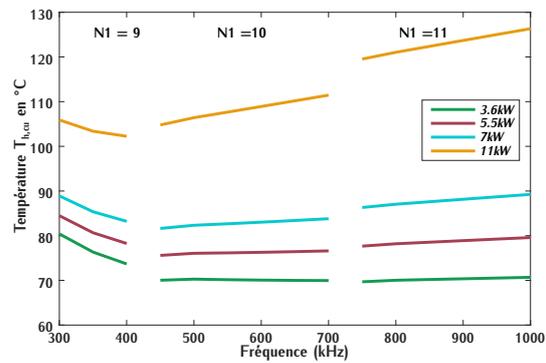


FIGURE E.8 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408 \mu m$

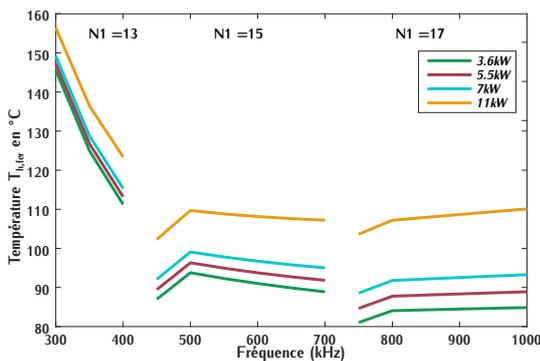


FIGURE E.9 – Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204 \mu m$

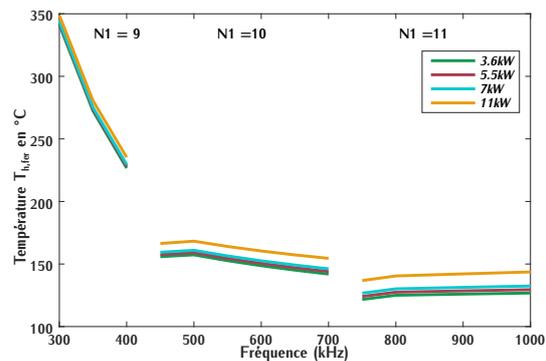


FIGURE E.10 – Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E38/8/25 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408 \mu m$

E.1.2.3 Température de la surface haute du cuivre et du matériau ferrite pour un noyau de type E43/10/28

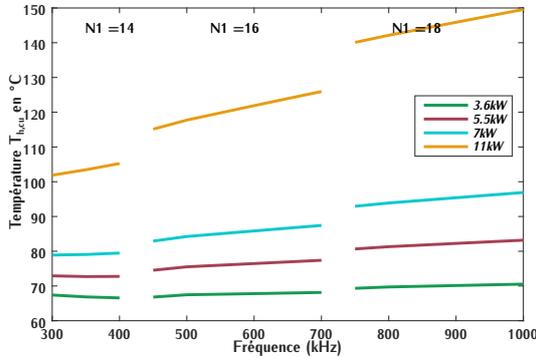


FIGURE E.11 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

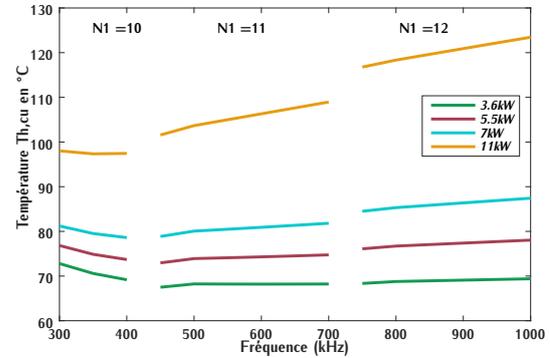


FIGURE E.12 – Température de la surface haute du cuivre $T_{h,cu}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

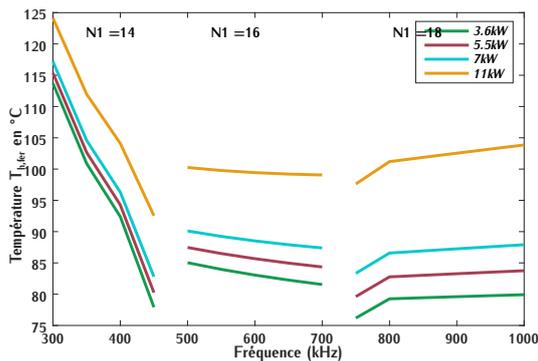


FIGURE E.13 – Température de la surface haute du matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 204\mu m$

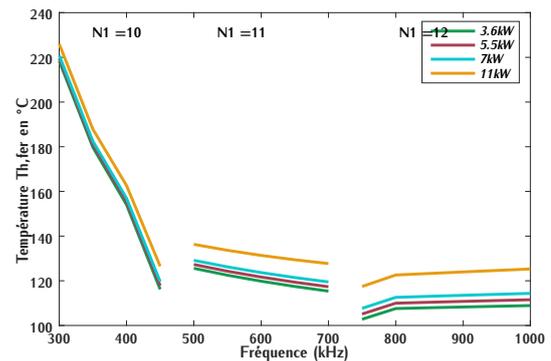


FIGURE E.14 – Température de la surface haute matériau ferrite $T_{h,fer}$ en fonction de la fréquence pour un noyau de type E43/10/28 et une épaisseur d'isolation $e_{in} = 408\mu m$

E.2 Modélisation thermique d'un transistor GaN

Dans cette section, une modélisation thermique simplifiée du composant GaN GS66508B (Annexe G.1) et de son système refroidissement est réalisée. Le but est d'évaluer l'influence de l'épaisseur de diélectrique notée e_{di} et de la capacité parasite du SMI en fonction de l'élévation de température ΔT_{GaN} du composant. Les pertes considérées dans le calcul du ΔT correspondent aux pertes totales mises en jeu dans le transistor, c'est-à-dire la somme des pertes par conduction et par commutation renseignées dans la Table 4.1. A ces pertes s'ajoutent les pertes dues à l'énergie dissipée dans les transistors par la capacité parasite du SMI. Le calcul de ces pertes est détaillé dans la section 4.2.1.3. Les pertes totales dans le transistor notées $P_{moy,GaN}$ sont définies par l'équation (E.1).

$$P_{moy,GaN} = P_{on,moy} + P_{off,GaN} + P_{C,SMI} \quad (E.1)$$

L'élévation de température du transistor notée ΔT_{GaN} est définie entre la jonction du composant et l'eau du circuit de refroidissement. Les différentes structures entre le composant et son refroidissement sont représentées sur la vue en coupe du transistor sur la Figure E.15. Chacune de ces structures peut être modélisées par une résistance thermique. Le schéma associé est représenté sur la Figure E.16.

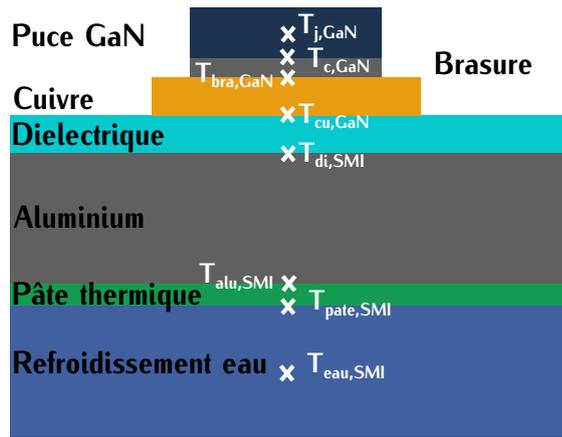


FIGURE E.15 – Vue en coupe d'un transistor GaN et de son système de refroidissement (Représentation 2D)

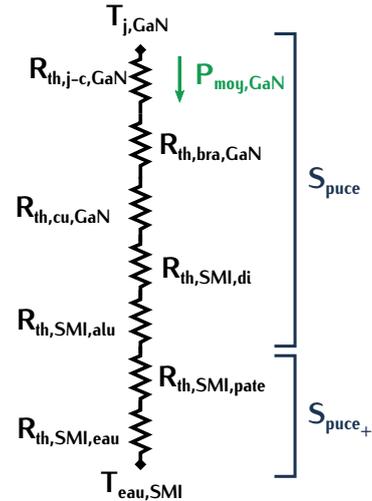


FIGURE E.16 – Modélisation d'un transistor GaN et de son modèle thermique à l'aide des résistances thermiques

Le calcul des résistances thermiques est réalisé dans la Table E.2. Ces deux figures permettent de calculer l'élévation de température ΔT_{GaN} entre le composant de puissance et son système de refroidissement défini par la relation (E.2).

$$\Delta T_{GaN} = P_{moy,GaN} \cdot (R_{th,j-c,GaN} + R_{th,cu,GaN} + R_{th,SMI,di} + R_{th,SMI,alu} + R_{th,SMI,pate} + R_{th,SMI,eau}) \quad (E.2)$$

La surface de la puce S_{puce} correspond aux surfaces conductrices du transistor. Ces surfaces correspondent aux surfaces du drain et de la source représentées sur la Figure E.17. C'est la somme de ces deux surfaces qui définit S_{puce} .

Les pertes du transistor se dissipent suivant un cône appelé cône de diffusion. La surface de dissipation est donc plus élevée lorsqu'on s'éloigne du transistor. Les surfaces du cuivre et du diélectrique sont très fines, l'impact du cône de diffusion sur ces surfaces est négligeable. L'augmentation de la surface de dissipation est significative à partir du matériau aluminium. De manière approximative, elle est prise en compte dans le calcul des R_{th} à partir de la pâte thermique. Cette nouvelle surface est notée S_{puce+} . Elle est supposée équivalente à deux fois la surface S_{puce} soit l'équation (E.3).

$$S_{puce+} = 2 \cdot S_{puce} \quad (E.3)$$

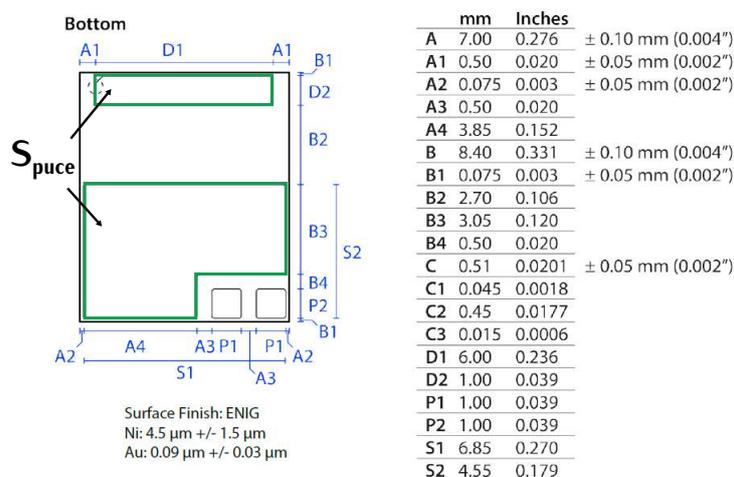


FIGURE E.17 – Géométrie du composant GaN

TABLE E.2 – Calcul des résistances thermiques du système de refroidissement des transistors

Matériau	Conductivité thermique λ en $W/m \cdot K$	Épaisseur du matériau	Surface d'échange m^2	Résistance thermique R_{th} en K/W
Transistor			S_{puce}	$R_{th,j-c,GaN} = 0,5^1$
Brasure	$\lambda_{bra} = 60$	e_{bra} $50\mu m$	S_{puce}	$R_{th,bra,GaN} = \frac{e_{bra}}{\lambda_{bra} \cdot S_{puce}}$
Cuivre	$\lambda_{cu} = 398$	$e_{piste,cu}$ $100\mu m$	S_{puce}	$R_{th,cu,GaN} = \frac{e_{piste,cu}}{\lambda_{cu} \cdot S_{puce}}$
Diélectrique	$\lambda_{SMI} = 4,2$	e_{di}	S_{puce}	$R_{th,SMI,di} = \frac{e_{di}}{\lambda_{SMI} \cdot S_{puce}}$
Aluminium	$\lambda_{alu} = 140$	$e_{alu,SMI}$ $1,5mm$	S_{puce}	$R_{th,SMI,alu} = \frac{e_{alu,SMI}}{\lambda_{alu} \cdot S_{puce}}$
Pâte thermique	$\lambda_{pa,th} = 6$	$e_{pa,th}$ $50\mu m$	S_{puce+}	$R_{th,SMI,pate} = \frac{e_{pa,th}}{\lambda_{pa,th} \cdot S_{puce+}}$
Refroidi- ssement eau	coeff. de convection $h_{eau} = 10000$		S_{puce+}	$R_{th,SMI,eau} = \frac{1}{h_{eau} \cdot S_{puce+}}$

¹ Valeur définie par la datasheet du composant (Annexe G.1)TABLE E.3 – Étude des capacités parasites C_{SMI} et élévations de température ΔT_{GaN} entre le transistor et son système de refroidissement pour différentes épaisseurs de SMI VT-4B5 avec $\lambda_{SMI} = 4,2 W/m \cdot K$

Épaisseur e_{di} μm	50	75	100	150
$R_{th,SMI,di}$ (μm)	0,43	0,64	0,86	1,28
ΔT_{GaN} ($^{\circ}C$)	61	63	67	77
Capacité	C_{SMI}	$\frac{C_{SMI}}{1,5}$	$\frac{C_{SMI}}{2}$	$\frac{C_{SMI}}{3}$
Pertes dues aux capacités (W)	5,5	3,7	2,8	1,8

Mesures de l'impédance du transformateur

F.1 Mesures de la résistance DC

TABLE F.1 – Mesures de la résistance R_{DC}

Numéro de test	Courant primaire A	Tension primaire mV	Résistance R_{DC1} $m\Omega$	Courant secondaire A	Tension secondaire mV	Résistance R_{DC2} $m\Omega$	Résistance DC R_{DC} $m\Omega$
Test 1	1,501	30,786	20,51	1,501	28,666	19,10	34
Test 2	1,801	36,936	20,51	1,800	34,391	19,11	34
Test 3	1,800	36,983	20,55	1,800	34,429	19,13	34
Test 4	1,500	30,825	20,55	1,500	28,700	19,13	34

TABLE F.2 – Références des appareils utilisés

Appareil	Référence
Mutlimètre de précision	Keysight 34410A
Alimentation 30V	HAMEG HM8143

TABLE F.3 – Mesure de la résistance R_{DC} des longueurs $l_{in,1}$ et $l_{in,2}$

Résistance DC $R_{DC,lin1}$ $m\Omega$	Résistance DC $R_{DC,lin2}$ $m\Omega$
1,5	1,5

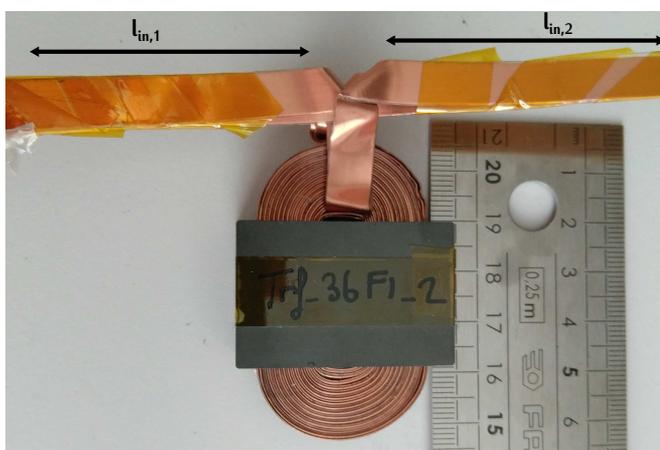
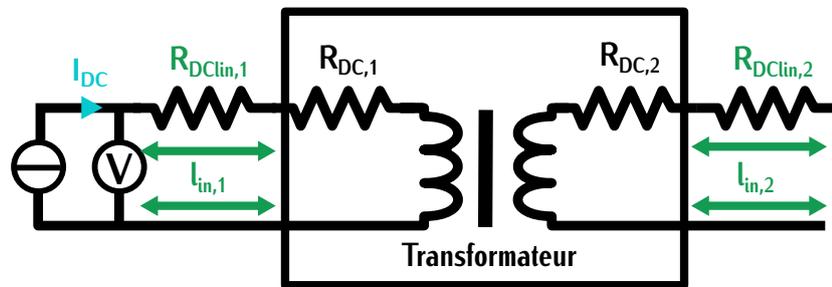
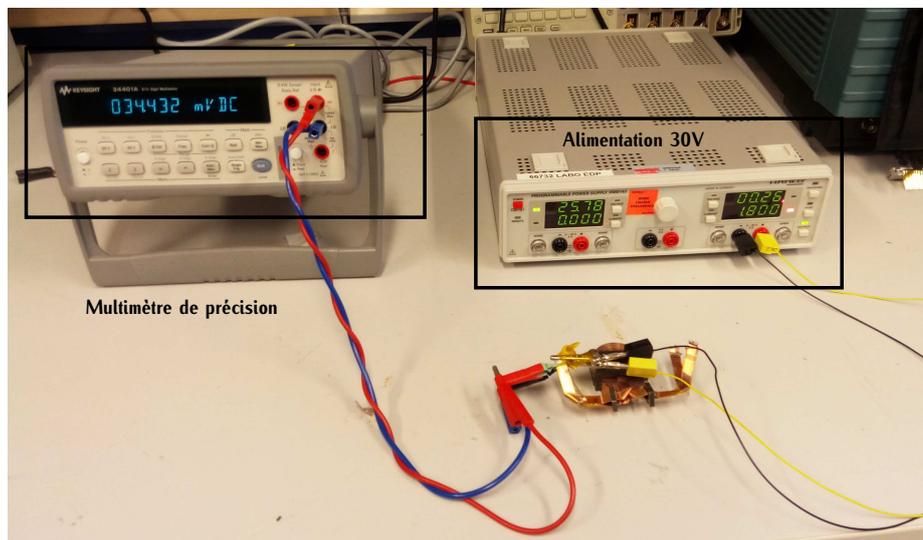


FIGURE F.1 – Photographie du transformateur testé pour la vérification expérimentale

FIGURE F.2 – Schéma du principe de mesure de la résistance $R_{DC,1}$ FIGURE F.3 – Mesure de la résistance R_{DC}

F.2 Mesures de la résistance AC et de l'inductance de fuite

TABLE F.4 – Mesures de résistance $R_{AC,mes}$ et d'inductance de fuite $L_{f,mes}$ à l'impédance-mètre

Numéro de test	Inductance série $L_{mes,s}$ nH	Résistance série $R_{mes,s}$ mΩ	Inductance de fuite $L_{f,tr,mes}$ nH	Résistance AC $R_{AC,mes}$ mΩ
Test 1	83	63	42	51,5
Test 2	81	62	40	50,5

TABLE F.5 – Mesures de la résistance AC et de l'inductance L_f des longueurs $l_{in,1/2}$, $l_{in,2}$ et l_{imp} à l'impédance-mètre

Résistance $R_{AC,lin1/2}$ mΩ	Résistance $R_{AC,lin2}$ mΩ	Résistance $R_{AC,limp}$ mΩ	Inductance L_{lin1} nH	Inductance L_{lin2} nH	Inductance L_{imp} nH
4,5	4,5	2,5	16	16	10

TABLE F.6 – Références des appareils utilisés

Appareil	Référence
Impédance- mètres	Agilent E4980A 20Hz - 2MHz

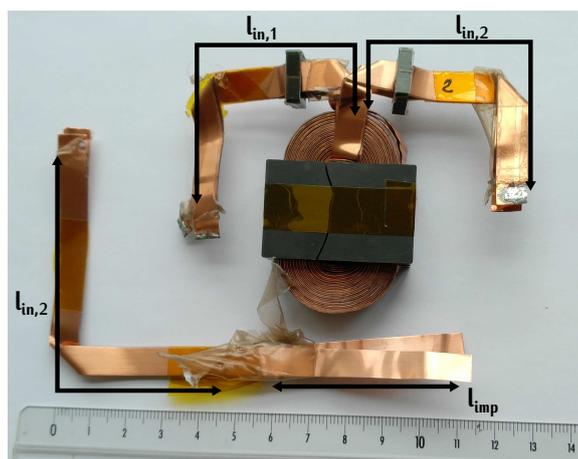


FIGURE F.4 – Photographie du transformateur testé avec représentation des longueurs de raccord

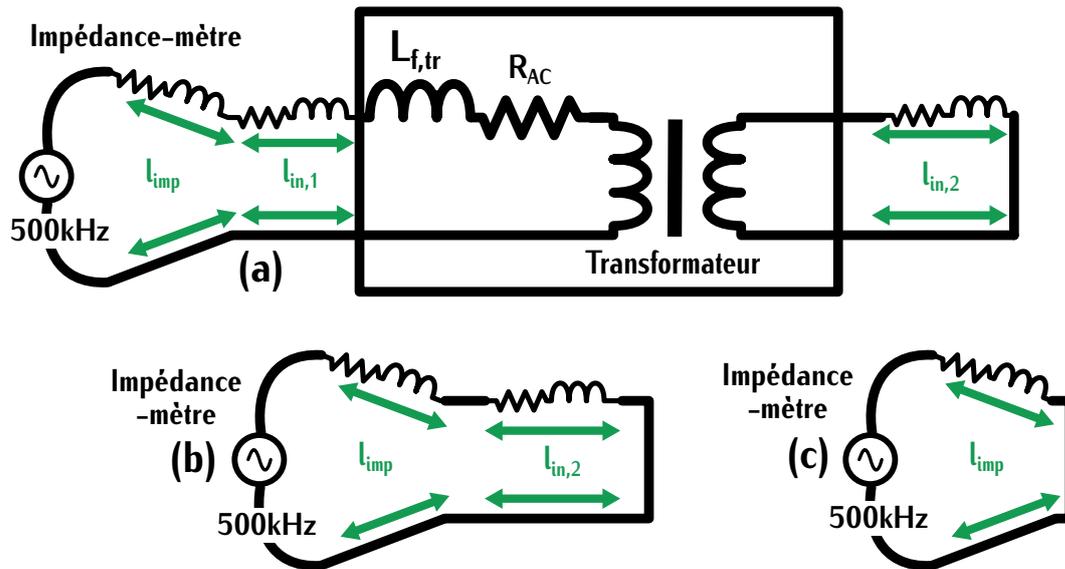


FIGURE F.5 – Schéma du principe de mesure de l'inductance $L_{f,tr,mes}$ et de la résistance $R_{AC,mes}$



FIGURE F.6 – Mesure de l'inductance et de la résistance AC



FIGURE F.7 – Mesure de l'inductance et de la résistance AC pour une longueur de raccordement

Datasheet des composants

G.1 Datasheet transistor GS66508B

Parameter	Symbol	Value	Unit
Operating Junction Temperature	T_J	-55 to +150	°C
Storage Temperature Range	T_S	-55 to +150	°C
Drain-to-Source Voltage	V_{DS}	650	V
Drain-to-Source Voltage - transient (note 1)	$V_{DS(transient)}$	750	V
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10 to +7	V
Gate-to-Source Voltage - transient (note 1)	$V_{GS(transient)}$	-20 to +10	V
Continuous Drain Current ($T_{case} = 25\text{ °C}$) (note 2)	I_{DS}	30	A
Continuous Drain Current ($T_{case} = 100\text{ °C}$) (note 2)	I_{DS}	25	A

¹ Pour $1\mu s$

² Limité par la saturation

TABLE G.1 – Caractéristiques maximales pour une température de composant T_{case} de 25 °C

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance (junction-to-case)	$R_{\theta JC}$		0.5		°C /W
Thermal Resistance (junction-to-top)	$R_{\theta JT}$		8.5		°C /W
Thermal Resistance (junction-to-ambient) (note 3)	$R_{\theta JA}$		27		°C /W
Maximum Soldering Temperature (MSL3 rated)	T_{SOLD}			260	°C
(3) Device mounted on 1.6 mm PCB thickness FR4, 4-layer PCB with 2 oz. copper on each layer. The recommendation for thermal vias under the thermal pad are 0.3 mm diameter (12 mil) with 0.635 mm pitch (25 mil). The copper layers under the thermal pad and drain pad are $25 \times 25\text{ mm}^2$ each. The PCB is mounted in horizontal position without air stream cooling.					

TABLE G.2 – Caractéristiques maximales pour une température de composant T_{case} de 25 °C

Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Drain-to-Source Blocking Voltage	BV_{DS}	650			V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_{DSS} = 50\ \mu\text{A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		50	63	m Ω	$V_{GS} = 6\text{ V}, T_J = 25\ ^\circ\text{C}, I_{DS} = 9\text{ A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		129		m Ω	$V_{GS} = 6\text{ V}, T_J = 150\ ^\circ\text{C}, I_{DS} = 9\text{ A}$
Gate-to-Source Threshold	$V_{GS(th)}$	1.1	1.3		V	$V_{DS} = V_{GS}, I_{DS} = 7\text{ mA}$
Gate-to-Source Current	I_{GS}		160		μA	$V_{GS} = 6\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$
Gate Plateau Voltage	V_{plat}		3		V	$V_{DS} = 400\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ A}$
Drain-to-Source Leakage Current	I_{DSS}		2	50	μA	$V_{DS} = 650\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 25\ ^\circ\text{C}$
Drain-to-Source Leakage Current	I_{DSS}		400		μA	$V_{DS} = 650\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 150\ ^\circ\text{C}$
Internal Gate Resistance	R_G		1.1		Ω	$f = 1\text{ MHz}, \text{open drain}$
Input Capacitance	C_{ISS}		260		pF	$V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$
Output Capacitance	C_{OSS}		65		pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		2		pF	
Effective Output Capacitance, Energy Related (Note 3)	$C_{O(ER)}$		88		pF	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ to }400\text{ V}$
Effective Output Capacitance, Time Related (Note 4)	$C_{O(TR)}$		142		pF	
Total Gate Charge	Q_G		5.8		nC	$V_{GS} = 0\text{ to }6\text{ V}, V_{DS} = 400\text{ V}$
Gate-to-Source Charge	Q_{GS}		2.2		nC	
Gate-to-Drain Charge	Q_{GD}		1.8		nC	
Output Charge	Q_{OSS}		57		nC	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 400\text{ V}$
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}		0		nC	

³ $C_{o(er)}$ est la valeur d'une capacité linéaire qui stockerait la même énergie que la capacité C_{oss} lorsque la tension V_{ds} évolue de 0V à sa valeur nominale

⁴ $C_{o(tr)}$ est la valeur d'une capacité linéaire qui aurait le même temps de charge que la capacité C_{oss} lorsque la tension V_{ds} évolue de 0V à sa valeur nominale

TABLE G.3 – Caractéristiques électriques (Valeurs typiques pour une température de composant T_{case} de 25°C et une tension V_{gs} de 6V

Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Turn-On Delay	$t_{D(on)}$		4.1		ns	$V_{DD} = 400\text{ V}$, $V_{GS} = 0-6\text{ V}$, $I_{DS} = 16\text{ A}$, $R_{G(ext)} = 5\ \Omega$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (note 5)
Rise Time	t_R		3.7		ns	
Turn-Off Delay	$t_{D(off)}$		8		ns	
Fall Time	t_F		5.2		ns	
Turn-On Delay	$t_{D(on)}$		4.3		ns	$V_{DD} = 400\text{ V}$, $V_{GS} = 0-6\text{ V}$, $I_{DS} = 16\text{ A}$, $R_{G(ext)} = 5\ \Omega$, $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ (note 5)
Rise Time	t_R		4.9		ns	
Turn-Off Delay	$t_{D(off)}$		8.2		ns	
Fall Time	t_F		3.4		ns	
Output Capacitance Stored Energy	E_{OSS}		7		μJ	$V_{DS} = 400\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$
Switching Energy during turn-on	E_{on}		47.5		μJ	$V_{DS} = 400\text{ V}$, $I_{DS} = 15\text{ A}$, $V_{GS} = 0 - 6\text{ V}$, $R_{G(on)} = 10\ \Omega$,
Switching Energy during turn-off	E_{off}		7.5		μJ	$R_{G(off)} = 1\ \Omega$, $L = 40\ \mu\text{H}$, $L_p = 10\text{ nH}$ (notes 6, 7)

⁵ Voir Figure G.12 pour le détail du circuit et des formes d'ondes

⁶ L_p : Inductance parasite

⁷ Voir Figure G.13 pour le détail du circuit de test

TABLE G.4 – Caractéristiques électriques (Valeurs typiques pour une température de composant T_{case} de $25\text{ }^\circ\text{C}$ et une tension V_{GS} de 6 V)

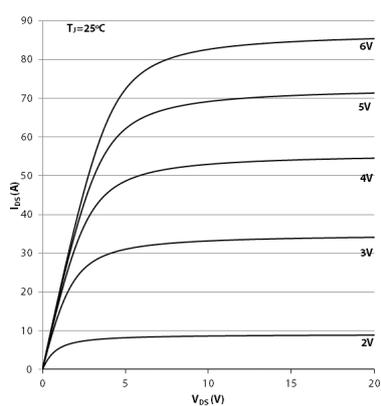


FIGURE G.1 – Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS} @ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

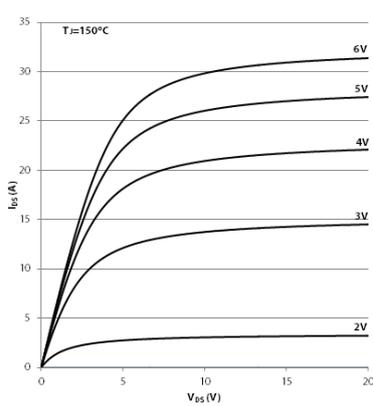


FIGURE G.2 – Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS} @ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$

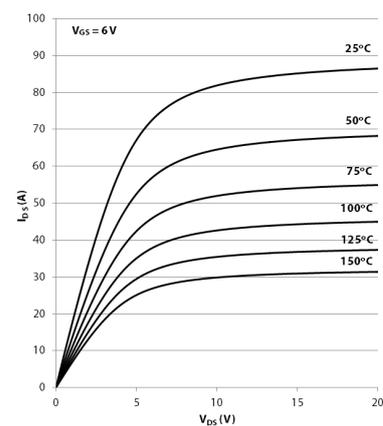


FIGURE G.3 – Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS} @ $V_{GS} = 6\text{ V}$

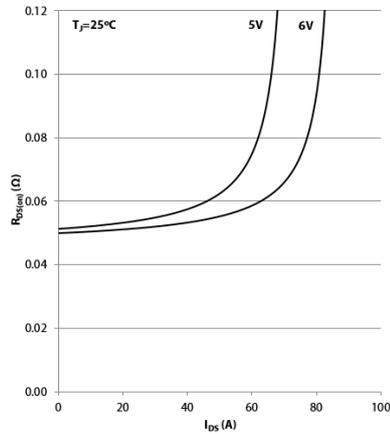


FIGURE G.4 – Valeurs typiques : R_{DS} vs. I_{DS} @ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

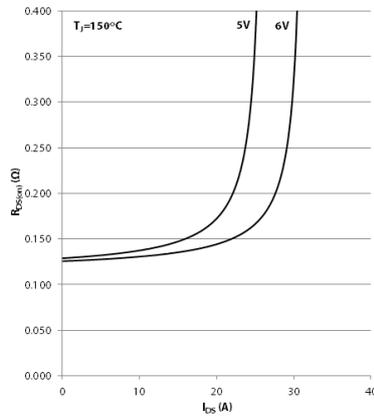


FIGURE G.5 – Valeurs typiques : R_{DS} vs. I_{DS} @ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$

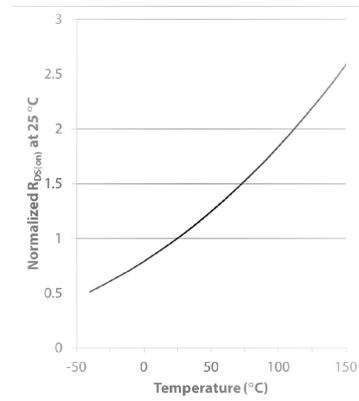


FIGURE G.6 – $R_{DS,on}$ en fonction de la température de jonction T_J

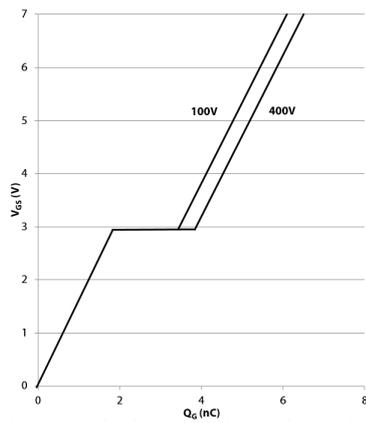


FIGURE G.7 – Valeurs typiques : V_{GS} vs. Q_G @ $V_{DS} = 100,400\text{ V}$

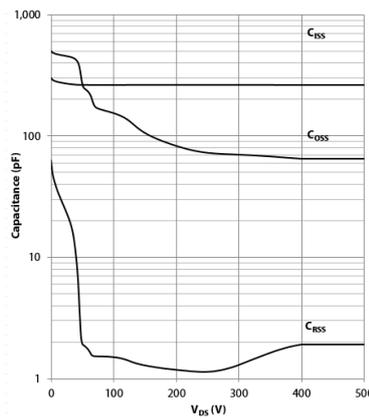


FIGURE G.8 – Valeurs typiques : $C_{ISS}, C_{OSS}, C_{RSS}$ vs. V_{DS}

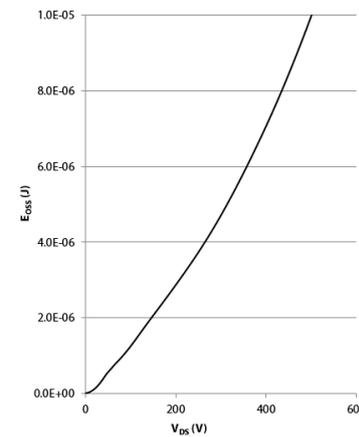


FIGURE G.9 – Valeurs typiques : Énergie stockée dans C_{OSS}

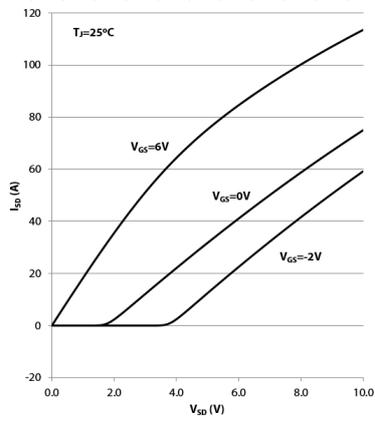


FIGURE G.10 – Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{DS}

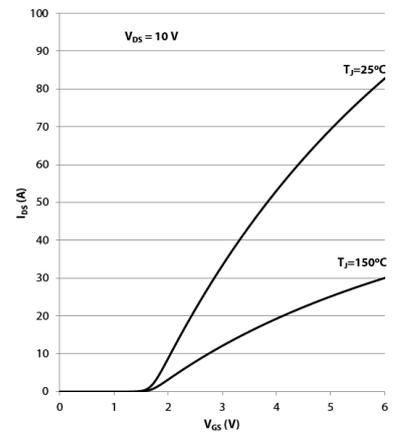


FIGURE G.11 – Valeurs typiques : I_{DS} vs. V_{GS}

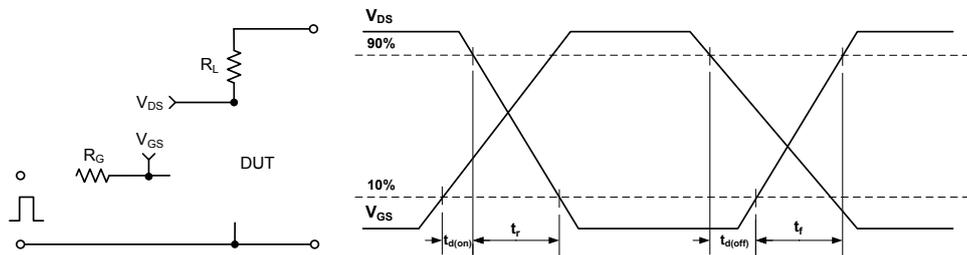


FIGURE G.12 – Circuit de test des temps de commutation

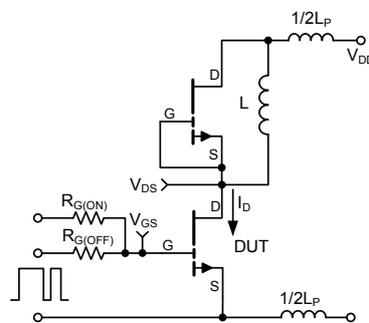


FIGURE G.13 – Circuit de test des énergies de commutation

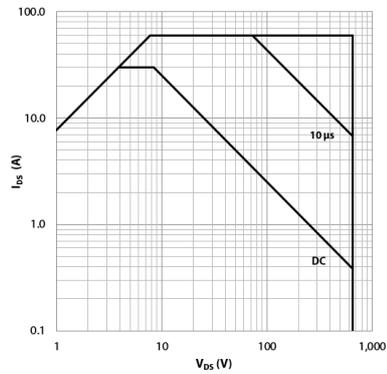


FIGURE G.14 – Zone fonctionnement @ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

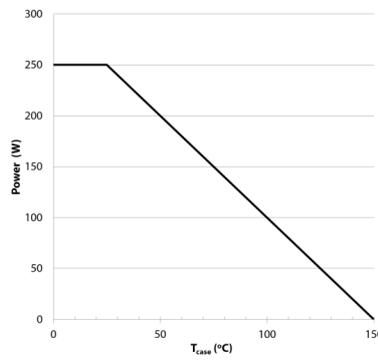


FIGURE G.15 – Limitation de la puissance vs. T_{case}

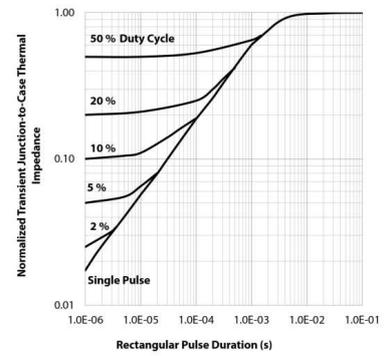


FIGURE G.16 – Impédance thermique transitoire

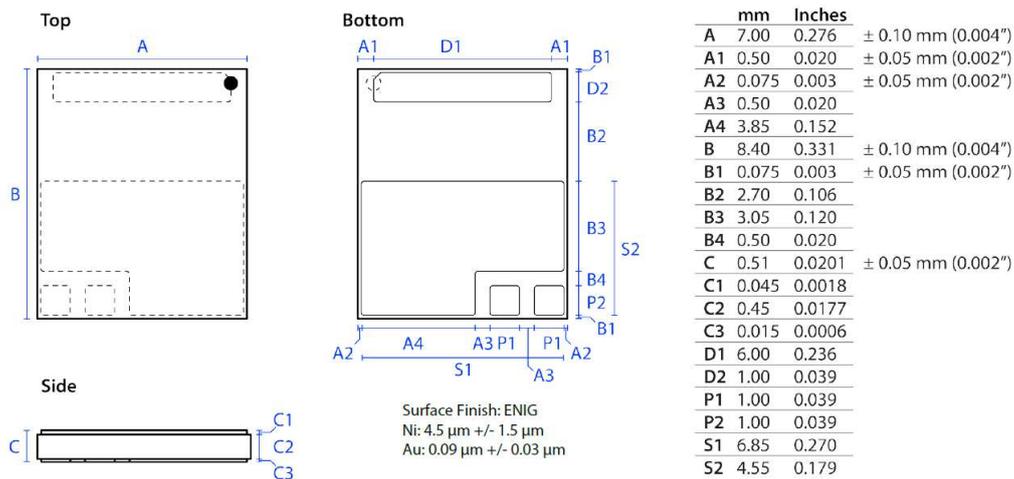


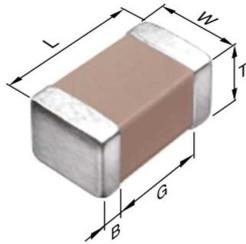
FIGURE G.17 – Dimensions du composant

G.2 Spécification du SMI VT-4B5 de Ventec

Item		Test Method (IPC-TM-650)	Unit	VT-4B5				
				50um	75um	100um	150um	200um
Thermal Conductivity		ISO 22007-2	W/m*K	4.2				
Thermal Impedance		ISO 22007-2	°C*in2/W	0.020	0.029	0.038	0.058	0.076
Tg	DSC	2.4.25	°C	120				
Td	TGA	ASTM D3850	°C	380				
Thermal Stress	Solder Dip @ 288°C	2.4.13.1	Minute	>=5				
Hi-Pot Withstand	DC	2.5.7.2	V	2000	3000	4000	6000	9000
Breakdown Voltage	AC	2.5.6.3	V	4000	7000	8000	10000	12000
Dk @ 1MHz	C-24/23/50	2.5.5.3	-	4.8				
Df @ 1MHz	C-24/23/50	2.5.5.3	-	0.016				
Volume Resistance	After Moisture	2.5.17.1	MΩ-cm	5.0E+8				
	E-24/125			3.0E+7				
Surface Resistance	After Moisture	2.5.17.1	MΩ	2.0E+7				
	E-24/125			5.0E+6				
Peel Strength (1oz)	As received	2.4.8	Lb/in	7				
CTI	As received	ASTM D3638	V	600				
Flammability	As received	UL94	Rating	V0				
RTI	Electric	UL94	°C	130				
	Mechanical	UL94	°C	130				

FIGURE G.18 – Données du SMI VT-4B5 sélectionné

G.3 Spécification des condensateurs résonnants CGA5K2X7R2A334K130AA



Dimensions

L	3.20mm +/-0.2mm
W	1.60mm +/-0.2mm
T	1.30mm +/-0.2mm
B	0.20mm Min.
G	1.00mm Min.

FIGURE G.19 – Dimensions du condensateur CGA5K2X7R2A334K130AA

Temperature Characteristic

X7R (-55 to 125 degC +/-15%)

Dissipation Factor

3% Max.

Rated Voltage

2A (100Vdc)

Insulation Resistance

1.52Gohm Min.

Capacitance

330nF

AEC-Q200

Yes

Capacitance Tolerance

K (+/-10%)

FIGURE G.20 – Spécifications générales condensateur CGA5K2X7R2A334K130AA

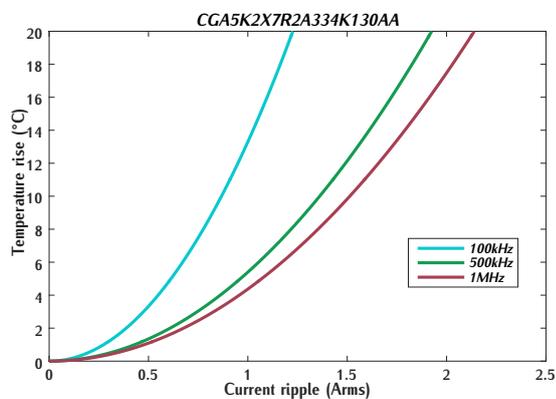


FIGURE G.21 – Élévation de température du condensateur en fonction du courant efficace

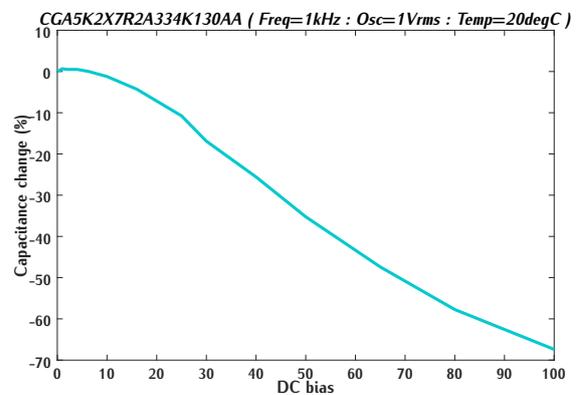


FIGURE G.22 – Variation de la capacité ΔC en fonction de la tension DC appliquée

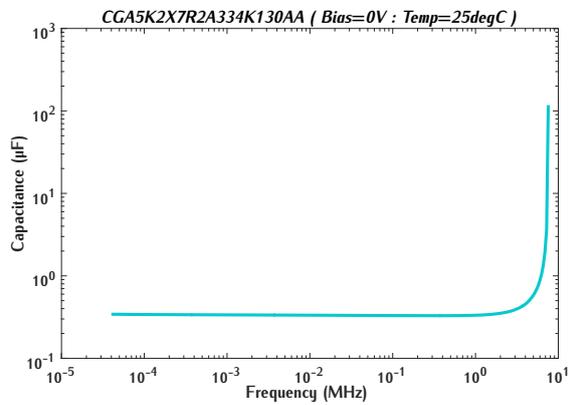


FIGURE G.23 – Capacité en fonction de la fréquence

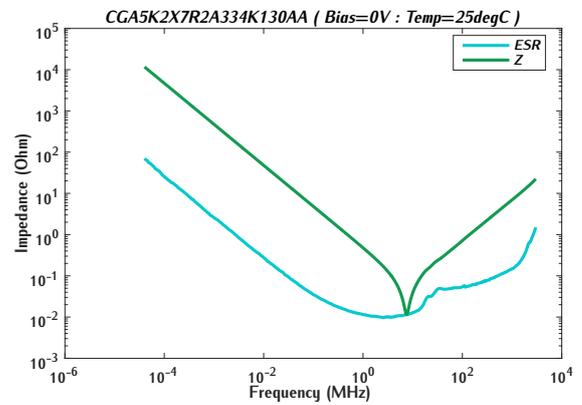


FIGURE G.24 – Impédance en fonction de la fréquence

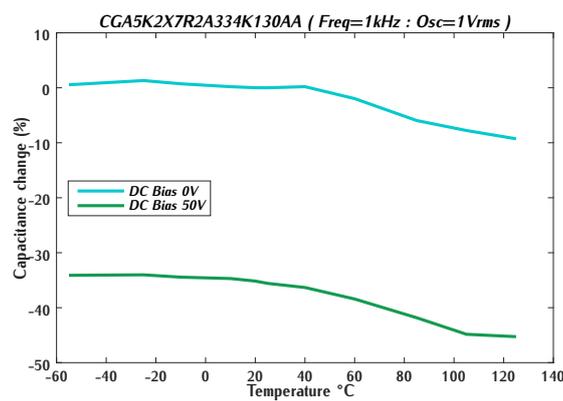


FIGURE G.25 – Variation de la capacité en fonction de la température

Design des cartes électroniques

H.1 Carte de puissance

H.1.1 Schéma de la carte de puissance

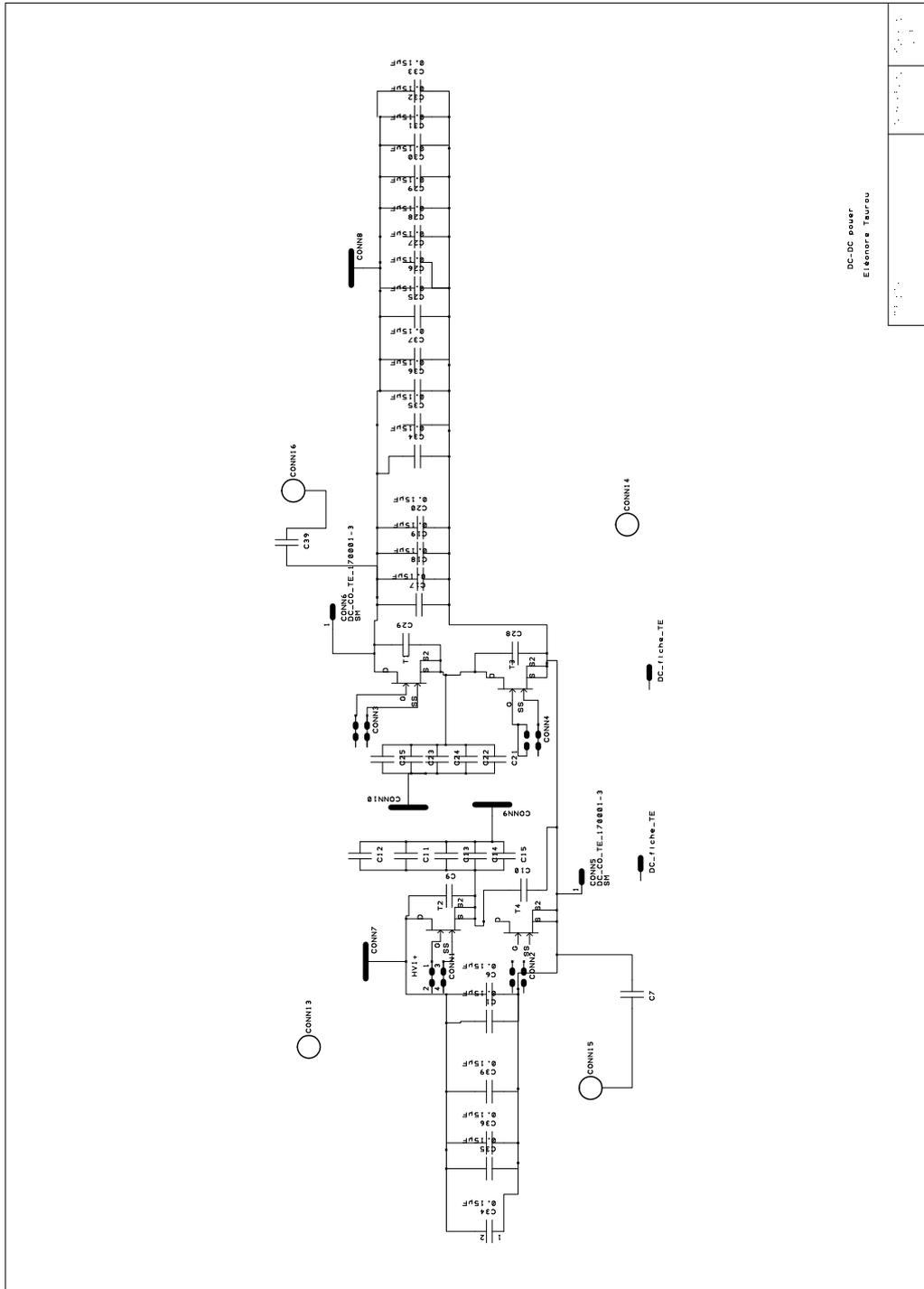


FIGURE H.1 – Schéma de la carte de puissance

H.1.2 Routage

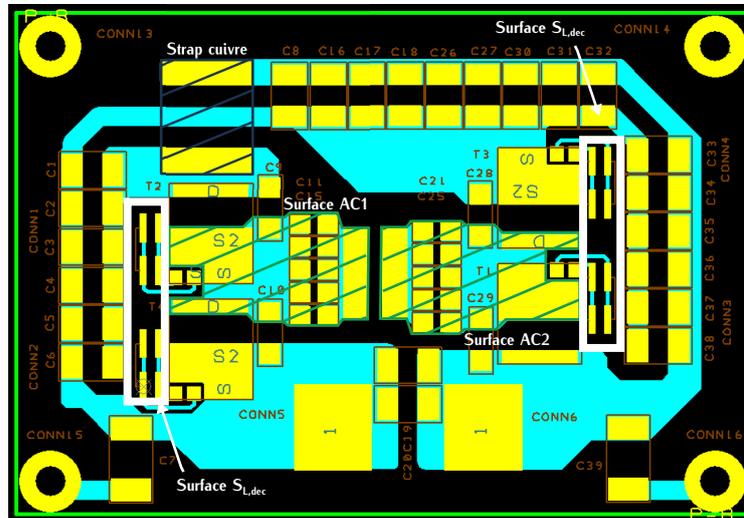


FIGURE H.2 – Routage de la carte de puissance

H.1.3 Bill of Material

Ref Name	Value	Ref	Package	Manufacturer	MPN	Qté
T1 -T4		499-GS66508B-E01-MR		GaN System	GS66508B	4
C1 - C6 , C8 , C16 - C20, C26, C27, C30 - C38	0.15µF	FR 2085200	1210	Kemet	C1210V154KCRACU	23
C11 - C15, C21 - C25	0.33uF	RS 915-5326	805	TDK	CGA5K2X7R2A334K130AA	10
CONN1 -CONN4		FR 1767024		Samtec	FTSH-102-04-L-DV	4
C9, C10 , C28, C29			1206			4
CONN7 - CONN10						4
CONN13 - CONN16		FR 149637		NETTLEFOLDS	MS06025010081FA	4
CONN5, CONN6		RS 718-7959		TE Connectivity	170001-3	2
C39, C7	1000pF	FR 1305147	1812	Yageo	SC1812KKX7RWBB102	2
SMI Ventec 100µm 4B5					VT-4B5 100µm	1

FIGURE H.3 – BOM de la carte de puissance

H.2 Carte de commande

H.2.1 Schéma de la carte de commande

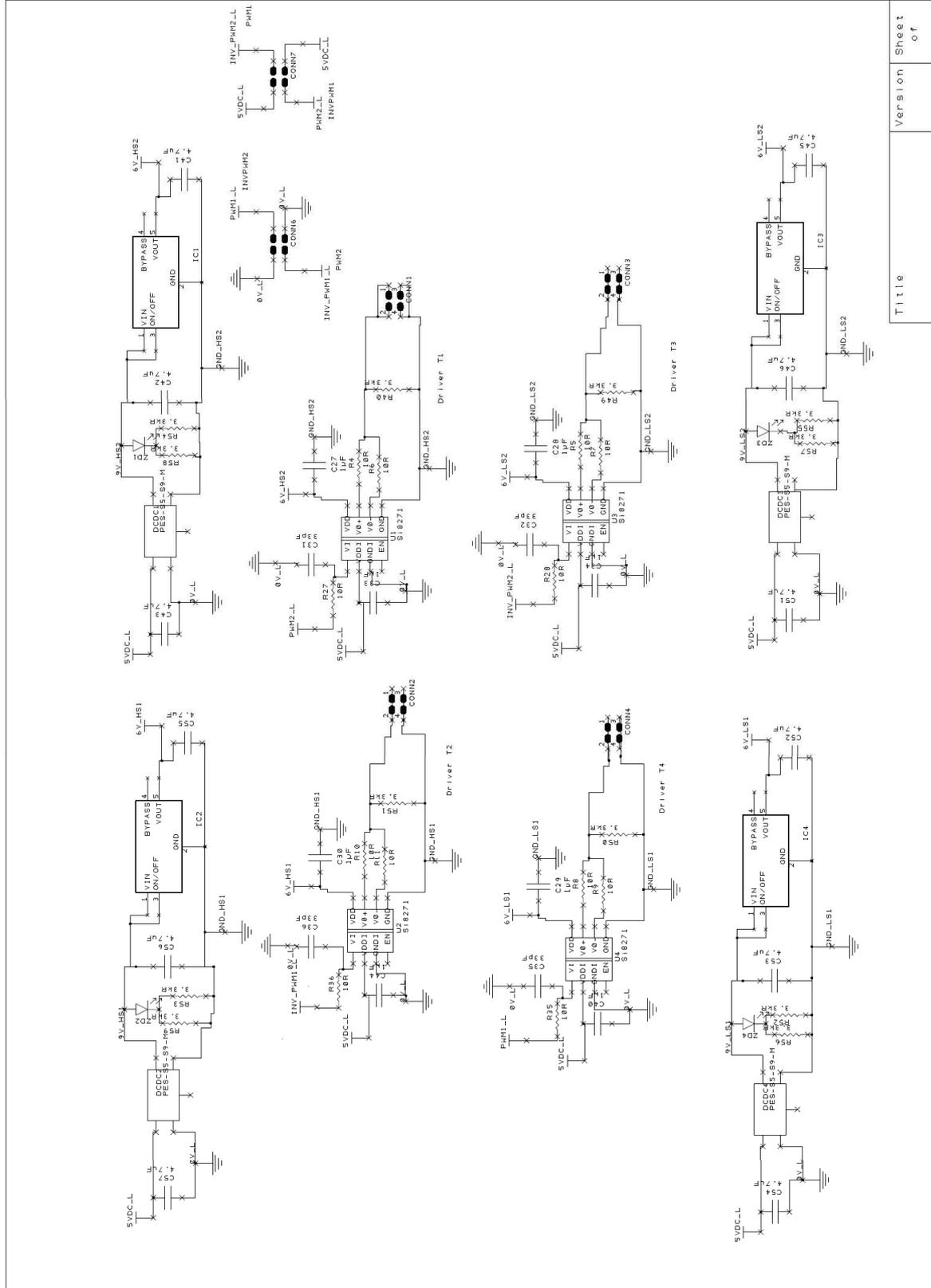


FIGURE H.4 – Schéma de la carte de commande

Title	Version	Sheet of

H.2.2 Routage

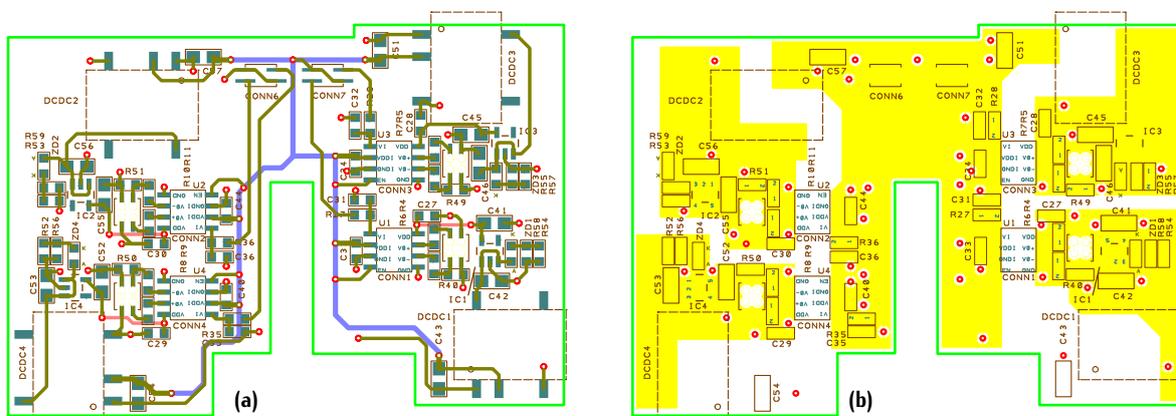


FIGURE H.5 – (a) Routage de la carte de commande PCB avec les trois couches : Layer 1 – pistes vertes , Layer 3 – pistes violettes et Layer 4 – pistes rouges (b) Routage de la carte de commande PCB avec la couche : Layer 2 : plans 0V

H.2.3 Bill of Material

	Qty	Value	Ref.	Package	Manufacturer	MPN
C27, C28, C29, C30, C33, C34, C40, C44	8	1 μ F	RS 723-5632	0603	Murata	GRM188R71E105KA12D
C31, C32, C35, C36	4	33pF	RS 815-1305	0603	Murata	GCM1885C1H330JA16D
C41, C42, C43, C45, C46, C51, C52, C53, C54, C55, C56, C57	12	4.7 μ F	RS 103-4141	0805	Taiyo Yuden	TMK212AB7475KG-T
CONN1, CONN2, CONN3, CONN4	4		FR 1927988		Samtec	CLP-102-02-F-D-BE
CONN6, CONN7	2		FR 1767024		Samtec	FTSH-102-04-L-DV
ZD1, ZD2, ZD3, ZD4	4	2.4V	RS 692-1010		Liteon	LTST-C191KGKT
IC1, IC2, IC3, IC4	4		DK LP2985IM5-6.1/NOPBCT-ND		Texas Instruments	LP2985IM5-6.1/NOPBCT-ND
DCDC1, DCDC2, DCDC3, DCDC4	4		MR 490-PES1-S5-S9-M-TR		CUI	PES1-S5-S9-M-TR
R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R27, R28, R35, R36	12	10R	RS 862-6710	0603	Panasonic	ERJPA3F10R0V
R40, R49, R50, R51, R52, R53, R54, R55, R56, R57, R58, R59	12	3.3kR	RS 213-2339	0603	TE Connectivity	CRG0603F3K3
U1, U2, U3, U4	4		MR 634-SI8271GB-IS		Silicon Labs	SI8271GB-IS
Câble coaxial	3		RS 409-6976		TE Connectivity	1337769-5
Ferrite	2		FR 1635642		Würth	74270191
Ferrite MC	10		FR 1635660		Würth	7427009
PCB 4 couches Cu 35 μ m						

FIGURE H.6 – BOM de la carte de commande

H.3.2 Routage

H.3.3 Bill of Material

Refs Names	Qty	Value	Ref.	Package	Manufacturer	MPN
U5, U6	2		RS 8067109			74VHC132M
C48, C60	2	0.1 μ F	RS 220-8026	0603	Murata	GRM21BR71E104KA01L
C47, C59	2	1 μ F	RS 723-5632	0603	Murata	GRM188R71E105KA12D
C49, C50, C61, C62	4	100pF	RS 647-7642	0603	Murata	GQM2195C1H101JB01D
CONN8, CONN9	2		FR 1927988		Samtec	CLP-102-02-F-D-BE
ZD8, ZD9, ZD10, ZD11	4		RS 485-688P		NXP	PMEG2005EB
J1	1		RS 7457046P		HARWIN	M20-9980346
R1, R2, R3, R12	4	390 R	FR 2447353	0603	MULTICOMP	MCWR06X3900FTL
R30, R38	2	1 kR	FR 9234004	0805	Yageo	RC0805JR-071KL
R29, R31, R32, R33	4	100R	RS 867-2921	0805	Bourns	CRS0805-FX-1000ELF

FIGURE H.8 – BOM de la carte de contrôle

Calculs des énergies des capacités parasites

Pour déterminer les pertes induites par les capacités parasites des transistors GaN, une simulation sur LTspice est réalisée. Le schéma associé est illustré sur la Figure I.1. Dans cette simulation, un bras d'onduleur est représenté. Nous cherchons à calculer les énergies induites par les capacités du transistor GaN étudié. Le modèle du composant GaN System fournis par le constructeur est utilisé. Ce modèle tient compte des capacités non linéaires.

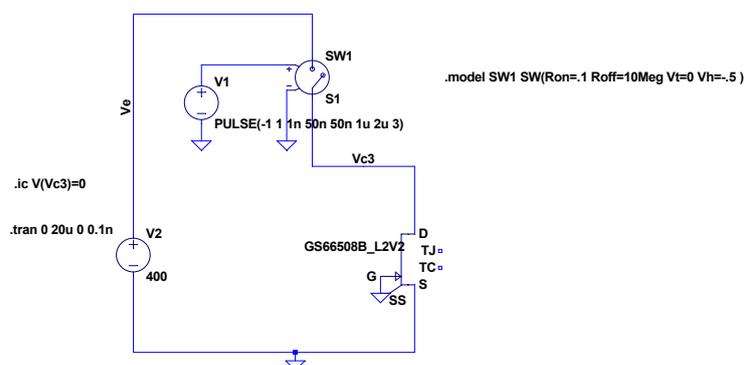


FIGURE I.1 – Schéma de simulation d'évaluation des énergies au sein des capacités parasites

Le transistor du haut est représenté par un transistor quasi-parfait avec une résistance R_{off} lorsqu'il est bloqué valant $10M\Omega$ et une résistance R_{on} lorsqu'il est passant valant $100m\Omega$. Lors du blocage du transistor GaN, la tension à ses bornes évolue rapidement. Sa capacité parasite, initialement déchargée, se charge et l'énergie dissipée dans le transistor du haut notée $E_{oss,off}$ est représentée sur la Figure I.2. Lors du blocage du transistor GaN, la tension à ses bornes évolue rapidement. Sa capacité parasite, initialement chargée, se décharge et l'énergie dissipée dans le transistor du haut est notée $E_{oss,on}$.

Pour simplifier ce schéma, le transistor du haut peut être considéré comme une résistance variable dont les valeurs évoluent entre $10M\Omega$ et $100m\Omega$. Le schéma de ce système peut donc être illustré par la Figure I.3 avec le transistor GaN modélisé par sa capacité parasite.

Ce nouveau schéma nous permet de supposer que peut importe la valeur de la résistance, l'énergie dissipée dans celle-ci sera toujours équivalente. Nous pouvons donc simplifier à nouveau ce schéma par la Figure I.4 avec u_e une tension carrée.

Pour vérifier cette affirmation, nous pouvons calculer de manière simplifiée l'énergie aux bornes

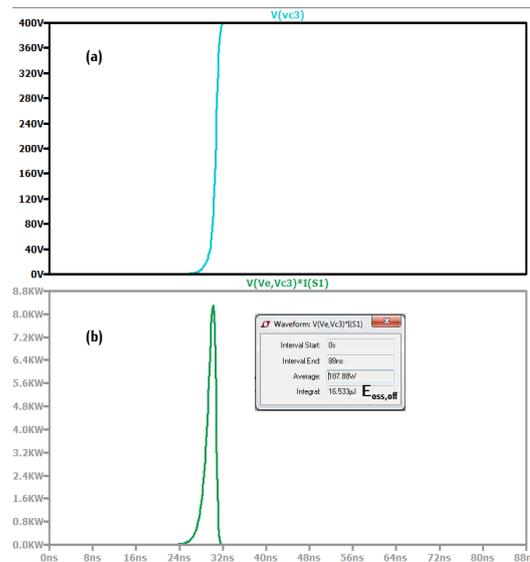


FIGURE I.2 – (a) Tension aux bornes du transistor GaN (b) Puissance dissipée dans le transistor du haut

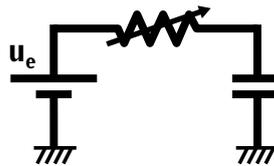


FIGURE I.3 – Schéma simplifié du calcul des énergies avec une résistance variable

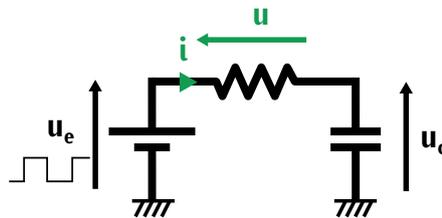


FIGURE I.4 – Schéma simplifié du calcul des énergies avec une résistance fixe

de la résistance E_r définie par la relation (I.1) avec u et i ses courant et tension respectifs. Ce courant et cette tension peuvent être exprimé par l'équation (I.2) en fonction de la tension d'entrée et des grandeurs aux bornes de la capacité parasite du GaN.

$$E_r = \int_t u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (I.1)$$

$$\int_t u(t) \cdot i(t) \cdot dt = \int_t (u_e(t) - u_c(t)) \cdot i_c(t) \cdot dt \quad (I.2)$$

Le courant i_c traversant le condensateur peut s'exprimer également sous la forme (I.3) avec q_c la charge capacitive. La tension aux bornes du condensateur u_c est une fonction de cette charge

et peut être notée suivant (1.4). L'équation (1.2) devient (1.5).

$$i_c = \frac{dq_c}{dt} \quad (1.3)$$

$$u_c = f(q_c) \quad (1.4)$$

$$\int_t u(t) \cdot i(t) dt = \int_t (u_e(t) - f(q_c)) \cdot \frac{dq_c}{dt} \cdot dt \quad (1.5)$$

Par changement de variable, nous pouvons exprimer cette équation en fonction de la charge. Cette nouvelle équation est définie par l'expression (1.6). Cette expression est indépendante de la valeur de la résistance R. Nous pouvons donc en déduire que l'énergie induite par les capacités parasites est dissipée dans les éléments résistifs du circuit. Mais cette énergie ne dépend pas des valeurs de ces éléments résistifs.

$$\int_t u(t) \cdot i(t) dt = \int_q (u_e - f(q_c)) \cdot dq_c \quad (1.6)$$

Pour vérifier cela, le schéma représenté sur la Figure I.4 est simulé sur le logiciel LTspice pour deux valeurs de résistance. La capacité parasite est représentée par le modèle de composant GaN de GaN System. Les résultats des énergies dissipées dans les résistances sont représentées sur la Figure I.5. Les différentes valeurs d'énergie sont proche ce qui nous permet de valider cette affirmation. Dans la suite, nous utiliserons le schéma avec une résistance fixe d'une valeur de 200Ω

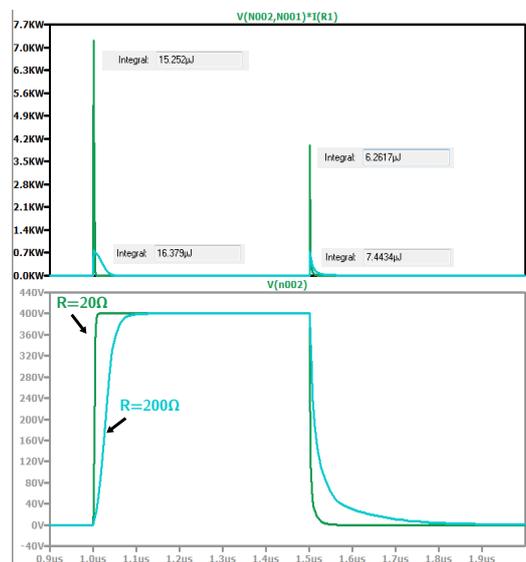


FIGURE I.5 – Pour R=20Ω et R=200Ω : (a) Énergies dissipées dans la résistance au blocage et à l'amorçage du transistor GaN (b) Tension aux bornes du transistor GaN

Convertisseur Buck

J.1 Équations du convertisseur Buck classique

Dans sa version classique, le Buck bidirectionnel (Figure J.1) est commandé par variation de rapport cyclique. Les commandes respectives α et $\bar{\alpha}$ de l'interrupteur "haut" K_1 et de l'interrupteur "bas" K_2 sont complémentaires. Lorsque l'un des deux transistors est passant, l'autre est bloqué. En mode de conduction continue, le fonctionnement est divisé en deux phases.

Dans la première phase, α est égal à un. Le transistor K_1 est passant (Figure J.1) et le transistor K_2 est bloqué. L'inductance de sortie L_B voit la différence de tension entrée sortie à ces bornes. Les équations (J.1),(J.2) et (J.3) définissent le comportement du convertisseur pour $\alpha = 1$ avec V_{K1} et V_{K2} les tensions aux bornes des transistors K_1 et K_2 , i_{K1} et i_{K2} les courants traversant les transistors K_1 et K_2 , i_{Lb} le courant de l'inductance L_B , V_{Cb} la tension aux bornes du condensateur de sortie C_B et $I_{m,bat}$ le courant moyen de sortie.

Dans la seconde phase, la commande est inversée $\alpha = 0$, le transistor K_1 est bloqué et le transistor K_2 est passant, la tension aux bornes V_{Lb} de l'inductance correspond à la tension inverse de la batterie V_{bat} . Les expressions du système sont représentées par les équations (J.4),(J.5) et (J.6).

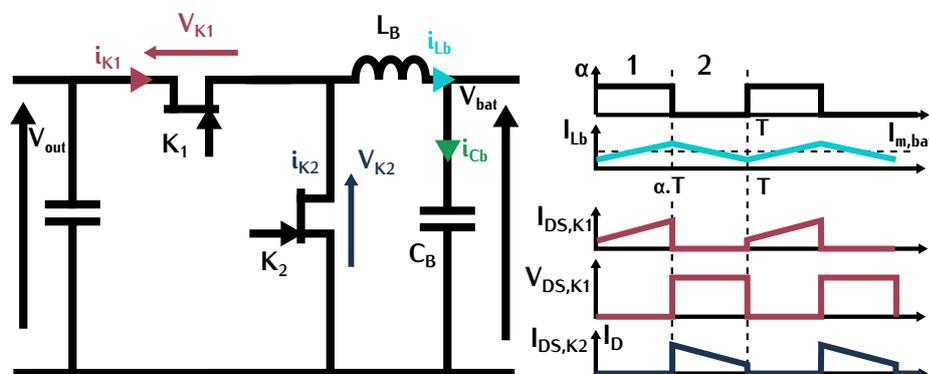


FIGURE J.1 – Topologie Buck non entrelacée

Pour $\alpha = 1$:

$$V_{K1} = 0 \quad V_{K2} = V_{out} \quad (J.1)$$

$$i_{K1} = i_{Lb} \quad i_{K2} = 0 \quad (J.2)$$

$$L_B \frac{di_{Lb}}{dt} = V_{out} - V_{bat} \quad C \frac{dV_{Cb}}{dt} = i_{Lb} - I_{m,bat} \quad (J.3)$$

Pour $\alpha = 0$:

$$V_{K1} = V_{out} \quad V_{K2} = 0 \quad (J.4)$$

$$i_{K1} = 0 \quad i_{K2} = i_{Lb} \quad (J.5)$$

$$L_B \frac{di_{Lb}}{dt} = -V_{bat} \quad C \frac{dV_{Cb}}{dt} = i_{Lb} - I_{m,bat} \quad (J.6)$$

Le rapport cyclique τ_B est la variable de commande du convertisseur. Associé à la période de fonctionnement T_B , il définit par la relation (J.7) le temps de conduction $T_{on,K1}$ du transistor $K1$. La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance étant nulle, le rapport cyclique en fonction des tensions d'entrée et sortie est exprimé suivant (J.9) d'après les équations (J.3), (J.6) et (J.8).

$$T_{on,K1} = \tau_B \cdot T_B \quad (J.7)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_B} \cdot \int_0^{T_B} L \frac{di_{Lb}}{dt} dt &= 0 \\ &= \frac{1}{T_B} \cdot \left(\int_0^{\tau_B \cdot T_B} V_{out} - V_{bat} + \int_{\tau_B \cdot T_B}^{T_B} -V_{bat} \right) \\ &= \tau_B \cdot V_{out} - V_{bat} \end{aligned} \quad (J.8)$$

$$\tau_B = \frac{V_{bat}}{V_{out}} \quad (J.9)$$

Sur chaque intervalle de temps $[0; \tau_B \cdot T_B[$ et $[\tau_B \cdot T_B; T_B]$, le courant dans l'inductance i_{Lb} est calculé par l'intégration des expressions (J.6) et (J.3) avec i_{L0} et i_{Lmax} les valeurs respectives du courant i_{Lb} quand $t = 0$ et $t = \tau_B \cdot T_B$.

Pour $t \in [0; \tau_B \cdot T_B[$:

$$i_{Lb,\alpha=1}(t) = \frac{V_{out} - V_{bat}}{L_B} \cdot t + i_{L0} \quad (J.10)$$

$$i_{Lb}(0) = i_{L0} \quad (J.11)$$

Pour $t \in [\tau_B \cdot T_B; T_B]$:

$$i_{Lb,\alpha=0}(t) = \frac{V_{bat}}{L_B} \cdot (\tau_B \cdot T_B - t) + i_{Lmax} \quad (J.12)$$

$$i_{Lb}(\tau_B \cdot T_B) = i_{Lmax} \quad (J.13)$$

Comme le courant dans l'inductance L_B est continu sur une période de fonctionnement, les égalités (J.14) et (J.15) se vérifient. Ces équations permettent de déduire l'ondulation de courant dans l'inductance Δi_{Lb} grâce à l'expression (J.17). Cette ondulation correspond à la différence entre le courant crête i_{Lmax} et le courant minimal i_{L0} .

$$i_{Lb,\alpha=1}(0) = i_{Lb,\alpha=0}(T_B) \quad i_{L0} = \frac{V_{bat}}{L_B} \cdot (\tau_B \cdot T_B - T_B) + i_{Lmax} \quad (J.14)$$

$$i_{Lb,\alpha=1}(\tau_B \cdot T_B) = i_{Lb,\alpha=0}(\tau_B \cdot T_B) \quad i_{Lmax} = \frac{V_{out} - V_{bat}}{L_B} \cdot (\tau_B \cdot T_B) + i_{L0} \quad (J.15)$$

$$\Delta i_{Lb} = i_{Lmax} - i_{L0} \tag{J.16}$$

$$\Delta i_{Lb} = \frac{V_{out} \cdot (1 - \tau_B) \cdot \tau_B \cdot T_B}{L_B} \tag{J.17}$$

$$L_B = \frac{V_{out} \cdot (1 - \tau_B) \cdot \tau_B \cdot T_B}{\Delta i_{Lb}} \tag{J.18}$$

J.2 Topologie Buck entrelacée fonctionnant avec une forte ondulation de courant

La topologie sélectionnée pour le second étage du DC-DC isolé est représenté sur la Figure J.2. Les formes d’ondes pour une tension de sortie de 300V sont représentées sur la Figure J.3.

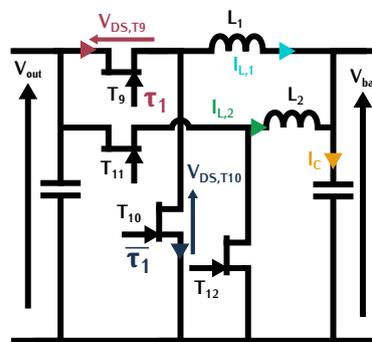


FIGURE J.2 – Schéma du convertisseur Buck entrelacé sélectionné

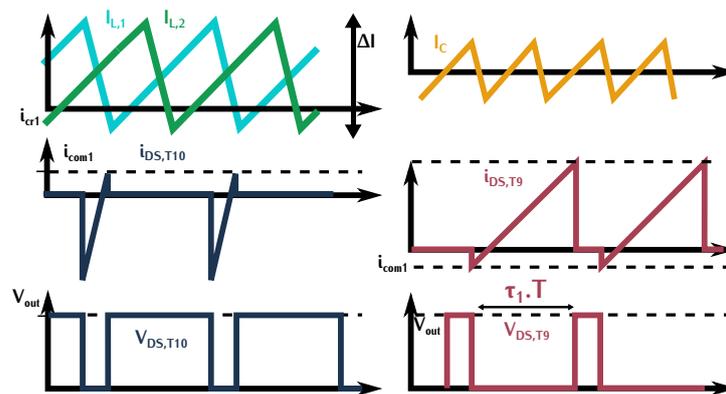


FIGURE J.3 – Formes d’ondes du convertisseur Buck entrelacé sélectionné

L’intérêt de cette topologie est de réaliser des commutations de type ZVS grâce au courant commuté i_{com1} . Cette commutation est possible que si la valeur du courant i_{com1} est négative. Ce fonctionnement implique une forte ondulation de courant. La combinaison de ce fonctionnement en forte ondulation avec le principe d’entrelacement permet de minimiser l’ondulation du courant dans les condensateurs et ainsi réduire les pertes.

J.2.1 Fonctionnement des commutations douces

Pour analyser le fonctionnement des commutations de la topologie, une simulation LTSpice est réalisée. Le schéma de cette simulation est représenté sur la Figure J.4. Il représente une cellule d'un convertisseur Buck entrelacé. Les capacités en parallèle du transistor représentent les capacités parasites du composant. La puissance du convertisseur correspond à la puissance maximale du DC-DC 7,3kW divisée par le nombre de convertisseur en parallèle, c'est-à-dire 3,6kW.

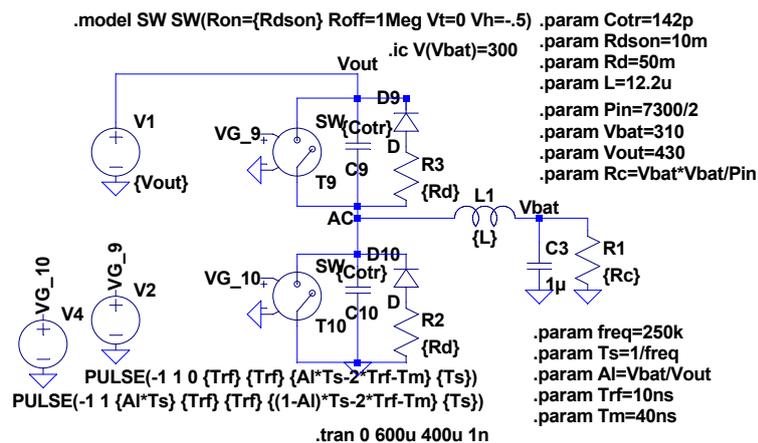


FIGURE J.4 – Schéma de simulation LTSpice pour analyser le fonctionnement des commutations

Lors du fonctionnement du convertisseur, deux commutations ZVS se produisent. Les deux composants s'amorcent sans tension à leurs bornes. La première correspond à l'amorçage de T_{10} et la seconde à l'amorçage de T_9 , c'est cette seconde commutation qui nécessite un courant i_{com1} négatif.

J.2.1.1 Amorçage de T_{10}

Lors de cette commutation, quatre phases de fonctionnement peuvent être relevées. Elles sont représentées sur la Figure J.6.

Lors de la phase 1, le transistor T_9 se bloque avec un courant le traversant valant $i_{com,crête}$. Durant la phase 2, ce courant charge et décharge les capacités parasites des transistors. Chaque capacité est traversée par le courant $i_{com,crête}$ divisé par deux. Cette charge et décharge permet la croissance et décroissance des tensions respectives aux bornes de T_9 et T_{10} . La durée de la phase 3 est définie par le reste de temps mort. Durant cette phase, le courant traverse en inverse le transistor T_{10} . La conduction inverse des transistors est responsable de pertes importantes. C'est la raison pour laquelle le temps entre les conduction des deux transistors qui correspond au temps mort doit être réduit au maximum. Lors de la phase 4, le transistor T_{10} s'amorce sans tension à ses bornes. Il s'agit d'une commutation douce de type ZVS.

Cette commutation est réalisée à l'aide du courant crête de l'inductance. Cette commutation est donc garantie sur toute la zone de fonctionnement à l'inverse de celle présentée dans la section suivante.

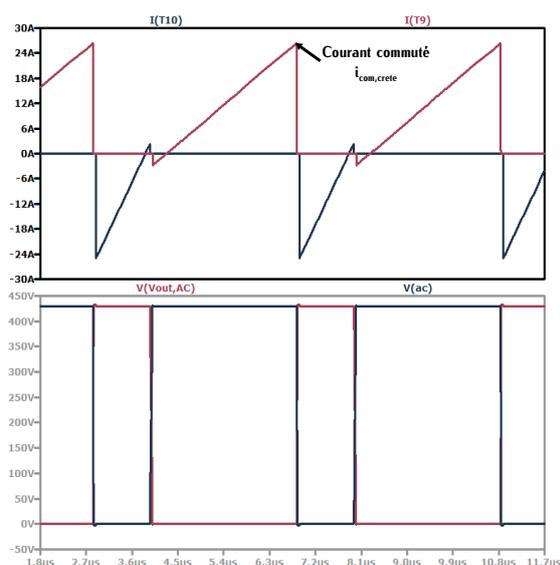


FIGURE J.5 – Pour une tension $V_{bat} = 310V$ (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge) et courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) (b) Tension aux bornes du transistor T_9 (rouge) et tension aux bornes du transistor T_{10} (bleu)

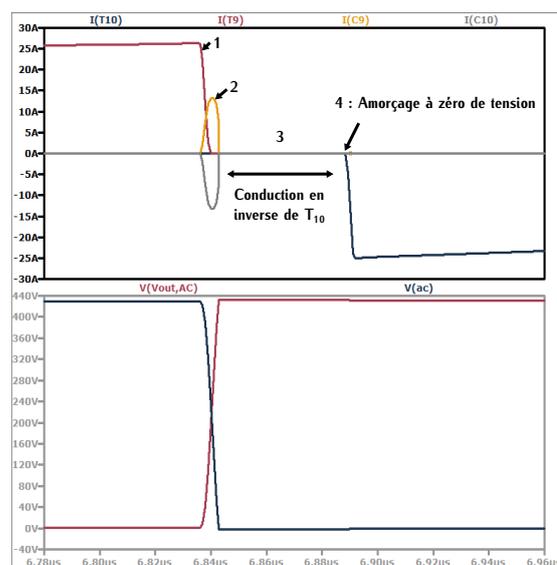


FIGURE J.6 – Pour une tension $V_{bat} = 310V$ (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge), courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) et courant dans les capacités parasites (b) Tension aux bornes du transistor T_9 (rouge) et tension aux bornes du transistor T_{10} (bleu)

J.2.1.2 Amorçage de T_9

Lors de cette commutation, quatre phases de fonctionnement peuvent être relevées. Elles sont représentées sur la Figure J.8.

Lors de la phase 1, le transistor T_{10} se bloque avec un courant le traversant valant i_{com1} . Durant la phase 2, ce courant charge et décharge les capacités parasites des transistors. Chaque capacité est traversée par le courant i_{com1} divisé par deux. Cette charge et décharge permet la croissance et décroissance des tensions respectives aux bornes de T_{10} et T_9 . La durée de la phase 3 est définie par le reste temps mort. Durant cette phase, le courant traverse en inverse le transistor T_9 . La conduction inverse des transistors est responsable de pertes importantes. C'est la raison pour laquelle ce temps doit être réduit au maximum. Lors de la phase 4, le transistor T_9 s'amorce avec aucune sans tension à ses bornes. Il s'agit d'une commutation douce de type ZVS.

Cette commutation est réalisée à l'aide du courant minimal traversant l'inductance. Ce courant doit nécessairement être négatif. Or l'ondulation évolue en fonction de la tension de sortie. Cette commutation douce n'est donc pas garantie sur toute la zone de fonctionnement du convertisseur. Dans l'étude du fonctionnement, il est nécessaire de déterminer cette zone.

J.2.1.3 Zone de commutation ZVS du transistor T_9

Pour déterminer la zone de commutation ZVS, il faut, dans un premier temps, calculer le courant minimal i_{com1} . Le courant qui assure la charge et décharge des capacités parasites correspond à i_{com} , divisé par deux. L'équation associée à cette commutation est définie suivant (J.19).

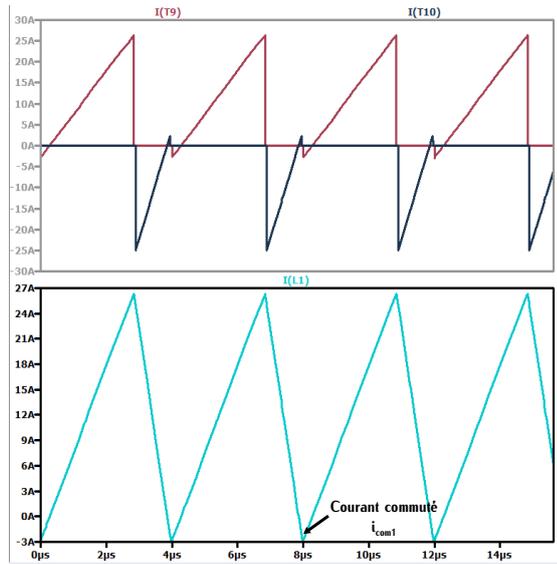


FIGURE J.7 – Pour une tension $V_{bat} = 310V$
 (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge) et courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu)
 (b) Courant dans l'inductance de sortie

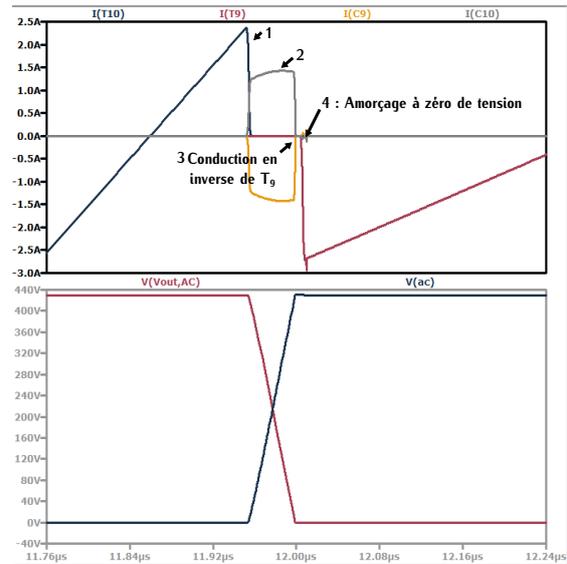


FIGURE J.8 – Pour une tension $V_{bat} = 310V$
 (a) Courant dans le transistor T_9 (rouge), courant dans le transistor primaire T_{10} (bleu) et courant dans les capacités parasites (b) Tension aux bornes du transistor T_9 (rouge) et tension aux bornes du transistor T_{10} (bleu)

$$i_{com1} = \frac{2 \cdot C_{o(tr)} \cdot V_{out}}{\Delta t_m} \quad (J.19)$$

Δt_m correspond au temps mort entre les commandes des transistors. La capacité parasite parallèle des transistors est définie par la capacité C_{oss} . Cette capacité n'est pas linéaire, les constructeurs définissent des valeurs de capacités linéaires équivalentes. $C_{o(tr)}$ correspond à la capacité linéaire équivalente qui se chargerait/déchargerait suivant la même constante de temps que C_{oss} . C'est cette capacité qui est utilisée dans le calcul de i_{com1} .

L'ondulation de courant définie par l'équation (J.17) dépend du rapport cyclique donc de la tension de sortie. Il faut déterminer une tension $V_{bat,icom1}$ en deça de laquelle la commutation ZVS de transistor T_9 est garantie et au-delà de laquelle elle ne l'est plus. Pour cela, il est nécessaire d'exprimer l'ondulation de courant notée Δi_{icom1} en fonction de la tension de sortie qui assure un courant minimal valant i_{com1} . Cette expression définie suivant est déterminée à l'aide du courant moyen de sortie.

$$\Delta i_{icom1} = 2 \cdot \left(\frac{P_{in}}{V_{bat,icom1}} - i_{com1} \right) \quad I_{moy,bat} = \frac{P_{in}}{V_{bat}} \quad (J.20)$$

Cette valeur d'ondulation permet de déterminer l'inductance de sortie L_1 suivant la relation (J.21).

$$L_1 = \frac{V_{out} \cdot (1 - \tau_{1,icom1}) \cdot \tau_{1,icom1}}{\Delta i_{icom1}} \quad \tau_{1,icom1} = \frac{V_{bat,icom1}}{V_{out}} \quad (J.21)$$

Pour réduire les pertes dues à l'amorçage de T_9 , le premier réflexe est de choisir la tension $V_{bat,icom1}$ la plus élevée possible afin d'avoir la zone de fonctionnement ZVS la plus large. Cependant plus la valeur $V_{bat,icom1}$ est importante, plus la valeur d'ondulation de courant à V_{bat} minimale est élevé. Une forte ondulation de courant implique un courant crête élevée qui peut causer des pertes dans les éléments passifs du filtre de sortie.

Afin d'évaluer cette problématique, plusieurs ondulations de courant critique notées Δi_{crit} sont calculées pour différentes valeurs de tension $V_{bat,icom1}$. Ces valeurs sont renseignées dans la Table J.1. Le temps mort Δt_m utilisé dans les calculs est de $55ns$.

TABLE J.1 – Plage de fonctionnement ZVS en fonction de l'ondulation de courant

Tension ZVS $V_{bat,icom1}$ V	Δi @Tension ZVS A	Δi_{crit} A	Inductance L_1 μH
400	23	98	5
350	25	41	10
325	26	33	12
315	27	31	12
300	28	28	13

Cette table nous permet d'évaluer, les ondulations de courant très élevées lorsque la plage de commutation ZVS est large. Le choix de la zone de commutation douce correspond donc à un compromis entre pertes dans les transistors et pertes dans les éléments passifs dues à la forte ondulation de courant.

Nomenclature

Abréviations

<i>C0G</i>	Matériau céramique de classe I	
<i>DF</i>	Dissipation Factor : Facteur de dissipation au sein d'un condensateur (4.7)	%
<i>ESR</i>	Equivalent Serie Resistance : Résistance équivalente d'un condensateur (4.7)	Ω
<i>X7R</i>	Matériau céramique de classe II	
2DEG	Gaz 2D d'électron	
BLIL	Bridgeless Interleaved	
BOM	Bill of Material : Liste des composants utilisés	
CDC	Cahier des charges	
CEM	Compatibilité Électromagnétique	
CFP	Correcteur de facteur de puissance	
CGG	Composant grand gap	
D-mode	Depletion mode : Normalement passant	
DAB	Dual Active Bridge	
DBC	Direct bonded copper	
DP	Densité de puissance	
E-mode	Enhancement mode : normalement bloqué	
EPC	Efficient Power Conversion	
FEIS	Feuillard de cuivre Entrelacé avec un nombre Impair de Spires	
FET	Field-effect transistor	
FGS	Formule généralisée de Steinmetz	
GaN	Nitride de Gallium	
GBF	Générateur de basse fréquence	
GIT	Gate injection transistor	
HEMT	High electron mobility transistors	
HF	Haute fréquence	
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
j. to c.	Junction to case	
LLC	Convertisseur résonnant LLC	

MISFET	Metal–insulator–semiconductor field–effect transistor
MLI	Modulation à largeur d’impulsions
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
N-off	Normalement bloqué
N-on	Normalement passant
NPC	Neutral Point Clamped
PCB	Printed circuit board
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicle
PSFB	Phase Shift Full Bridge
PSSB	Phase shifted semi-bridgeless
PTFE	Polytétrafluoroéthylène ou Téflon
Si	Matériau Silicium
SiC	Carbure de Silicium
SJ	Super jonction
SMI	Substrat métallisé isolé
V2G	Vehicule to grid
V2H	Vehicule to home
VE	Véhicule électrique
VH	Véhicule hybride
ZCS	Zero current switching
ZVS	Zero voltage switching

Symboles chapitre 1

φ_{CRS}	Déphasage courant et tension au sein d’un convertisseur série résonnant (Figure 2.11)	<i>rad</i>
φ_{DAB}	Déphasage des tensions V_1 et V_2 dans le convertisseur dual activ bridge(Figure 1.24)	
C_0	Condensateur composant le filtre de sortie d’un convertisseur	<i>F</i>
C_{gd}	Capacité parasite entre la grille et la source d’un transistor	<i>F</i>
$C_{o(er)}$	Capacité linéaire équivalente de C_{oss} en terme d’énergie	<i>F</i>
C_{oss}	Capacité parasite d’un transistor	<i>F</i>
C_p	Capacité parasite	<i>F</i>
D_{P1}	Rapport cyclique du pont primaire du convertisseur dual activ bridge (Figure 1.24)	
D_{P2}	Rapport cyclique du pont secondaire du convertisseur dual activ bridge (Figure 1.24)	

E_{off}	Énergie de commutation au blocage	J
E_{on}	Énergie de commutation à l'amorçage	J
f_{dec}	Fréquence de résonance	Hz
f_{dec}	Fréquence de résonance	Hz
f_{r0}	Fréquence de résonance	Hz
f_{r0}	Fréquence de résonance	Hz
I_1	Courant primaire résonnant	A
I_D	Courant de drain d'un transistor	A
I_{SD}	Courant inverse source drain d'un transistor	A
L_1	Inductance série du dual activ bridge (Figure 1.24)	H
L_f	Inductance de fuite	H
L_{PSFB}	Inductance de sortie du PSFB (Figure 1.23)	H
L_p	Inductance parallèle (Figure 1.27)	H
P_{dr}	Pertes dans les circuits de commande (drivers) des transistors (1.3)	W
P_{max}	Puissance maximale de charge	W
P_{nom}	Puissance nominale (Table 1.4)	W
P_{on}	Pertes lors de la conduction d'un transistor (1.1)	W
Q_{gd}	Charges entre la grille et le drain d'un transistor	C
Q_{gs}	Charges entre la grille et la source d'un transistor	C
Q_g	Charges de grille d'un transistor	C
Q_{oss}	Charges dues aux capacités parasites d'un transistor	C
Q_{rrd}	Charges responsables de pertes par recouvrement dues à la diode parasite d'un transistor (1.2)	C
Q_{rr}	Charges responsable de pertes lors de la commutation d'un transistor (1.3)	C
R_{ac}	Résistance équivalente au pont de diodes chargé par la résistance de sortie par (Figure 2.12)	Ω
R_{DSon}	Résistance équivalente à l'état passant d'un transistor	Ω
R_{th}	Résistance thermique	$^{\circ}C/W$
T_s	Période de découpage	s
V_{bat}	Tension aux bornes de la batterie	V
V_{DS}	Tension drain source d'un transistor	V
V_{gsmax}	Tension de grille maximale	V
V_{gs}	Tension de grille d'un transistor	V

V_{in}	Tension d'entrée du convertisseur DC-DC	V
V_{ond}	Tension aux bornes de l'onduleur	V
V_{SD}	Chute de tension aux bornes du transistor traversé par un courant inverse	V
V_{th}	Tension de seuil	V

Symboles chapitre 2

$I_{m,max}$	Valeur maximale du courant magnétisant	A
L_m	Inductance magnétisante	H
Δt_m	Temps mort	s
$\Delta t_{m,LLC}$	Temps mort dans un convertisseur LLC	s
$\Delta t_{min,CRS}$	Temps mort minimal dans un CRS pour réaliser une commutation ZVS (Figure 2.15)	s
ω_0	Pulsation de coupure à la fréquence de résonance	s
θ_{CRS}	Demi période angulaire du courant résonnant	rad
φ_m	Déphasage des courants primaire et secondaire dû au courant magnétisant	rad
$\varphi_{DAB,7kW}$	Déphasage des tensions primaire et secondaire d'un convertisseur DAB pour une puissance de 7kW	rad
φ_{DAB}	Déphasage des tensions primaire et secondaire d'un convertisseur DAB (2.3)	rad
$\hat{I}_{1,8kW}$	Courant crête à 1,8kW	A
$C_{o(er)}$	Capacité linéaire équivalente de C_{oss} en terme d'énergie	F
$C_{o(tr)}$	Capacité linéaire équivalente de C_{oss} en terme de temps	F
C_{oss}	Capacité parasite d'un transistor	F
D_{P1}	Rapport cyclique de l'onduleur primaire d'un convertisseur DAB (2.3)	%
D_{P2}	Rapport cyclique de l'onduleur secondaire d'un convertisseur DAB (2.3)	%
f_n	Fréquence normalisée (2.34)	Hz
f_{r0}	Fréquence de résonance d'un circuit LC	Hz
I_m	Courant magnétisant	A
I_{com}	Valeur du courant commuté lors de la commutation ZVS	A
$I_{moy,1,8kW}$	Courant moyen à 1,8kW	A
$I_{P,L,com}$	Valeur du courant commuté dans le convertisseur DAB pour réaliser des commutations ZVS	A
L_{DAB}	Inductance d'un convertisseur DAB (Figure2.2)	H
m	Rapport de transformation	V
P_{in}	Puissance d'entrée d'un convertisseur	W

$P_{max,DAB}$	Puissance maximale admise par le convertisseur DAB	W
P_{on}	Pertes par conduction	W
$R_{DSon,100^{\circ}C}$	Résistance à l'état passant pour une température de jonction de 100 °C	F
T_s	Période de commutation	s
V_1	Tension de l'onduleur primaire d'un convertisseur DAB (2.3)	%
V_2	Tension de l'onduleur secondaire d'un convertisseur DAB (2.3)	%
V_{in}	Tension d'entrée du convertisseur DC-DC isolé	V
V_{out}	Tension de sortie du convertisseur DC-DC isolé	V

Symboles chapitre 3

l_{ms}	longueur moyenne d'une spire	m
δ	Épaisseur de peau (3.4)	m
ϵ_0	Permittivité électrique du vide	$8,85418782 \cdot 10^{12}, m^{-3}kg^{-1}s^4A^2$
ϵ_r	Permittivité relative d'un matériau	
λ_r	Coefficient de remplissage	
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	$4\pi \cdot 10^{-7}, kg \cdot m \cdot A^{-2} \cdot s^{-2}$
μ_{3F36}	Perméabilité magnétique du matériau 3F36	
ρ	Résistivité du cuivre	$17 \cdot 10^{-9}, \Omega \cdot m, \text{ à } 300K$
φ	Flux magnétique	Wb
φ_m	Flux mutuel	Wb
φ_c	Flux de fuite commun au deux enroulements (Figure 3.6)	Wb
$\varphi_{f1,1}$	Flux de fuite généré uniquement par l'enroulement primaire (Figure 3.6)	Wb
φ_{f1}	Flux de fuite total de l'enroulement primaire (3.6)	Wb
$\varphi_{f2,2}$	Flux de fuite généré uniquement par l'enroulement secondaire (Figure 3.6)	Wb
φ_{f2}	Flux de fuite total de l'enroulement secondaire (3.6)	Wb
\hat{B}	Induction magnétique crête	T
\hat{I}_{tr,m_p}	Courant crête dépendant de la puissance P_{tr,m_p} (3.61)	A
A_l	Inductance spécifique	nH/tr^2
$A_{e,mc}$	Surface de fer en mode commun du double noyau E13/7/4 (3.82)	m^2
A_e	Surface effective d'un matériau magnétique	m^2
$A_e \cdot A_w$	Facteur de dimensionnement d'une inductance ou d'un transformateur	mm^4
A_w	Surface de bobinage	m^2
B_{sat}	Induction à saturation	T

$C_{cp,tot}$	Capacité totale équivalente en aval du transformateur	F
C_{iso}	Capacité électrique entre deux plans	F
C_{mc}	Capacité de filtrage de mode commun	F
C_m	Coefficient sans dimension définissant les pertes fer (3.48)	
$C_{p,eq}$	Capacité parasite équivalente entre le carter et les éléments du chargeurs	F
$C_{p,max}$	Capacité maximale entre le carter et les éléments du chargeurs	F
$C_{p,tr1}$	Capacité parasite inter-spires (Figure ?? (a))	F
$C_{p,tr2}$	Capacité parasite inter-spires (Figure ?? (a))	F
$C_{p1,eq}$	Capacité parasite équivalente en amont du transformateur	F
$C_{p2,eq}$	Capacité parasite équivalente en aval du transformateur	F
C_s	Condensateur de résonance	F
C_{t1}	Coefficient sans dimension définissant les pertes fer (3.48)	
C_{t2}	Coefficient sans dimension définissant les pertes fer (3.48)	
C_t	Coefficient sans dimension définissant les pertes fer (3.48)	
$C_{p_{tr}}$	Capacité parasite entre les spires primaires et secondaires calculée dans le dimensionnement du transformateur	
dV	Élément de volume	
e_{cu}	Épaisseur d'un conducteur de cuivre (Figure 3.37 (b))	m
e_{fer}	Épaisseur de l'entrefer (Figure 3.66)	
$e_{in,1}$	Variable 1 d'épaisseur d'isolation entre deux spires (Table 3.3)	m
$e_{in,2}$	Variable 2 d'épaisseur d'isolation entre deux spires (Table 3.3)	m
e_{in}	Épaisseurs d'isolation entre spires	m
e_{iso}	Épaisseur d'une couche isolante	m
F_{perf}	Facteur de performance d'un matériau magnétique (3.30)	
$F_{r,n}$	Facteur de résistance définissant les pertes cuivre induites par l'harmonique de rang n d'un courant alternatif non-sinusoidal (3.34)	
$F_{r1,p}$	Facteur de résistance définissant les pertes cuivre induites par un courant alternatif sinusoidal dans une portion de spire p (3.38)	
F_{r1}	Facteur de résistance définissant les pertes cuivre induites par un courant alternatif sinusoidal dans une portion de spire p pour le cas idéal primaire secondaire strictement entrelacé (3.44)	
$F_{r2,s}$	Facteur de résistance définissant les pertes cuivre induites par un courant alternatif sinusoidal dans une spire s en fonction de sa position définie par k (3.42)	

F_{r2}	Facteur de résistance définissant les pertes cuivre induites par un courant AC sinusoïdal dans une spire pour le cas idéal primaire secondaire strictement entrelacé $k = 0$ (3.46)	
F_r	Facteur de résistance définissant les pertes cuivre induites par un courant alternatif sinusoïdal (3.33)	
f_{tr}	Fréquences d'étude pour le dimensionnement du transformateur	Hz
h_{cu}	Hauteur d'un conducteur de cuivre (Figure 3.37 (b))	m
I_{1eff}	Courant efficace dans les conducteurs primaires	A
I_1	Courant circulant dans les conducteurs de cuivre primaires	A
I_{2eff}	Courant efficace dans les conducteurs secondaires	A
I_2	Courant circulant dans les conducteurs de cuivre secondaires	A
I_{DC}	Courant continue (A)	
I_m	Courant circulant dans l'inductance de magnétisation L_m (3.62)	A
I_m	Courant magnétisant	H
$I_{p,eff}$	Courant efficace traversant les spires de la portion p (Figure 3.25)	
$I_{s,eff}$	Courant efficace traversant la spire s	
J_1	Densité du courant primaire	A/m
J_2	Densité du courant secondaire	A/m
k	Coefficient de couplage (Figure 3.8)	
k	Paramètre traduisant la position d'une spire par rapport au centre de symétrie d'une portion de spire (Figure 3.26)	
l_1	Coefficient de proportionnalité de l'équation (3.8)	H
l_2	Coefficient de proportionnalité de l'équation (3.8)	H
L_1	Inductance propre primaire (Figure 3.8)	H
L_2	Inductance propre secondaire (Figure 3.8)	H
l_{cu}	Longueur totale d'un conducteur de cuivre	m
L_c	Inductance générée par le flux de fuite commun (Figure 3.7)	H
$L_{f,tr,mes}$	Inductance de fuite mesurée à 500kHz du transformateur (Table 3.6)	H
L_{f1}	Inductance de fuite de l'enroulement primaire (Figure 3.7)	H
L_{f2}	Inductance de fuite de l'enroulement secondaire (Figure 3.7)	H
$l_{fer,mc}$	Longueur de fer en mode commun du double noyau E13/7/4 (Figure 3.67)	m
$l_{fer,s}$	Longueur de fer du double noyau E13/7/4 (Figure 3.66)	m
l_{imp}	Longueur de raccordement à l'impédance mètre pour la mesure de l'inductance de fuite $L_{f,tr,mes}$ et de la résistance AC $R_{AC,mes}$ (Figure 3.58)	m

$l_{in,1}$	Longueur de raccordement entre l'onduleur primaire et le transformateur (Figure 3.55)	m
$l_{in,2}$	Longueur de raccordement entre l'onduleur secondaire et le transformateur (Figure 3.55)	m
$L_{mes,s}$	Inductance série totale mesurée à $500kHz$ lors de la vérification expérimentale (3.67)	H
L_m	Inductance de magnétisation (Figure 3.7)	H
L_m	Inductance de magnétisation	H
$L_{simu,sup}$	Valeur de l'inductance supplémentaire calculée par la simulation	H
L_s	Inductance de résonance	H
$L_{th,sup}$	Valeur de l'inductance supplémentaire calculée analytiquement (Table 3.7)	H
$L_{f_{tr,ana}}$	Inductance de fuite calculée analytiquement	
$L_{f_{tr,ana}}$	Inductance de fuite déterminée par calcul analytique	H
$L_{f_{tr}}$	Inductance de fuite totale vue du primaire calculée dans le dimensionnement du transformateur	H
M	Inductance mutuelle (Figure 3.8)	H
m	Rapport de transformation (3.18)	H
$M_{1,2}$	Inductance mutuelle (Figure 3.8)	H
$m_{1,2}$	Coefficient de proportionnalité de l'équation (3.8)	H
$M_{2,1}$	Inductance mutuelle (Figure 3.8)	H
$m_{2,1}$	Coefficient de proportionnalité de l'équation (3.8)	H
m_p	Nombre de modules de puissance associé à la puissance P_{tr,m_p} 3.2	
n	Nombre de spires	
n_1	Nombres d'enroulement au primaire d'un transformateur	
n_2	Nombres d'enroulement au secondaire d'un transformateur	
n_{mp}	Nombre moyen de spire dans une portion p (Figure 3.25)	
n_s	Nombre total de spires dans un transformateur ($n_1 + n_2$)	
p	Portion de bobinage (Figure 3.25)	
P_{ch}	Puissance maximale du chargeur d'après le CDC	W
$P_{cu,AC}$	Pertes cuivre définies pour un courant alternatif (3.33)	W
$P_{cu,ana,tot}$	Pertes cuivre calculées analytiquement	
$P_{cu,ana1,p}$	Pertes cuivre analytiques dans une portion de bobinage p (3.35)	W
$P_{cu,ana2,s}$	Pertes cuivre analytiques dans une spire (3.39)	W

$P_{cu,DC}$	Pertes cuivre définies pour un courant continu (3.32)	W
$P_{cu,tr}$	Pertes des conducteurs de cuivre dans un transformateur calculées par simulation	W
$P_{fer,tr}$	Pertes fer calculées dans le cadre du modèle de simulation	W
P_{fer}	Pertes fer	W
p_{ft}	Point de fonctionnement du modèle de simulation du transformateur	
$P_{tr,mp}$	Variable de puissance pour l'étude paramétrique du transformateur (Table 3.2)	W
P_v	Pertes volumiques ou Pertes fer par unité de volume	W/cm ³
R_1	Résistance parasite de l'enroulement primaire (Figure 3.7)	Ω
R_2	Résistance parasite de l'enroulement secondaire (Figure 3.7)	Ω
$R_{AC,mes}$	Résistance AC mesurée à 500kHz du transformateur (Table 3.6)	Ω
R_{DC}	Résistance qui s'oppose au passage d'un courant continu	Ω
$R_{mes,s}$	Résistance série totale mesurée à 500kHz lors de la vérification expérimentale (3.68)	Ω
R_{para}	Résistances parasites	F
$S_{cu,1}$	Surface de cuivre effective des conducteurs primaires (m ²)	
$S_{cu,2}$	Surface de cuivre effective des conducteurs secondaires (m ²)	
S_{iso}	Surface équivalente de deux plans en contact par une couche isolante	m ²
S_{bob}	Surface de bobinage disponible (Figure 3.37 (b))	m ²
T	Température	°C
$T_{ct,cu}$	Température critique d'un conducteur de cuivre	°C
$T_{ct,fer}$	Température critique du matériau ferrite	°C
$T_{h,cu}$	Température haute de la surface de cuivre	°C
$T_{h,fer}$	Température haute de la surface de ferrite	°C
u_1	Tension induite au primaire d'un transformateur	V
u_2	Tension induite au secondaire d'un transformateur	V
V_{fer}	Volume du matériau magnétique	cm ³
V_{tr1}	Tension carrée primaire du transformateur	V
$W_{m,simu}$	Énergie magnétique déterminée par simulation	J
W_m	Énergie magnétique	J
x	Coefficient sans dimension définissant les pertes fer (3.48)	
χ_{E36}	Variable définissant la dimension du double noyau planar E36/6/20 (Figure 3.22)	
χ_{E38}	Variable définissant la dimension du double noyau planar E38/8/25 (Figure 3.21)	

X_{E43}	Variable définissant la dimension du double noyau planar E43/10/28 (Figure 3.20)	
X_{noy}	Variable définissant la dimension du noyau planar étudié	
y	Coefficient sans dimension définissant les pertes fer 3.48	

Symboles chapitre 4

e_{di}	Épaisseur du diélectrique d'une carte SMI (Figure 4.7 (b))	m^2
ΔC	Variation de la valeur de capacité	%
ΔT_{GaN}	Variation de température entre la case d'un transistor GaN et son système de refroidissement (Annexe E.2)	$^{\circ}C$
$\epsilon_{r,pad}$	Perméabilité relative du pad thermique	m
ϵ_{rSMI}	Permittivité relative du SMI Ventec VT-4B5 (Annexe G.2)	
η	Rendement du convertisseur DC-DC (4.34)	%
λ_{SMI}	Conductivité thermique du SMI Ventec VT-4B5 (Annexe G.2)	$W/m \cdot K$
\widehat{U}_{C_s}	Tension crête aux bornes des condensateurs résonnants	
$\widehat{U}_{C_{1s}}$	Tension crête primaire aux bornes des condensateurs résonnants (4.9)	V
C_{CG1206}	Condensateur utilisé pour l'association série-parallèle des capacités résonnantes Annexe G.3	
$C_{cu,alu1}$	Capacité parasite d'une spire primaire entre le conducteur de cuivre et l'aluminium (4.24)	F
$C_{cu,alu2}$	Capacité parasite secondaire d'une spire entre les conducteur de cuivre et l'aluminium (4.23)	F
$C_{cu,iso,1}$	Capacité parasite d'un conducteur primaire entre le cuivre et l'isolant (4.25)	F
C_{dec}	Condensateur de découplage de la carte de puissance	
$C_{in,1}$	Capacité parasite d'entrée du primaire	F
$C_{in,2}$	Capacité parasite d'entrée du secondaire	F
$C_{iso,alu,1}$	Capacité parasite d'un conducteur primaire entre l'isolant et l'aluminium (4.26)	F
$C_{o(er),400V}$	Capacité parasite équivalente reliée à l'énergie à 400V (Table G.1)	F
$C_{SMI,GaN}$	Capacité parasite de la carte onduleur induite par le diélectrique du SMI (4.16)	F
C_{SMI}	Capacité parasite du SMI (4.5)	F
E_1	Énergie de commutation simulée lors du blocage d'un transistor à courant nul	J
E_2	Énergie de commutation simulée lors de l'amorçage d'un transistor à courant nul	J
$E_{C,SMI}$	Énergie dissipée par les capacités parasites du diélectrique du SMI (4.4)	J
$e_{in,r}$	Épaisseur entre spire des conducteurs de raccordement entre le transformateur et l'onduleur (4.20)	m

E_{oss}	Énergie de commutation d'un transistor lors d'une variation de tension associée à un courant nul	J
e_{pad}	Épaisseur du pad thermique (Figure (4.25 (b)))	m
$ESR(I)$	Expression de l'ESR dépendant du courant (4.31)	Ω
ESR_{eq}	ESR de l'ensemble de la capacité résonnante primaire C_{s1} (4.10 s)	Ω
I_{in}	Courant d'entrée du convertisseur DC-DC	A
$l_{m,ch}$	Longueur moyenne d'un demi chignon de conducteurs de cuivre (Figure (4.25 (b)))	F
$L_{p,G}$	Inductance parasite de grille (Figure 4.19)	H
L_p	Inductance parasite (Figure 4.17)	
$P_{C,SMI,tot}$	Pertes capacitives totales induites par le diélectrique du SMI (4.17)	W
$P_{com,1GaN}$	Pertes par commutation d'un composant GaN (??)	W
$P_{com,GaN,tot}$	Pertes par commutation totales dans le convertisseur DC-DC (4.15)	W
$P_{com,T2}$	Pertes par commutation du transistor T_2 (Figure 4.4)	W
$P_{cond,tot}$	Pertes totales dans les condensateurs résonnants (4.31)	W
P_{cond}	Pertes au sein d'un condensateur (4.8)	W
P_{in}	Puissance d'entrée du convertisseur DC-DC	W
$P_{on,1GaN}$	Pertes par conduction d'un composant GaN (4.1)	W
$P_{on,GaN,tot}$	Pertes par conduction totales dans le convertisseur DC-DC (4.14)	W
P_{out}	Courant de sortie du convertisseur DC-DC	A
P_{out}	Puissance de sortie du convertisseur DC-DC	W
$P_{tot,1GaN}$	Pertes totales d'un composant GaN (4.1)	W
R_c	Charge de sortie du convertisseur (4.38)	Ω
R_p	Résistance d'isolation d'un condensateur (Figure 4.8)	Ω
$R_{DSon,100^\circ C}$	Résistance à l'état passant pour une température de $100^\circ C$ (Figure G.6)	Ω
R_G	Résistance interne de la grille (Figure 4.19)	Ω
$S_{AC,cu}$	Surface de cuivre excitée par une tension alternative (4.5)	m^2
$S_{cu,AC1}$	Surface de cuivre excitée par une tension alternative pour un bras (Figure 4.16)	m^2
$S_{cu,AC2}$	Surface de cuivre excitée par une tension alternative pour un bras (Figure 4.16)	m^2
$S_{L,dec}$	Surface à minimiser pour réduire l'inductance parasite en entrée du convertisseur (Figure 4.16)	
$TONINV$	Temps de conduction dans la simulation LTspice du convertisseur	
$TONPWM$	Temps de conduction dans la simulation LTspice du convertisseur	
V_{dr}	Tension aux bornes du driver (Figure 4.19)	V

$V_{gs,GaN}$	Tension aux bornes du driver (Figure 4.19)	V
$V_{L,p}$	Tension de l'inductance parasite (4.11)	
X_C	Réactance capacitive du condensateur (4.6)	Ω
X_L	Réactance inductive du condensateur (4.6)	Ω
Z_c	Impédance d'un condensateur (4.6)	Ω

Symboles chapitre 5

α_1	Commande du convertisseur Buck	
Δi_{crit}	Ondulation maximale de courant	A
τ_1	rapport cyclique du convertisseur entrelacé 1	%
C_B	Condensateur du Buck (Figure 5.4)	F
f_{cell}	Fréquence d'une cellule	Hz
f_{tr}	Fréquence de découpage	Hz
i_{com1}	Courant commuté (Figure 5.7)	A
L_1	Inductance du convertisseur entrelacé 1	%
L_b	Inductance du Buck (Figure 5.4)	H

Bibliographie

- [1] Ferroxcube. Soft Ferrites and Accessories Data Handbook, 2013. (Cité en pages xxv, xxvi, 77, 189, 191, 192, 193, 194 et 195.)
- [2] International Energy Agency IEA. Global EV Outlook 2018. page 141, 2018. (Cité en page 1.)
- [3] Incentives & Legislation | EAFO. (Cité en page 2.)
- [4] Jia Ying Yong, Vigna K. Ramachandaramurthy, Kang Miao Tan, and N. Mithulananthan. A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 49 :365–385, September 2015. (Cité en page 2.)
- [5] K. Boutros, R. Chu, and B. Hughes. Recent advances in GaN power electronics. In *Proceedings of the IEEE 2013 Custom Integrated Circuits Conference*, pages 1–4, September 2013. (Cité en page 5.)
- [6] Dominique TOURNIER. Composants de puissance en SiC Applications. *Techniques de l'ingénieur Composants actifs en électronique de puissance*, base documentaire : TIB245DUO.(ref. article : d3122), 2016. fre. (Cité en page 5.)
- [7] K. Shenai. Future Prospects of Widebandgap (WBG) Semiconductor Power Switching Devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 62(2) :248–257, February 2015. (Cité en page 5.)
- [8] J. Millán, P. Godignon, X. Perpiñà, A. Pérez-Tomás, and J. Rebollo. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5) :2155–2163, May 2014. (Cité en page 5.)
- [9] D. Han, S. Li, W. Lee, and B. Sarlioglu. Adoption of wide bandgap technology in hybrid/electric vehicles—opportunities and challenges. In *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pages 561–566, June 2017. (Cité en page 6.)
- [10] Kevin J. Chen, Oliver Haberten, Alex Lidow, Chun lin Tsai, Tetsuzo Ueda, Yasuhiro Uemoto, and Yifeng Wu. GaN-on-Si Power Technology : Devices and Applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 64(3) :779–795, March 2017. (Cité en page 7.)
- [11] Ming Su, Chingchi Chen, and Siddharth Rajan. Prospects for the application of GaN power devices in hybrid electric vehicle drive systems. *Semiconductor Science and Technology*, 28(7) :074012, July 2013. (Cité en page 7.)
- [12] Y. Uemoto, M. Hikita, H. Ueno, H. Matsuo, H. Ishida, M. Yanagihara, T. Ueda, T. Tanaka, and D. Ueda. Gate Injection Transistor (GIT) – A Normally-Off AlGaIn/GaN Power Transistor Using Conductivity Modulation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 54(12) :3393–3399, December 2007. (Cité en page 7.)
- [13] GaN System Inc. Design with GaN Enhancement mode HEMT – Application Note. Technical Report GN001 Application Guide, October 2016. (Cité en pages 8, 11 et 129.)
- [14] Panasonic. GaN – Tr PGA26e19ba. Application Note, Panasonic Semiconductor Solutions Co., Ltd., October 2016. (Cité en page 8.)
- [15] Wenduo Liu, Haihua Zhou, and Eric Persson. Switching Characteristics of Cascode GaN Switches. In *Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of PCIM Europe*

- 2015; *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion*, pages 1–8, May 2015. (Cité en page 8.)
- [16] GaN Systems Inc. GS66508b Datasheet. Technical Report Rev 161101, GaN Systems Inc., 2016. (Cité en pages 9 et 114.)
- [17] Panasonic. PGA26e07ba Datasheet. Technical Report Rev. 003, Panasonic Semiconductor Solutions Co., Ltd., January 2017. (Cité en page 9.)
- [18] Transphorm. Gan FET TPH3205w. Technical report, Transphorm, November 2017. (Cité en page 9.)
- [19] ROHM Co. SCT3060al Datasheet. Technical Report 2017.08-Rev. C, ROHM Co., 2016. (Cité en page 9.)
- [20] Infineon Technologies AG. IPB60r060c7 Datasheet. Technical Report Rev. 2.0, Infineon Technologies AG, November 2015. (Cité en page 9.)
- [21] R. Bosshard and J. W. Kolar. Inductive power transfer for electric vehicle charging : Technical challenges and tradeoffs. *IEEE Power Electronics Magazine*, 3(3) :22–30, September 2016. (Cité en page 13.)
- [22] La recharge des voitures électriques. (Cité en page 13.)
- [23] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya-De La Parra, A. Coccia, N. Butcher, and O. Apeldoorn. Ultra-fast DC-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids. In *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES*, pages 1–8, October 2010. (Cité en page 13.)
- [24] N. Sakr, D. Sadarnac, and A. Gascher. A review of on-board integrated chargers for electric vehicles. In *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, pages 1–10, August 2014. (Cité en page 13.)
- [25] Hussain Shareef, Md. Mainul Islam, and Azah Mohamed. A review of the stage-of-the-art charging technologies, placement methodologies, and impacts of electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 64 :403–420, October 2016. (Cité en page 14.)
- [26] Murat Yilmaz and Philip T. Krein. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5) :2151–2169, May 2013. (Cité en page 14.)
- [27] Huai Wei and Issa Batarseh. Comparison of basic converter topologies for power factor correction. In *Southeastcon'98. Proceedings. IEEE*, pages 348–353. IEEE, 1998. (Cité en page 15.)
- [28] Yong Chen and Wen-ping Dai. Classification and comparison of BPFC Techniques : A review. *PRZEGLAD ELEKTROTECHNI-CZNY, ISSN*, pages 0033–2097, 2013. (Cité en pages 15 et 18.)
- [29] Bin Su, Junming Zhang, and Zhengyu Lu. Totem-Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier With Simple Zero-Current Detection and Full-Range ZVS Operating at the Boundary of DCM/CCM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(2) :427–435, February 2011. (Cité en page 16.)
- [30] Fariborz Musavi, William Eberle, and William G. Dunford. A phase-shifted gating technique with simplified current sensing for the semi-bridgeless AC–DC converter. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 62(4) :1568–1576, 2013. (Cité en page 16.)

- [31] Laszlo Balogh and Richard Redl. Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, pages 168–174. IEEE, 1993. (Cité en page 16.)
- [32] Fariborz Musavi, Wilson Eberle, and William G. Dunford. A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(4) :1833–1843, July 2011. (Cité en page 17.)
- [33] F. Flinders and W. Oghanna. The characteristics of a new model based controller for single phase PWM rectifiers. In *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97*, volume 2, pages 895–900 vol.2, November 1997. (Cité en page 17.)
- [34] Y. Nishida, O. Miyashita, T. Haneyoshi, H. Tomita, and A. Maeda. A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3) :337–343, June 1997. (Cité en page 17.)
- [35] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama. A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7) :2219–2230, July 2010. (Cité en page 17.)
- [36] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4) :724–738, August 2002. (Cité en page 18.)
- [37] T.A. Meynard and H. Foch. Imbricated Cells Multi-Level Voltage-Source Inverters for High Voltage Applications. *EPE Journal*, 3 :99–106, September 2015. (Cité en page 18.)
- [38] B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D.P. Kothari. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(5) :962–981, October 2003. (Cité en page 18.)
- [39] João Paulo M. Figueiredo, Fernando L. Tofoli, and Bruno Leonardo A. Silva. A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter. In *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2010. (Cité en page 18.)
- [40] Qihong Huang and F. C. Lee. Harmonic reduction in a single-switch, three-phase boost rectifier with high order harmonic injected PWM. In *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pages 1266–1271 vol.2, June 1996. (Cité en page 18.)
- [41] Johann W. Kolar and Thomas Friedli. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems - Part I. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1) :176–198, January 2013. (Cité en pages 18 et 19.)
- [42] Sylvain Sanjuan Lechat. Voltage oriented control of three-phase boost PWM converters. 2010. (Cité en page 18.)
- [43] D. Krähenbühl, C. Zwysig, K. Bitterli, M. Imhof, and J. W. Kolar. Evaluation of ultra-compact rectifiers for low power, high-speed, permanent-magnet generators. In *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 448–455, November 2009. (Cité en page 18.)

- [44] Johann W. Kolar, Uwe Drofenik, and Franz C. Zach. VIENNA rectifier II—a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(4) :674–691, 1999. (Cité en page 19.)
- [45] Miniboeck Hartmann, J. Miniboeck, and J. W. Kolar. A three-phase delta switch rectifier for more electric aircraft applications employing a novel PWM current control concept. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pages 1633–1640. IEEE, 2009. (Cité en page 19.)
- [46] Michael Hartmann. *Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft*. PhD thesis, Diss., Eidgen ssische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 19755, 2011, 2011. (Cité en page 19.)
- [47] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5) :518–523, September 1981. (Cité en page 19.)
- [48] Roland Greul, Simon D. Round, and Johann W. Kolar. Analysis and Control of a Three-Phase, Unity Power Factor Y-Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(5) :1900–1911, September 2007. (Cité en page 19.)
- [49] R. Ridley, Siegfried Kern, and B. Fuld. Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, pages 299–305, March 1993. (Cité en page 19.)
- [50] Roland Greul. *MODULARE DREIPHASEN- PULSGLEICHRICHTERSYSTEME*. PhD thesis, Diss., Eidgen ssische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 16370, 2006, 2006. (Cité en page 19.)
- [51] B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D.P. Kothari. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3) :641–660, June 2004. (Cité en page 19.)
- [52] R.L. Steigerwald, R.W. De Doncker, and M.H. Kheraluwala. A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5) :1139–1145, September 1996. (Cité en page 21.)
- [53] A.W. Lotfi, Q. Chen, and F.C. Lee. A nonlinear optimization tool for the full-bridge zero-voltage-switched DC-DC converter. In , *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*, pages 1301–1309 vol.2, June 1992. (Cité en page 21.)
- [54] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter. In *Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 275–284, March 1990. (Cité en pages 21 et 43.)
- [55] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(1) :63–73, January 1991. (Cité en page 22.)
- [56] M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, and E.D. Baumann. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6) :1294–1301, November 1992. (Cité en page 22.)
- [57] Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8) :4091–4106, August 2014. (Cité en page 22.)

- [58] D. De, A. Castellazzi, and A. Lamantia. 1.2kw dual-active bridge converter using SiC power MOSFETs and planar magnetics. In *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*, pages 2503–2510, May 2014. (Cité en page 22.)
- [59] Jean-Paul Ferrieux and François Forest. *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance : principes, composants, modélisation*. Dunod, July 2006. (Cité en pages 23 et 40.)
- [60] R.L. Steigerwald. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(2) :174–182, April 1988. (Cité en pages 23, 40 et 41.)
- [61] S. D. Johnson, A. F. Witulski, and R. W. Erickson. Comparison of resonant topologies in high-voltage DC applications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 24(3) :263–274, May 1988. (Cité en page 23.)
- [62] R. P. Severns. Topologies for three-element resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(1) :89–98, January 1992. (Cité en page 24.)
- [63] J. F. Lazar and R. Martinelli. Steady-state analysis of the LLC series resonant converter. In *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001*, volume 2, pages 728–735 vol.2, 2001. (Cité en page 24.)
- [64] T. Duerbaum. First harmonic approximation including design constraints. In *Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC. Twentieth International*, pages 321–328, 1998. (Cité en page 24.)
- [65] Bo Yang, Rengang Chen, and F. C. Lee. Integrated magnetic for LLC resonant converter. In *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, volume 1, pages 346–351 vol.1, 2002. (Cité en page 24.)
- [66] Junjun Deng, Siqi Li, Sideng Hu, C.C. Mi, and Ruiqing Ma. Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(4) :1581–1592, May 2014. (Cité en pages 24 et 49.)
- [67] Lingxiao Xue, Zhiyu Shen, Mingkai Mu, D. Boroyevich, R. Burgos, B. Hughes, and P. Mattavelli. Bi-directional PHEV battery charger based on normally-off GaN-on-Si multi-chip module. In *2014 Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1662–1668, March 2014. (Cité en page 25.)
- [68] Timothy J. Han, Jared Preston, Seok J. Jang, and David Ouwerkerk. A high density 3.3 kW isolated on-vehicle battery charger using SiC SBDs and SiC DMOSFETs. In *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014 IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2014. (Cité en page 25.)
- [69] Wolfspeed. C2m0080120d Datasheet. Technical Report C2M0080120D Rev. C, Cree Company, October 2015. (Cité en page 25.)
- [70] Bret Whitaker, Adam Barkley, Zach Cole, Brandon Passmore, Daniel Martin, Ty R. McNutt, Alexander B. Lostetter, Jae Seung Lee, and Koji Shiozaki. A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5) :2606–2617, May 2014. (Cité en pages 25, 168, 169 et 170.)
- [71] Wolfspeed. CPMF-1200-S080b Datasheet. Technical Report CPMF-1200-S080B Rev. A, Cree Company, February 2016. (Cité en page 25.)
- [72] B. Li, Q. Li, and F. C. Lee. A novel PCB winding transformer with controllable leakage

- integration for a 6.6kw 500khz high efficiency high density bi-directional on-board charger. In *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 2917–2924, March 2017. (Cité en page 29.)
- [73] F. Krismer, J. Biela, and J.W. Kolar. A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range. In *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, volume 1, pages 599–606 Vol. 1, October 2005. (Cité en page 29.)
- [74] Florian Krismer. *Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies*. PhD thesis, ETH ZURICH, 2010. (Cité en pages 29, 34 et 38.)
- [75] Antoine Caillierez. *Etude et mise en oeuvre du transfert de l'énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement*. Paris Saclay, January 2016. (Cité en page 29.)
- [76] VICOR. Factorized Power Architecture and VI Chips. *800 927.9474*, 1(3) :9. (Cité en page 29.)
- [77] Patrizio Vinciarelli. Factorized power architecture with point of load sine amplitude converters, July 2003. CIB : H02J1/10; H02M3/00; H02M3/28; H02M3/335; H02M3/337; H02M7/00; (IPC1-7) : H02M3/335. (Cité en page 29.)
- [78] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk. Optimal design methodology for LLC resonant converter. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, pages 6 pp.–, March 2006. (Cité en page 52.)
- [79] Francois Beauclair, Jean-Pierre Delvinquier, and Jean Pierre Gros. *Transformateurs et inductances*. Ed. Techniques Ingénieur, 1998. (Cité en pages 60 et 68.)
- [80] Colonel William T. McLyman. *Transformer and inductor design handbook*. Number 121 in Electrical and computer engineering. Marcel Dekker, New York, 3rd ed., rev. and expanded edition, 2004. (Cité en pages 60, 63 et 70.)
- [81] Daniel Sadarnac. *Du composant magnétique à l'électronique de puissance : Analyse, modélisation, conception, dimensionnement des transformateurs, inductances, convertisseurs; Cours et exercices corrigés*. Ellipses Marketing, 2013. Google-Books-ID : d7DbnAEACAAJ. (Cité en pages 60, 63, 64, 65, 82, 83 et 86.)
- [82] J. S. Ngoua Teu Magambo, R. Bakri, X. Margueron, P. LeMoigne, A. Mahe, S. Guguen, and T. Bensalah. Planar Magnetic Components in More Electric Aircraft : Review of Technology and Key Parameters for DC-DC Power Electronic Converter. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, PP(99) :1–1, 2017. (Cité en page 69.)
- [83] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen. Optimal design and tradeoffs analysis for planar transformer in high power DC-DC converters. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 3166–3173, June 2010. (Cité en page 71.)
- [84] Z. Ouyang, J. Zhang, and W. G. Hurley. Calculation of Leakage Inductance for High-Frequency Transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10) :5769–5775, October 2015. (Cité en page 71.)
- [85] M. Saket, N. Shafiei, and M. Ordonez. LLC Converters with Planar Transformers : Issues and Mitigation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP(99) :1–1, 2016. (Cité en page 71.)
- [86] Nigel Springett. A circuit board with a planar magnetic element, May 2004. (Cité en pages 74 et 75.)

- [87] James Roger Booth. Planar transformer having integrated cooling features, November 2000. (Cité en page 75.)
- [88] 3M. PTFE Film With Silicone Adhesive. Datasheet, 3M United Kingdom PLC, January 2000. (Cité en page 78.)
- [89] DU PONT. Kapton - Principales caractéristiques. Technical Report H-38492-1, Du Pont de Nemours. (Cité en page 78.)
- [90] P. L. Dowell. Effects of eddy currents in transformer windings. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 113(8) :1387–1394, August 1966. (Cité en pages 81 et 83.)
- [91] David Meeker. Finite element method magnetics. *FEMM*, 4 :32, 2010. (Cité en page 84.)
- [92] Chas P. Steinmetz. On the law of hysteresis. *Proceedings of the IEEE*, 72(2) :197–221, 1984. (Cité en page 84.)
- [93] S. A. Mulder. Fit formulae for power loss in ferrites and their use in transformer design. pages 345–359, Europe. (Cité en pages 84 et 85.)
- [94] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. W. De Doncker. Calculation of losses in ferro- and ferromagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, volume 3, pages 2087–2092 vol.3, 1999. (Cité en page 84.)
- [95] Ferroxcube. 3f36 Improved performance at low temperature, 2014. (Cité en page 85.)
- [96] GaN System Inc. GS66516b Datasheet. Technical Report Rev 180213, GaN System Inc., 2013. (Cité en page 114.)
- [97] Ventec International Group. VT-4b5 datasheet. Technical Report B8, Ventec International Group, April 2017. (Cité en page 120.)
- [98] CDE Cornell Dubilier. Multilayer Ceramic Capacitors – Performance Characteristics. Technical report, May 2009. (Cité en pages 121 et 123.)
- [99] KEMET. C1210v154kcractu datasheet. Technical report, KEMET Electronics Corporations, June 2017. (Cité en page 128.)
- [100] GaN System Inc. GS66508b-EVBDB GaN E-HEMT Daughter Board and GS665mb-EVB Evaluation Platform. Technical Report Rev. 20160928-1, GaN Systems Inc., September 2016. (Cité en pages 129 et 131.)
- [101] Samtec. CLP Series Datasheet. Technical Report F-218, Samtec, July 2017. (Cité en page 130.)
- [102] Samtec. FTSH Series SMT Datasheet. Technical Report F-218, Samtec, October 2017. (Cité en page 130.)
- [103] GaN Systems. GS66508b. (Cité en page 131.)
- [104] Laird Technologies. T-flex™ 600 Series Thermal Gap Filler. Technical Report T -FLEX600-0707, Laird Technologies. (Cité en page 135.)
- [105] C. U-Yaisom, W. Khanngern, and S. Nitta. The study and analysis of the conducted EMI suppression on power MOSFET using passive snubber circuits. In *2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 561–564, May 2002. (Cité en page 161.)
- [106] S. H. Hosseini and M. Almaleki. Frequency duty cycle control considerations for soft-switching buck chopper. In *Proceedings of the 2003 10th IEEE International Conference*

- on Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003, volume 2, pages 842–845 Vol.2, December 2003. (Cité en page 161.)*
- [107] K. H. Liu and F. C. Lee. Resonant Switches - A Unified Approach to Improve Performances of Switching Converters. In *Telecommunications Energy Conference, 1984. INTELEC '84. International*, pages 344–351, November 1984. (Cité en page 161.)
- [108] M.M. Jovanovic and Y. Jang. State-of-the-Art, Single-Phase, Active Power-Factor-Correction Techniques for High-Power Applications - An Overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(3) :701–708, June 2005. (Cité en page 161.)
- [109] R. E. Strawser, B. T. Nguyen, and M. K. Kazimierczuk. Analysis of a buck PWM DC-DC converter in discontinuous conduction mode. In *Aerospace and Electronics Conference, 1994. NAECON 1994., Proceedings of the IEEE 1994 National*, pages 35–42 vol.1, May 1994. (Cité en page 162.)
- [110] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, and G. Coquery. Design methodology of an interleaved buck converter for onboard automotive application, multi-objective optimisation under multi-physic constraints. *IET Electrical Systems in Transportation*, 5(2) :53–60, 2015. (Cité en page 163.)
- [111] K. Ejjabraoui, C. Larouci, P. Lefranc, and C. Marchand. Presizing Methodology of DC-DC Converters Using Optimization Under Multiphysic Constraints : Application to a Buck Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7) :2781–2790, July 2012. (Cité en page 163.)
- [112] TDK. Film Capacitors - Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP). Technical Report B32774 ... B32778, June 2015. (Cité en page 167.)
- [113] L. Wuidart. Understanding power factor. *AN*, 824 :0795, 2003. (Cité en page 177.)
- [114] G. K. Singh. Power system harmonics research : a survey. *European Transactions on Electrical Power*, 19(2) :151–172, March 2009. (Cité en page 177.)
- [115] AFNOR. Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-2 : limites - Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils inférieur ou égal à 16 A par phase). Technical Report NF EN 61000-3-2, August 2006. (Cité en page 177.)
- [116] AFNOR. Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-12 : limites - Limites pour les courants harmoniques produits par les appareils connectés aux réseaux publics basse tension ayant un courant appelé > 16 A et $< \text{ou} = 75$ A par phase. Technical Report NF EN 61000-3-12, April 2012. (Cité en page 177.)

Titre : Utilisation de transistors GaN pour les chargeurs de véhicule électrique

Mots clés : Transistors GaN, Chargeur, Véhicule électrique, Haute densité de puissance, Transformateur, Convertisseur à résonance

Résumé : Le but de cette thèse est de concevoir un chargeur de véhicule électrique avec une forte densité de puissance car il doit être embarqué dans le véhicule. La thèse se focalise sur le deuxième étage du chargeur qui comporte un transformateur. Cet élément représente une part importante du volume total du convertisseur.

Pour réaliser cela, une nouvelle technologie de transistors est utilisée : les transistors GaN. Ces composants induisent des pertes par commutation plus faibles que les transistors classiquement utilisés ce qui permet d'augmenter la fréquence de découpage. Cette fréquence est un levier pour améliorer la densité de puissance des convertisseurs. Cependant la fréquence est également responsable de pertes dans

d'autres composants comme le transformateur et les inductances. Pour augmenter efficacement cette densité, la topologie du convertisseur doit être conçue pour réduire les contraintes sur ces composants.

La thèse comporte trois parties. Tout d'abord, le comportement des transistors GaN est évalué et différentes topologies sont analysées pour en déduire une structure de chargeur qui minimise les pertes dans le transformateur. Ensuite, un dimensionnement compact de transformateur est réalisé à l'aide d'une étude paramétrique et des simulations par éléments finis. Enfin, un prototype de ce deuxième étage du chargeur est réalisé et testé pour évaluer ses performances et son volume

Title : Use of GaN transistors in electric vehicle chargers

Keywords : GaN transistor, Charger, electric vehicle, high power density, transformer, resonant converter

Abstract : Improvement of power density is a big challenge for embedded electric vehicle chargers. Goal of the study is to reduce the volume of the DC-DC charger which contains a bulky transformer. The key point is to use wide band gap transistors (GaN) to increase the charger switching frequency. High switching frequency can improve power density but the inconvenient is the increase of switching and transformer losses. The PhD dissertation is organized in

three steps. First step is the definition of a charger topology. This topology is optimized to reduce transformer losses. Second part of the study is the theoretical design of a high power density transformer. A complete transformer parametric model is presented with Finite Element Analysis. Third part present the prototype and test results of the charger DC-DC. Electrical behavior, volume and efficiency results are discussed in this part.

