

# **Table des matières**

<b>Résumé .....</b>	<b>III</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>V</b>
<b>Remerciements .....</b>	<b>VII</b>
<b>Table des matières .....</b>	<b>IX</b>
<b>Table des figures.....</b>	<b>XIII</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>XIX</b>
<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 Introduction.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1 Introduction .....</b>	<b>6</b>
<b>1.2 Principe de fonctionnement PAC et ELYZ PEM et modèle électrique de la PAC de la thèse .....</b>	<b>9</b>
1.2.1 Principe de fonctionnement des composants électrochimiques PEM .....	9
1.2.2 Modèle statique - application à une PAC PEM 50kW .....	12
<b>1.3 Chaines de conversion de puissance .....</b>	<b>13</b>
<b>1.4 Axes de recherches et plan de la thèse.....</b>	<b>14</b>
<b>1.5 Conclusion.....</b>	<b>15</b>
<b>Chapitre 2 Apport topologique : convertisseurs ‘miroir’ et multicellulaires .....</b>	<b>17</b>
<b>2.1 Introduction .....</b>	<b>18</b>
<b>2.2 Convertisseur DC-DC non isolé .....</b>	<b>22</b>
2.2.1 Convertisseur de type buck ou boost.....	22
2.2.2 Convertisseur de type double buck/double boost.....	26
2.2.3 Comparaison des énergies entre les deux topologies classiques.....	30
2.2.4 Conclusion.....	31
<b>2.3 Convertisseur ‘miroir’ .....</b>	<b>31</b>
2.3.1 Introduction .....	31
2.3.2 Du convertisseur buck ou boost au convertisseur miroir .....	31
2.3.3 Principales caractéristiques de la topologie miroir .....	38
<b>2.4 Convertisseur miroir buck/miroir boost étudié dans la thèse.....</b>	<b>41</b>
2.4.1 Présentation de la topologie miroir buck/miroir boost.....	41
2.4.2 Fonctionnement.....	42
2.4.3 Fonction de transfert - ratio de conversion.....	44
2.4.4 Contraintes sur les composants de puissance .....	45
2.4.5 Dimensionnement des éléments passifs .....	47

2.4.6	Comparaison des énergies avec les topologies classiques .....	48
2.4.7	Conclusion.....	49
<b>2.5</b>	<b>Conclusion du chapitre .....</b>	<b>49</b>
<b>Chapitre 3 Convertisseur miroir - Partie expérimentale .....</b>		<b>51</b>
<b>3.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>52</b>
<b>3.2</b>	<b>Comparaison expérimentale entre un convertisseur buck et un convertisseur miroir buck pour une application 3.6kW 270V-540V/28V .....</b>	<b>52</b>
3.2.1	Objectifs .....	52
3.2.2	Prototype .....	53
3.2.2.1	Réalisation.....	53
3.2.2.2	Commande .....	53
3.2.3	Mesures .....	53
3.2.4	Rendements .....	54
3.2.4.1	Rendement théorique.....	54
3.2.4.2	Résultats .....	57
3.2.5	Conclusion.....	60
<b>3.3</b>	<b>Convertisseur miroir boost 8 phases avec ICT pour une application pile à combustible 50kW .....</b>	<b>61</b>
3.3.1	Objectifs .....	61
3.3.2	Prototype .....	62
3.3.2.1	Réalisation.....	62
3.3.2.2	ICT .....	63
3.3.2.3	Commande .....	70
3.3.3	Mesures .....	72
3.3.4	Rendements .....	76
3.3.4.1	Rendement théorique.....	76
3.3.4.2	Résultats .....	77
3.3.4.3	Comparaison avec la topologie double boost.....	80
3.3.5	Conclusion.....	82
<b>3.4</b>	<b>Conclusion du chapitre .....</b>	<b>82</b>
<b>Chapitre 4 Apport technologique : composants de puissance au Nitrure de Gallium (GaN) .....</b>		<b>85</b>
<b>4.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>86</b>
<b>4.2</b>	<b>Introduction à la technologie HEMT GaN .....</b>	<b>92</b>
<b>4.3</b>	<b>Caractéristiques des composants GaN utilisés .....</b>	<b>100</b>
4.3.1	Présentation .....	100
4.3.2	Fonctionnement en mode diode .....	102
4.3.3	Commande des composants GaN.....	107
4.3.4	Package LGA .....	110
<b>4.4</b>	<b>Conclusion du chapitre .....</b>	<b>111</b>

<b>Chapitre 5 Convertisseurs buck multicellulaires 5 phases avec transistors GaN .....</b>	<b>113</b>
<b>5.1 Introduction .....</b>	<b>114</b>
<b>5.2 Impact des éléments parasites .....</b>	<b>117</b>
<b>5.3 Conception du convertisseur .....</b>	<b>118</b>
5.3.1 Introduction .....	118
5.3.2 Routage proposé.....	119
5.3.2.1 Maille de puissance - routage conventionnel .....	119
5.3.2.2 Maille de puissance - routage proposé .....	121
5.3.2.3 Maille de commande - routage proposé .....	123
5.3.3 ICT .....	123
<b>5.4 Résultats expérimentaux.....</b>	<b>125</b>
5.4.1 Dispositif expérimental .....	125
5.4.2 Mesures .....	125
5.4.3 Rendement.....	126
5.4.3.1 Energies de commutation .....	126
5.4.3.2 Resultats .....	127
<b>5.5 Conclusion du chapitre .....</b>	<b>128</b>
<b>Conclusion générale et perspectives .....</b>	<b>131</b>
<b>Références .....</b>	<b>133</b>



## **Table des figures**

Figure 1.1 : (a) évolution de la population mondiale (b) évolution du dioxyde de carbone depuis 1958 .....	6
Figure 1.2 : Courbe typique de production photovoltaïque (a) ciel dégagé (b) ciel couvert .....	7
Figure 1.3 : Schéma de principe de la batterie hydrogène couplé à des EnRs.....	8
Figure 1.4 : Schéma de principe d'une cellule élémentaire PEM .....	10
Figure 1.5 : Courbe de polarisation (a) allure typique PAC et ELYZ (b) zone de prédominance des pertes dans une PAC .....	11
Figure 1.6 : Modèle PAC PEM 50kW (a) début de vie (b) fin de vie.....	13
Figure 1.7 : Chaîne de conversion de puissance entre le réseau électrique et le composant électrochimique avec transformateur BF .....	14
Figure 1.8 : Chaîne de conversion de puissance entre le réseau électrique et le composant électrochimique sans transformateur BF.....	14
Figure 2.1 : Ratio de conversion du convertisseur DC-DC en fonction de la tension du bus DC (700V ou 800V) pour la pile à combustible de 50kW considérée dans la thèse.....	18
Figure 2.2 : Convertisseur boost (a) schéma électrique de principe (b) expression du ratio de conversion et du rendement en fonction du rapport cyclique (c) ratio de conversion et rendement en fonction du rapport cyclique.....	19
Figure 2.3 : Convertisseur buck ou boost (a) schéma électrique de principe (b) grandeurs électriques caractéristiques.....	20
Figure 2.4 : Topologie buck ou boost - fonctionnement en boost. Evolutions en fonction du rapport cyclique (a) du ratio de conversion (b) du ratio entre puissance commutée et transférée (c) du rendement selon modèle simplifié .....	21
Figure 2.5 : Topologie buck ou boost - fonctionnement en buck. Evolutions en fonction du rapport cyclique (a) du ratio de conversion (b) du ratio puissance commutée sur puissance transférée (c) du rendement selon modèle simplifié .....	22
Figure 2.6 : Schémas électriques de principe (a) convertisseur boost (b) convertisseur boost entrelacé .....	23
Figure 2.7 : Grandeurs électriques caractéristique (a) convertisseur boost (b) convertisseur boost entrelacé.....	23
Figure 2.8 : Convertisseur boost - séquences de fonctionnement .....	24
Figure 2.9 : Convertisseur double boost (a) schéma électrique de principe (b) grandeurs électriques caractéristiques.....	27
Figure 2.10 : Convertisseur double boost - séquences de fonctionnement .....	28
Figure 2.11 : Convertisseur double boost - grandeurs électriques caractéristiques .....	29
Figure 2.12 : Convertisseur boost (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen .....	32
Figure 2.13 : Convertisseur boost entrelacé (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen.....	32
Figure 2.14 : Variante 2 - schéma électrique de principe.....	33
Figure 2.15 : Modèle moyen (a) variante 2 (b) variante 3 .....	33
Figure 2.16 : Variation 3- schéma électrique de principe .....	33
Figure 2.17 : Convertisseur double boost (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen .....	34
Figure 2.18 : Variation 2-1 - schéma électrique de principe .....	34
Figure 2.19 : Convertisseur miroir boost (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen .....	35
Figure 2.20 : Convertisseur HSP - schéma électrique de principe.....	35

Figure 2.21 : Convertisseur HSP Alstom - Locomotive BB 36000 - schéma du circuit de puissance .....	36
Figure 2.22 : Convertisseur miroir avec macro-cellules - schéma électrique de principe .....	38
Figure 2.23 : Macro-cellule - schéma de principe.....	38
Figure 2.24 : Comparaison des contraintes tension-courant sur les semi-conducteurs - convertisseur miroir buck/miroir boost, convertisseur buck ou boost, convertisseur buck ou boost entrelacé et convertisseur double buck/double boost. ....	39
Figure 2.25 : Comparaison des contraintes tension-courant - convertisseur multicellulaire série, convertisseur parallèle et convertisseur série-parallèle .....	40
Figure 2.26 : Convertisseur miroir buck ou boost avec n sources indépendantes - schéma électrique de principe .....	41
Figure 2.27 : Convertisseur HSP avec n sources indépendantes - schéma électrique de principe.....	41
Figure 2.28 : Convertisseur miroir buck/miroir boost - schéma électrique de principe.....	42
Figure 2.29 : Convertisseur miroir boost - schéma électrique de principe .....	43
Figure 2.30 : Convertisseur miroir boost - grandeurs électriques caractéristiques .....	43
Figure 2.31 : Convertisseur double boost - séquences de fonctionnement .....	44
Figure 2.32 : Convertisseur miroir buck/miroir boost - modèle moyen.....	44
Figure 2.33 : Convertisseur miroir buck/miroir boost et convertisseurs de référence (a) ratio $V_{HV}/V_{LV}$ (b) ratio $V_{LV}/V_{HV}$ .....	45
Figure 2.34 : Contraintes sur les semi-conducteurs en fonction du ratio de conversion - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost (a) contraintes en courant sur les interrupteurs 1-D (b) contraintes en courant sur les interrupteurs D .....	47
Figure 2.35 : Energie totale dans les éléments passifs - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost (a) inductances (b) condensateurs.....	49
Figure 3.1 : Convertisseur (a) miroir buck et (b) buck entrelacé - schéma électrique de principe.....	52
Figure 3.2 : Convertisseur miroir buck 4kW 270V-540V/28V - montage expérimental .....	53
Figure 3.3 : Courants - convertisseur miroir buck (a) conversion 270V vers 28V ( $P_{LV}=1390W$ ) (b) 540V vers 28V ( $P_{LV}=1182W$ ).....	54
Figure 3.4 : IGBT - type de pertes .....	55
Figure 3.5 : IGBT - forme d'ondes idéalisées en commutation dure .....	55
Figure 3.6 : IGBT (a) allure typique $I_C(V_{CE})$ (b) modèle équivalent en conduction.....	55
Figure 3.7 : Diode (a) allure typique $I_D(V_D)$ (b) modèle équivalent en conduction.....	57
Figure 3.8 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - rendements théoriques (prenant en compte seulement les pertes dans les semi-conducteurs) et rendement mesurés - conversion 270V vers 28V et 540V vers 28V - puissance maximale 3.6kW.....	58
Figure 3.9 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - bilan des pertes dans les interrupteurs de puissance - conversion 270V vers 28V- puissance maximale 3.6kW .....	59
Figure 3.10 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - bilan des pertes dans les interrupteurs de puissance - conversion 540V vers 28V- puissance maximale 3.6kW .....	60
Figure 3.11 : Convertisseur boost 8 phases avec ICT monolithique - schéma électrique de principe.....	61
Figure 3.12 : Convertisseur double-boost 8 phases avec ICT monolithique - schéma électrique de principe .....	62
Figure 3.13 : Convertisseur miroir boost 8 phases avec ICT - montage expérimental .....	62
Figure 3.14 : Cellule de commutation - détails .....	63

Figure 3.15 : Convertisseur multicellulaire parallèle de type buck ou boost à n phases entrelacées avec inductances non-couplées.....	64
Figure 3.16 : Convertisseur multicellulaire parallèle de type buck ou boost à 3 phases - allure de principe des principaux courants (a) inductances non couplées (b) inductances couplées .	66
Figure 3.17 : Courbe de tendance - image du volume en fonction du nombre de phase en parallèle (a) inductances non couplées (b) inductances couplées (c) équations .....	68
Figure 3.18 : ICT 8 phases (32cm×18cm×16cm) avec les capteurs de courants montés .....	69
Figure 3.19 : ICT (a) détermination de l'ordre des phases des composants actifs (b) correspondance bobine/cellule de commutation/déphasage des signaux de commande .....	69
Figure 3.20 : Partie commande .....	70
Figure 3.21 : (a) rapports cycliques sur les composants actifs (b) séquences de commande des composants actifs .....	71
Figure 3.22 : Boucle externe - schéma de principe .....	71
Figure 3.23 : Boucle interne - schéma de principe .....	72
Figure 3.24 : Point de fonctionnement à 11kW (a) PAC courbe théorique - convertisseur (b) valeurs théoriques (c) valeurs mesurées.....	72
Figure 3.25 : Puissance de sortie 11kW - courant d'entrée $I_{LV}$ , de sortie $I_{HV}$ et de la phase 2 $I_2$ et tension aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1 $V_{ph1}$ - observation de la composante $6 \cdot f_{réseau}$ de la source de tension .....	73
Figure 3.26 : Puissance de sortie 11kW - courant d'entrée $I_{LV}$ , de sortie $I_{HV}$ et de la phase 2 $I_2$ et tension aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1 $V_{ph1}$ .....	74
Figure 3.27 : Puissance de sortie 11kW - courant de phases (a) $I_1, I_2, I_3, I_4$ (b) $I_1, I_2, I_5, I_6$ ....	74
Figure 3.28 : Puissance de sortie 11kW - (a) mesure des déséquilibres en courant (b) courants des phases $I_1, I_2, I_5, I_6$ .....	75
Figure 3.29 : Puissance de sortie 11kW - tension aux bornes de la source $V_{LV}$ , courant de la source $I_{LV}$ , courants des phases $I_1$ et $I_2$ .....	75
Figure 3.30 : Puissance de sortie 11kW - tension aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1 $V_{ph1}$ , état de la cellule master et durée de l'algorithme .....	76
Figure 3.31 : Capture d'écran de l'outil de dimensionnement d'ICT du laboratoire LAPLACE .....	76
Figure 3.32 : Méthode d'opposition - schéma électrique de principe - mesure des pertes dans les composants.....	78
Figure 3.33 : Rendements théorique et mesuré en fonction (a) de la puissance de la pile à combustible (b) du courant de la pile à combustible.....	78
Figure 3.34 : En fonction de la puissance de la pile à combustible (a) ratio de conversion (b) tension de la pile à combustible .....	79
Figure 3.35 : En fonction de la puissance de la pile à combustible (a) courant de phase (b) tension flottante .....	79
Figure 3.36 : Répartitions des pertes en fonction du courant de sortie et de la puissance de la pile à combustible en début de vie (a) dans une cellule de commutation (b) dans le convertisseur.....	80
Figure 3.37 : Comparaison du rendements théorique et mesuré en fonction de la puissance de la pile à combustible - convertisseur miroir boost et convertisseur double boost.....	80
Figure 3.38 : En fonction de la puissance de la PAC (a) rendement (b) rapport cyclique .....	81
Figure 3.39 : En fonction de la puissance de la PAC (a) pertes dans les semi-conducteurs (b) pertes dans l'ICT .....	81
Figure 3.40 : Puissance commutée en fonction (a) de la puissance de la PAC (b) des pertes des semi-conducteurs.....	82
Figure 3.41 : En fonction de la puissance de la PAC (a) courant commuté (b) tension commutée .....	82

Figure 4.1 : Comparaison des résistances passante à l'état passant - composants Si et GaN ..	86
Figure 4.2 : Structures des composants de type (a) VDMOS (b) LDMOS .....	87
Figure 4.3 : Structures des composants de type (a) TrenchFET (b) NexFET .....	88
Figure 4.4 : Figure de mérite $Q_G \times R_{DS(on)}$ - transistors Si et GaN .....	89
Figure 4.5 : Figure de mérite $Q_{GD} \times R_{DS(on)}$ - transistors Si et GaN .....	90
Figure 4.6 : Structure élémentaire d'un HEMT GaN.....	94
Figure 4.7 : Bande interdite de divers composés semi-conducteurs en fonction de leur paramètre de maille .....	95
Figure 4.8 : Polarisation (a) spontanée et piézoélectrique (b) résultante .....	96
Figure 4.9 : Principe de fonctionnement d'un transistor HEMT GaN 'depletion mode' (a) composant passant (b) composant bloqué.....	96
Figure 4.10 : Figure de mérite $R_{DS(on)} \times Q_G$ - transistors 600V-650V Si et GaN.....	97
Figure 4.11 : Schéma électrique de principe (a) configuration cascode (b) interrupteur GaN avec driver intégré GS50610/20/40 de GaN Systems.....	98
Figure 4.12 : Module iP2010 de IRF (a) boîtier LGA (b) vue intérieure.....	99
Figure 4.13 : Boîtier de composants GaN 650V de GaN Systems (a) PQFN 10mm x 10mm	99
Figure 4.14 : EPC2001 (100V, 25A, 7mΩ , 125°C, 4.1mm x 1.6mm x 0.815mm) (a) boîtier LGA.....	100
Figure 4.15 : Structure d'un transistor GaN 'enhancement mode' de EPC .....	101
Figure 4.16 : EPC2001 (a) $I_D(V_{DS})$ (b) $I_D(V_{GS})$ .....	101
Figure 4.17 : EPC2001 (a) $R_{DS(on)}(V_{GS})$ (b) $C_{OSS}$ , $C_{ISS}$ et $C_{RSS}$ en fonction de $V_{DS}$ .....	101
Figure 4.18 : (a) localisation des capacités parasites dans le transistor GaN FET de EPC (b) modèle équivalent d'un transistor GaN (c) expression de $C_{OSS}$ , $C_{ISS}$ et $C_{RSS}$ en fonction de $C_{GS}$ , $C_{GD}$ et $C_{DS}$ .....	102
Figure 4.19 : Caractéristiques tension inverse $V_{SD}$ en fonction du courant source-drain $I_{SD}$ de composants 100V Si et GaN à 25°C et $T_{jMAX}$ .....	103
Figure 4.20 : Convertisseur buck synchrone (a) schéma électrique (b) visualisation du temps mort .....	103
Figure 4.21 : Formes d'ondes idéalisées de $V_{SW}$ pour différents courants de charge avec un temps mort fixe.....	104
Figure 4.22 : En fonction du courant de la charge $I_{LV}$ (a) allure de la tension $V_{SW}$ (b) énergie au blocage $E_{off}$ .....	106
Figure 4.23 : Résistance passante normée $R_{DS(on)}$ de transistors 100V GaN de EPC à 25°C et $T_{jMAX}$ .....	108
Figure 4.24 : (a) schéma électrique équivalent du circuit RLC (b) schéma électrique de principe du circuit de commande LM5113 de TI.....	108
Figure 4.25 : LM5113 (a) boîtier LLP (4mm×4mm) (b) boîtier LLP – vue au rayon X (c) boîtier μSMD (2mm×2mm) .....	109
Figure 4.26 : Circuit de commande (a) buck (b) buck avec mise en parallèle directe de composants (c) 3 niveaux FC.....	110
Figure 4.27 : Allures des signaux de commande $V_{GS}$ .....	110
Figure 4.28 : Boîtiers de composants GaN (a) EPC - LGA (Linear Grid Array) (b) Fujitsu - BGA (Ball Grid Array) .....	110
Figure 4.29 : Boîtier (a) LFPACK (b) DirectFET .....	111
Figure 5.1 : (a) évolution typique des pertes et de la valeur de l'inductance en fonction de la fréquence de commutation dans un convertisseur buck (b) volume et masse en fonction de la valeur de l'inductance pour des inductances discrètes du commerce .....	114
Figure 5.2 : Schéma de principe - convertisseur buck synchrone 5 phases avec un Transformateur Inter-Cellules monolithique en échelle.....	115



Figure 5.3 : Energie de commutation mesurée en fonction du courant commuté à 28V avec 1, 2 et 4 composants 100V GaN en parallèle direct .....	116
Figure 5.4 : Convertisseur buck synchrone multicellulaires avec les inductances parasites $L_{loop}$ et $L_{cs}$ .....	117
Figure 5.5 : Images 3D de la carte de puissance (a) association de plusieurs cartes refroidies par convection forcée (b) vue éclatée de la solution thermique envisagée .....	118
Figure 5.6 : Image 3D de la carte de puissance – vue en coupe du PCB .....	119
Figure 5.7 : Maille de commutation verticale (a) vue de dessus (b) vue de dessous (c) vue de coté .....	120
Figure 5.8 : Maille de commutation lateral (a) vue de dessus (b) vue de coté.....	121
Figure 5.9 : BoardGaN500 (110mm×62mm, 51g) avec des composants eGaN FETs EPC1001, circuit de commande LM5113 et circuit magnétique intégré réalisé sur mesure (a) photo de la carte de puissance – vue de dessus (b) image 3D avec un dissipateur commun monté.....	122
Figure 5.10 : Routage de la cellule de commutation proposé (a) vue de dessus (b) vue de coté .....	122
Figure 5.11 : Tension drain-source $V_{DS}$ du composant synchrone à différentes tension et courant commutés ( $f_{sw}=300kHz$ , $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5MHz$ , $t_{temps\ mort}=15ns$ ) .....	123
Figure 5.12 : Transformateur inter-cellules (ICT) réalisé sur mesure à partir de barreau de ferrite Epcos N87 .....	124
Figure 5.13 : Comparaison des courants de phases mesurés et simulés .....	124
Figure 5.14 : Dispositif expérimental - carte de puissance GaN 5 phases et carte d'interface .....	125
Figure 5.15 : Formes d'ondes expérimentales - conversion 48V vers 24V .....	126
Figure 5.16 : (a) allure de la capacité de sortie $C_{OSS}$ simplifiée et charges $Q_{OSS}$ associées en fonction de la tension drain source $V_{DS}$ (b) énergie de commutation à différentes tensions commutées en fonction du courant commuté.....	127
Figure 5.17 : Comparaison des rendements mesuré et theorique à différentes tension $V_{LV}$ en fonction du courant $I_{LV}$ ( $V_{HV}=48V$ , $f_{sw}=300kHz$ , $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5MHz$ , $t_{temps\ mort}=15ns$ ).....	127
Figure 5.18 : Répartition des pertes à différentes tension $V_{LV}$ en fonction du courant $I_{LV}$ ( $V_{HV}=48V$ , $f_{sw}=300kHz$ , $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5MHz$ , $t_{temps\ mort}=15ns$ ) .....	128



## **Liste des tableaux**

Tableau 1-1 : PAC PEM 50kW - paramètres .....	13
Tableau 2-1 : Puissance commutée, puissance transférée et rendement - synthèse des équations en jeux.....	20
Tableau 2-2 : Convertisseur boost - synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs .....	24
Tableau 2-3 : Convertisseur boost entrelacé - synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs.....	25
Tableau 2-4 : Convertisseur boost - dimensionnement de l'inductance .....	25
Tableau 2-5 : Convertisseur buck/ boost - dimensionnement du condensateur .....	25
Tableau 2-6 : Convertisseur double boost - synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs .....	29
Tableau 2-7 : Convertisseur double boost - dimensionnement des inductances.....	30
Tableau 2-8 : Convertisseur double boost - dimensionnement des condensateurs .....	30
Tableau 2-9 : Convertisseur miroir boost - synthèse des contraintes tension-courant sur les semi-conducteurs.....	45
Tableau 2-10 : Synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs en fonction du ratio de conversion - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost.....	46
Tableau 2-11 : Convertisseur miroir boost - dimensionnement des inductances.....	47
Tableau 2-12 : Convertisseur miroir boost - dimensionnement des condensateurs .....	48
Tableau 2-13 : Energie totale dans les éléments passifs - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost - équations.....	49
Tableau 3-1 : Module 2MBI300U2B-060 (600V, 300A) - paramètres intrinsèques de l'IGBT .....	57
Tableau 3-2 : Module 2MBI300U2B-060 (600V, 300A) - paramètres intrinsèques de la diode .....	57
Tableau 3-3 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - synthèse des contraintes courants tensions sur les composants de puissance - conversion 270V vers 28V - puissance maximale 3.6kW .....	58
Tableau 3-4 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - synthèse des contraintes courants tensions sur les composants de puissance - conversion 540V vers 28V - puissance maximale 3.6kW .....	59
Tableau 3-5 : Cellule de commutation - paramètres des composants commandés .....	77
Tableau 4-1 : Liste des composants comparés Si et GaN .....	90
Tableau 4-2 : Comparaison des propriétés électriques des semi-conducteurs Si et à large bande interdite à 300K .....	93
Tableau 4-3 : Liste des composants 600V comparés Si et GaN .....	97
Tableau 4-4 : Résistances et inductances parasites de différents boîtiers à 1MHz .....	111
Tableau 5-1 : Comparaison de valeurs typiques de composants GaN et silicium 100V .....	115



# Introduction Générale

---

Les Hommes ne peuvent échapper à la finitude des ressources. En opposition aux énergies renouvelables dont l'approvisionnement est garanti à l'échelle humaine, les énergies fossiles (pétrole, gaz, charbon) sont épuisables. Dans le même temps, il est impossible de freiner les aspirations personnelles et collectives et le désir d'une vie meilleure conduisant à l'élévation du niveau de vie de pays dont l'influence économique et politique est de moins en moins discutable tel que les pays de la BRICS (Brésil, Russie, Inde, Chine, Afrique du Sud). Combiné à des besoins grandissants, l'augmentation de la pression démographique met à rude épreuve les ressources de la terre. Enfin, le réchauffement climatique dont la cause est principalement anthropique vient remettre en question nos choix énergétiques dans un certain nombre de domaines tel que la production de l'énergie électrique, les transports ou l'habitat.

Ce contexte général est favorable au développement des énergies renouvelables (EnR). Actuellement tributaires des politiques publiques (le prix de rachat de l'électricité est fréquemment fixé par les états), les sources de production renouvelables (éolien, solaire, marémotrice, etc.) possèdent un caractère intermittent car leur production dépend des aléas météorologique. Cette spécificité des sources de production renouvelables s'avère problématique pour le matériel et la gestion des réseaux électriques. En effet, la production des EnRs est rarement en adéquation avec la consommation. Pour faire face aux fluctuations et au manque de prévisibilité de la production, il est nécessaire de coupler ces sources avec des éléments de stockage. De nombreuses technologies de stockage existent, l'une d'elles, très prometteuse pour le stockage de l'énergie électrique à grande échelle est la batterie hydrogène.

Le couplage d'un système de stockage hydrogène avec les EnRs offre l'avantage de pouvoir stocker des quantités importantes d'énergie. Cette solution permet de produire de l'hydrogène par électrolyse de l'eau lors des périodes de surproduction renouvelable, puis d'utiliser cet hydrogène pour produire de l'électricité via une pile à combustible. Couplée avec une source d'énergie renouvelable, la solution de stockage hydrogène n'est pas génératrice de gaz à effet de serre. Le premier point fort de cette technologie est le découplage entre la puissance et l'énergie du système. La puissance est limitée par le dimensionnement de la pile à combustible et de l'électrolyseur alors que l'énergie stockée dépend de la taille des réservoirs des gaz. A température et pression constantes, plus le réservoir est volumineux plus la quantité d'énergie stockée est grande. Le second avantage de cette technologie est que l'électrolyseur qui produit l'hydrogène à partir de l'électricité peut être d'une puissance différente de la pile à combustible qui produit l'électricité à partir du gaz stockée. Ce degré de liberté peut par exemple être mis à profit pour adapter le dimensionnement de l'électronique de puissance lorsque la durée des périodes de charge et de décharge est différente. Ces points forts offrent une certaine souplesse dans la conception de la solution de stockage permettant de s'adapter à différents types de besoin.

Les piles à combustible (PAC) et les électrolyseurs (ELYZ) possèdent une caractéristique très basse tension fort courant. Par exemple, cela se caractérise dans le cas de la pile à combustible PEM (pile à combustible à Membrane Echangeuse de Protons, PEM dans la littérature 'Proton Exchange Membrane') utilisée comme hypothèse de travail dans la thèse par une tension de 70V et un courant fourni de 715A (en début de vie) pour une puissance de 50kW au point de fonctionnement nominal. La nature basse tension de cet élément pénalise

les performances des chaînes de conversion électrique permettant de les connecter au réseau électrique. Cette baisse de performance se traduit par une réduction de l'autonomie du système de stockage lorsqu'il fournit de l'énergie et augmente le coût de fonctionnement du système de stockage dans son ensemble.

Le travail de cette thèse a développé deux axes de recherches en vue d'améliorer le rendement des chaînes de conversion entre les composants électrochimiques (PAC et ELYZ) et le réseau électrique. Aspect essentiel dans l'industrie, le coût des systèmes de conversion d'énergie n'est pas ici traité directement. Néanmoins, cet aspect n'est pas oublié avec un intérêt particulier porté sur les énergies stockées dans les éléments passifs des convertisseurs (réduire les énergies dans les inductances et les condensateurs des convertisseurs réduit le coût du système) et sur le coût des nouveaux composants de puissance. Le premier axe de recherche est consacré à l'étude d'une topologie innovante adaptée aux composants électrochimiques, le deuxième axe de recherche est orienté technologie avec l'étude de nouveaux composants de puissance au nitrure de gallium (GaN). Reflétant les deux axes de recherche, le manuscrit se compose de cinq chapitres :

- Chapitre 1 : Introduction
- Chapitre 2 : Apport topologique : convertisseurs 'miroir' et multicellulaires
- Chapitre 3 : Convertisseur miroir - Partie expérimentale
- Chapitre 4 : Apport technologique : composants de puissance - Nitrure de Gallium (GaN)
- Chapitre 5 : Convertisseurs buck multicellulaires 5 phases avec transistors GaN

Très largement traité dans la littérature scientifique, les PACs et les ELYZs de type PEM sont très brièvement présentés dans ce manuscrit. De nombreux travaux de recherche ont été réalisés au laboratoire LAPLACE sur cette thématique ces dernières années. Les trois dernières thèses soutenues traitent de la caractérisation et de la modélisation de PAC et ELYZ PEM à conditions opératoires variables en vue de leurs associations [1], de l'hybridation de PAC par des super condensateurs pour le domaine de l'aéronautique [2], de la modélisation et de la caractérisation génériques de PAC et ELYZ PEM [3].

La première partie du Chapitre 1 rappelle succinctement le contexte énergétique actuel et l'intérêt de coupler les EnRs avec un système de stockage. Puis le principe du stockage de l'énergie électrique sous forme hydrogène à partir de sources d'énergies décarbonées est présenté. La seconde partie du chapitre introduit les chaînes de la conversion qui connectent les sources électrochimiques (PAC et ELYZ) au réseau électrique. La suppression du transformateur d'isolement galvanique typiquement employé en amont de l'installation conduit à l'emploi de convertisseur DC-DC à haut rapport de conversion afin de s'adapter aux caractéristiques basse tension fort courant des PACs et ELYZs utilisés comme hypothèse de travail dans la thèse. Le chapitre se termine par la présentation des axes de recherches de la thèse et de leurs transpositions dans le manuscrit de thèse.

Le Chapitre 2 et le Chapitre 3 traitent de l'aspect topologie de la thèse. L'introduction du premier chapitre montre la nécessité de l'emploi non standard de cellules de commutation afin de créer un convertisseur multicellulaire à haut rendement à fort ratio de conversion. Le ratio de conversion du convertisseur est défini par le rapport de la tension la plus élevée entre la tension d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sur la plus basse des deux tensions. La suite du chapitre présente et compare les caractéristiques de la topologie miroir avec les convertisseurs série et parallèle conventionnelles. La comparaison du produit des contraintes

courant-tension commutées, image des pertes, montre la supériorité théorique des performances de la topologie miroir dans le cas général multiniveaux à fort ratio de conversion. La fin du chapitre détaille le dimensionnement et les caractéristiques de la topologie miroir dans le cas de macro-cellule de commutation 2 niveaux.

Le Chapitre 3 présente deux expérimentations qui valident les performances attendues de la topologie miroir. La première expérimentation met en œuvre la structure miroir dans une configuration abaisseur de tension avec les niveaux de tensions probablement utilisées dans les ‘avions plus électriques’ (540V-270V vers 28V, 3.6kW). Les relevés expérimentaux et les mesures de rendement sont effectués en boucle ouverte. En utilisant les mêmes composants de puissance, la comparaison avec une structure parallèle montre les meilleures performances de la topologie miroir. La seconde expérimentation met en œuvre le convertisseur miroir dans la configuration élévateur de tension avec une source de tension émulant la pile à combustible de 50kW présentée dans le chapitre d’introduction connecté à un réseau continu 700V. Les 8 phases du convertisseur sont magnétiquement couplées et la commande est réalisée en boucle fermée. Le rendement mesuré de la structure miroir est meilleur que celui de la topologie série ce qui vient confirmer la partie théorique.

Le Chapitre 4 et le Chapitre 5 développe la partie technologie de la thèse. L’introduction sur les composants GaN présente à la fois un point de vue semi-conducteur et un point de vue électronique de puissance. Récents, les composants GaN sont mal connus des électroniciens de puissance, raison pour laquelle la thèse présente quelques éléments pour comprendre les défis auxquels doivent faire face les fabricants de composants de puissance GaN et ainsi permettre de mieux anticiper les prochaines évolutions.

Le Chapitre 4 commence par rappeler les remarquables propriétés du matériau GaN. Ces propriétés laissent présager des composants possédant de meilleures caractéristiques électriques que les composants silicium actuels qui sont une technologie mature. Possédant une structure latérale et utilisant un gaz bidimensionnel d’électron pour la conduction, les composants GaN sont naturellement de type normalement fermé. Les performances des composants GaN actuellement ou prochainement disponibles sont présentées et comparées avec les meilleurs composants silicium du marché. Les choix technologiques des composants 600V sont discutés. La dernière partie du chapitre présente les caractéristiques des composants GaN mise en œuvre dans la partie expérimentale. La partie commande, le mode de conduction en inverse ainsi que l’absence de boîtier sont commentés car ces nouveaux composants très performants pouvant fonctionner à haute fréquence de commutation nécessitent quelques précautions de mise en œuvre afin de ne pas dégrader le rendement et de fonctionner en sécurité.

Le Chapitre 5 explore la mise en œuvre de composants de puissance GaN 100V. Un convertisseur abaisseur de tension de type buck multicellulaires 5 phases entrelacées avec un coupleur magnétique intégré dans le PCB est présenté. Intégralement conçu au laboratoire LAPLACE et réalisé avec les moyens de la plateforme 3DPHI, ce convertisseur a permis d’illustrer les défis technologique et scientifique de l’emploi des composants GaN. Le chapitre souligne la criticité de la conception de la carte électronique de puissance. Sensible aux mailles de commutation et de commande, le rendement et la sécurité de fonctionnement du convertisseur peuvent être détériorés si une attention particulière n’est pas portée au routage de la carte de puissance. Une solution optimale résultant d’un compromis entre la minimisation de la maille de commutation et l’éventuelle utilisation d’un dissipateur commun

à tous les composants est présentée. Les relevés expérimentaux sur le prototype démontrent le fort potentiel de cette technologie.

*Ce travail a fait l'objet d'une collaboration avec la société AREVA stockage d'énergie (anciennement HELION).*



# **Chapitre 1**

## **Introduction**

## 1.1 Introduction

Le contexte actuel est favorable au développement des énergies renouvelables (EnRs). Développé par la suite, le couplage des EnRs (principalement éolien et solaire) avec des éléments de stockage semble nécessaire afin de s'affranchir de la discontinuité et du manque de prévisibilité de la production d'énergie électrique des EnRs. Parmi les différentes technologies existantes, la batterie à hydrogène se dégage comme une solution prometteuse. Pouvant délivrer de l'énergie électrique à partir d'hydrogène pendant quelques heures ou jusqu'à plusieurs jours en fonction du dimensionnement du réservoir d'hydrogène, la puissance fournie par le système de stockage peut aller typiquement du kilowatt au mégawatt. Ce découplage puissance-énergie est l'un des points forts de la technologie hydrogène.

Les points suivants reviennent sur le développement des EnRs, le couplage des EnRs avec un élément de stockage et la batterie hydrogène.

- Un contexte favorable au développement des EnRs

Le caractère fini des énergies fossiles (gaz, charbon, pétrole) est souvent abordé par la question du 'peak-oil' - moment où la production mondiale de pétrole a/aura atteint son maximum -. Mais cette question est finalement secondaire. Au-delà de la quantité d'énergie fossile restante et du coût de production toujours plus cher des énergies fossiles, le constat est que les énergies fossiles sont rares et épuisables ce qui impose l'utilisation de nouvelles sources d'énergies alternatives.

Parallèlement à la raréfaction des énergies fossiles, la pression démographique continue de s'accroître sur la terre. La Figure 1.1 montre une estimation de la population d'après des données compilées des Nations Unies et du Bureau du recensement des Etats-Unis. Estimé par les Nations Unies, 6 milliards d'individus peuplaient la terre en 1999. La population mondiale a atteint 7 milliards en 2012 et les projections prédisent plus de 8 milliards d'être humain, demain, en 2025. Cette population, majoritairement dans les pays de la zone BRICS (Brésil, Russie, Inde, Chine, Afrique du Sud) aspire à son bien-être et à l'amélioration de ses conditions de vie. L'une des premières conséquences de l'augmentation du niveau de vie de ces populations est l'accroissement des contraintes sur les ressources de la terre, ressources dont les énergies fossiles font parties. Autre conséquence, l'industrialisation, l'urbanisation, la déforestation et l'emploi massif d'énergie fossile accentuent les rejets humains en gaz à effet de serre (Figure 1.1).

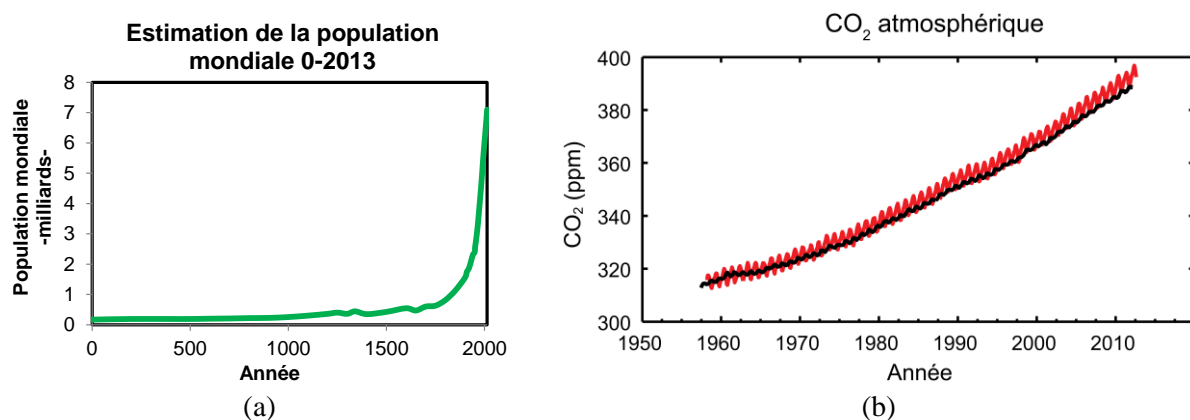


Figure 1.1 : (a) évolution de la population mondiale (b) évolution du dioxyde de carbone depuis 1958

Confirmé par le cinquième rapport (RE5, 2013-2014) du Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC) les activités humaines contribuent au changement climatique. Depuis 1880, la température globale moyenne de la Terre a augmenté de  $0.8^{\circ}\text{C}$ . La principale cause avancée est l'augmentation de la concentration atmosphérique en gaz à effet de serre provoquée par l'utilisation intensive des énergies fossiles. Tirée du RE5, la Figure 1.1 montre la mesure des concentrations atmosphériques du dioxyde de carbone  $\text{CO}_2$  effectués à Mauna Loa (en rouge) et au pôle Sud (en noir) depuis 1958. L'utilisation de sources d'énergies décarbonées est essentielle afin de réduire les bouleversements climatiques annoncés.

Ajouté à la finitude des ressources fossiles, à l'augmentation de la population mondiale, à l'augmentation du niveau de vie et au réchauffement climatique lié à l'utilisation des énergies fossiles par l'Homme, les zones en situation d'instabilité ou de conflit armé dans les régions exportatrices de combustible fossile aggravent la situation et tendent les marchés des énergies fossiles (aidé en cela par la spéculation sur les matières premières des marchés financiers). L'approvisionnement énergétique et donc l'indépendance énergétique des états est stratégique et requière des politiques énergétiques adaptées.

Le précédent panorama montre l'intérêt indéniable des énergies renouvelables. Bien que difficilement quantifiable à l'échelle mondiale, le taux de pénétration des EnRs va s'accroître. En France, le Commissariat général au développement durable (CGDD) indique dans son dernier rapport trimestriel (troisième trimestre 2013) que le parc éolien totalise 7 971MW de puissance installée et 4 113MW de puissance installée de solaire photovoltaïque. Ces puissances sont à mettre en perspectives au 128 061MW de puissance installée totale du parc de production (chiffres RTE au 31/12/2013) et à l'objectif du Grenelle de l'environnement qui fixe pour 2020 à 5 400MW de solaire photovoltaïque et 25 000MW d'éolien installé. Les énergies renouvelables assurent une production locale d'énergie non carbonée qui répond au désir d'indépendance énergétique des états avec des sources non épuisables et non émettrices de gaz à effet de serre.

- Couple EnRs et stockage de l'énergie électrique

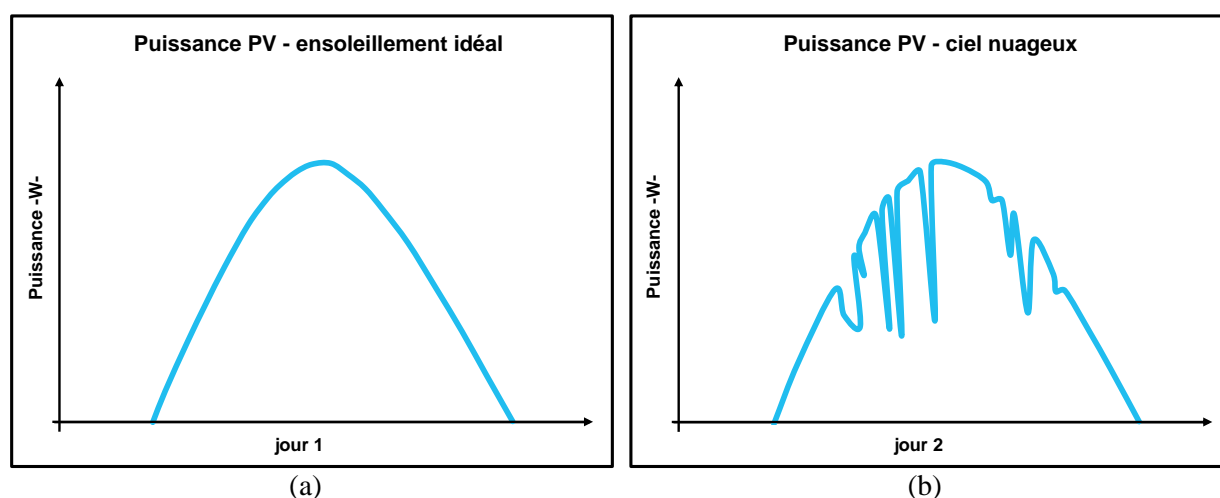


Figure 1.2 : Courbe typique de production photovoltaïque (a) ciel dégagé (b) ciel couvert

Les EnRs et le stockage de l'énergie électrique sont indissociables. En effet, la fluctuation importante de la production d'électricité des EnRs est problématique pour les équipements de distribution et la gestion des réseaux électriques (exemple de la production d'électricité de

panneaux photovoltaïques à la Figure 1.2). Dépendant des aléas météorologiques, la production des EnRs est difficilement prévisible et rarement concomitante avec la demande. Afin de lisser la production ou de fournir de l'énergie lorsque cela est nécessaire, le couplage des EnRs avec une solution de stockage est nécessaire.

- Solutions du stockage de l'énergie électrique : batterie hydrogène

Le principe de fonctionnement de la batterie hydrogène est le suivant (Figure 1.3) : en période de surproduction, l'électrolyseur fonctionne et produit de l'hydrogène et de l'oxygène stockés dans des réservoirs [4]. En période de forte demande d'électricité ou pour lisser la production des EnRs, la pile à combustible convertit l'hydrogène stockée en électricité.

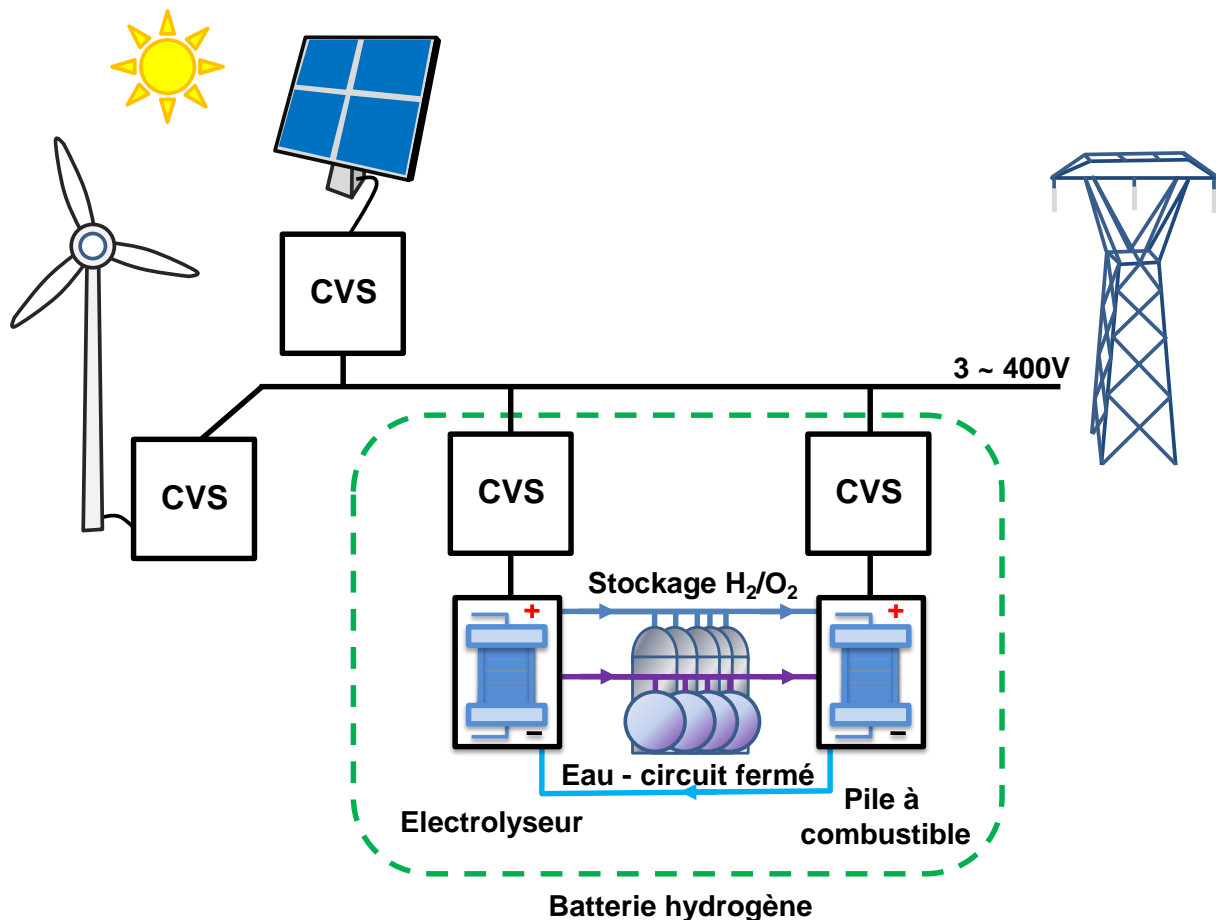


Figure 1.3 : Schéma de principe de la batterie hydrogène couplée à des EnRs

Parmi les différentes technologies de stockage de l'énergie électrique, la batterie hydrogène se dégage comme une solution prometteuse (se référer à la thèse de F. Gailly pour un état de l'art des éléments de stockage [5]). Généré à partir de source non carbonée, le vecteur hydrogène est non générateur de gaz à effet de serre. En effet, produire de l'hydrogène à partir de l'électrolyse de l'eau puis fournir de l'électricité à partir de cet hydrogène ne génère que de l'eau et de la chaleur. Le rendement électrique du système de stockage atteint 30-40% ; avec la valorisation de la chaleur, l'efficacité du système de stockage atteint 60-70%.

Un autre avantage de la batterie hydrogène est le découplage entre l'énergie et la puissance du système. L'énergie de la batterie hydrogène dépend du dimensionnement de l'élément de stockage. Tant que la PAC est alimentée en gaz, elle fournit de l'électricité. La puissance dépend du dimensionnement des chaînes de conversions. Les éléments électrochimiques (PAC et ELYZ) et leurs chaînes de conversion respectives peuvent être dimensionnés pour des puissances différentes. Cela peut être intéressant, par exemple, lorsque les durées de charge et de décharge du système de stockage diffèrent. Ces particularités offrent une grande souplesse dans le dimensionnement de la batterie hydrogène.

Contrairement au STEP (barrage hydraulique, Station de Transfert d'Energie par Pompage) et au CAES (air comprimé, 'Compressed Air Energy Storage'), la pile hydrogène n'est pas dépendante de sa situation géographique et peut s'implanter en environnement urbain (l'absence de bruit lors des transformations est un atout), industriel ou rural.

Le principal frein au développement de la solution batterie hydrogène est actuellement son coût d'achat. En ce sens, les projets précurseurs actuels qui fleurissent vont dans le bon sens [5]. Ces projets permettent d'améliorer certains aspects techniques critiques (fiabilité de fonctionnement et durée de vie des éléments électrochimiques) et le coût du système. Au niveau national, deux projets couplant panneaux photovoltaïque et batterie hydrogène PEM peuvent être cités : plateforme MYRTE en Corse qui associe AREVA, le CEA et l'université de Corse (560kWc de panneaux photovoltaïques) et prochainement, la batterie hydrogène conteneurisée Greenergy Box d'AREVA de la Croix Valmer (35kWc de panneaux photovoltaïques).

- Approche proposée

L'objectif principal de ce chapitre est de présenter le fonctionnement de la batterie hydrogène ainsi que le principe de fonctionnement de la pile à combustible PEM et de l'électrolyseur PEM. Le caractère particulier basse tension fort courant des composants électrochimiques est souligné. La caractéristique tension courant de la pile à combustible 50kW utilisée comme hypothèse dans la thèse est introduite. Enfin, ce chapitre montre la nécessité de l'emploi d'un convertisseur DC-DC à fort ratio de conversion et haut rendement dans la chaîne de conversion entre le réseau électrique et les composants électrochimiques ne comportant pas de transformateur BF (Basse Fréquence).

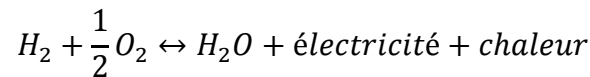
## **1.2 Principe de fonctionnement PAC et ELYZ PEM et modèle électrique de la PAC de la thèse**

Le principe d'une cellule élémentaire et sa version empilée appelé 'stack' est introduit pour les composants électrochimiques PEM. Fonctionnant à basse pression (typiquement PAC : 1-5bars, ELYZ : 1-50bars) et basse température (70°C-80°C), la tension aux bornes des éléments électrochimiques PEM est proportionnelle au nombre de cellules élémentaires mises en série et le courant est proportionnel à la surface active. La courbe de polarisation, autrement dit la caractéristique tension courant, de la pile à combustible utilisée comme hypothèse de travail est présentée.

### **1.2.1 Principe de fonctionnement des composants électrochimiques PEM**

A la manière des convertisseurs buck et boost qui diffèrent seulement par le sens de transfert de l'énergie électrique (§2.2.1), la pile à combustible et l'électrolyseur sont des

composants électrochimiques siège de la même réaction électrochimiques mais dont le sens de transformation diffère. L'électrolyseur produit de l'hydrogène, de l'oxygène et de la chaleur à partir de l'électricité et de l'eau. Cette réaction est exothermique en pratique car la réaction endothermique décrite dans l'équation réversible ne tient pas compte des pertes. La pile à combustible génère de l'électricité, de la chaleur et de l'eau à partir de l'hydrogène et de l'oxygène. La réaction globale pour les deux composants s'écrit :

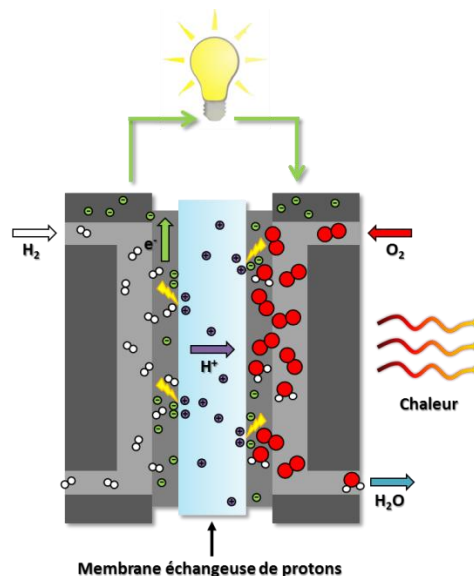


Les électrodes sont le siège de deux demi-réactions d'oxydoréduction :

- Electrode négative :  $H_2 \leftrightarrow 2H^+ + 2e^-$
- Electrode positive :  $\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \leftrightarrow H_2O$

La séparation des deux composants électrochimiques PAC et ELYZ se justifie car l'optimisation de leurs performances se traduit par des cœurs différents (AME Assemblage Membrane Electrode ou MEA 'Membrane Electrode Assembly'). L'épaisseur de la membrane est habituellement plus épaisse en ELYZ qu'en PAC. Les électrodes ont des propriétés contraires (électrode de type hydrophobe pour la PAC et hydrophile pour ELYZ) ce qui se traduit par une constitution différente. La quantité et le type de catalyseur peut être différent (les catalyseurs sont typiquement du platine hormis à l'électrode positive de l'ELYZ qui est usuellement de l'oxyde d'iridium). Contrairement aux batteries ou aux piles traditionnelles, la pile à combustible et l'électrolyseur fournissent de manière continue de l'électricité ou du gaz tant qu'ils sont alimentés.

La Figure 1.4 illustre le fonctionnement d'une cellule élémentaire d'une pile à combustible PEM.

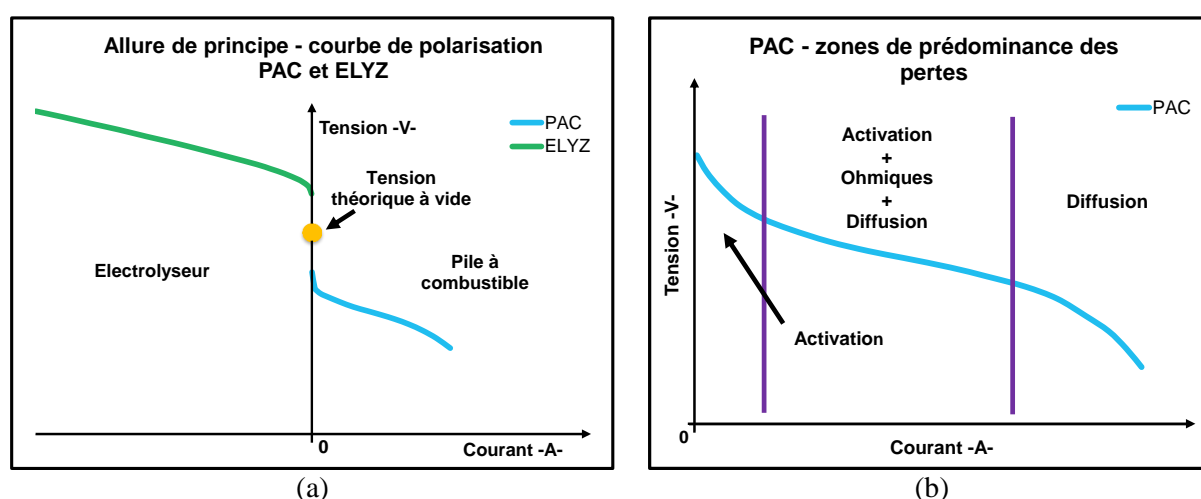


**Figure 1.4 : Schéma de principe d'une cellule élémentaire PEM**  
figure extraite de la thèse [1]

Dans le cas de la PAC, l'anode (oxydation de l'hydrogène) est l'électrode négative et la cathode (réduction de l'oxygène) est l'électrode positive. La polarité des électrodes est inversée dans le cas de l'électrolyseur, l'anode est l'électrode positive (dégagement de l'oxygène) et la cathode est l'électrode négative (dégagement de l'hydrogène).

L'électrolyte qui sépare les deux électrodes est une membrane acide polymère qui est à la fois un bon conducteur protonique, un bon isolant électronique et est imperméable aux gaz. Couramment employé, le Nafion<sup>®</sup> de DuPont ne supporte pas une température supérieure à 90°C, raison pour laquelle la température de fonctionnement est régulée et est de l'ordre de 70°C-80°C. Les molécules d'hydrogène  $H_2$  sont dissociées en protons et électrons à l'anode. Les protons  $H^+$  traversent la membrane alors que les électrons  $e^-$  passent d'une électrode à l'autre via un circuit électrique extérieur. Le courant électrique circule grâce aux plaques collectrices ou plaques bipolaires. Celles-ci assurent le passage des fluides et le refroidissement de la cellule qui dégage de la chaleur. Les plaques bipolaires sont typiquement en graphite ou métalliques. A la cathode, les électrons, les protons et l'oxygène se combinent pour former des molécules d'eau.

La tension aux bornes d'une cellule élémentaire est faible. Typiquement, la tension de fonctionnement est de l'ordre de 0.6V-0.7V au point de fonctionnement nominal pour la pile à combustible et de l'ordre de 1.8V-2V pour l'électrolyseur. La Figure 1.5 montre l'allure typique de polarisation d'une pile à combustible et d'un électrolyseur. La courbe de polarisation de la pile à combustible est représentée en convention générateur (courbe en bleu) avec un courant positif, la caractéristique de polarisation de l'électrolyseur est représentée en convention récepteur (courbe en vert) avec un courant négatif. Les pertes dans les composants se manifestent par des chutes de tension dans le cas de la pile à combustible et par des surtensions dans le cas de l'électrolyseur. La caractéristique tension courant des éléments électrochimiques est d'autant plus éloignée de la tension réversible que le courant est élevé (la tension théorique à vide est égale au potentiel de Nernst, soit 1.23V dans les conditions standards de pression et de température 1atm 25°C). La Figure 1.5 montre les différentes zones de prédominance des pertes (se référer à la thèse de O. Raillères pour le détail des pertes et des phénomènes mis en jeu [3]).



**Figure 1.5 : Courbe de polarisation**  
 (a) allure typique PAC et ELYZ (b) zone de prédominance des pertes dans une PAC

Afin d'augmenter la tension des éléments élémentaires, les cellules élémentaires sont mises en série au sein d'un empilement appelé 'stack', les circuits de refroidissement sont mis



en parallèle. En supposant la caractéristique des cellules élémentaires identiques, la tension aux bornes du stack est  $n_{stack}$  fois égale à la tension d'une cellule élémentaire, avec  $n_{stack}$  le nombre de cellules élémentaires en série. Dans la pratique, les stacks peuvent utiliser jusqu'à environ 100 ou 150 cellules pour des raisons principalement mécaniques. Pour un stack de pile à combustible de 100 cellules, la tension à vide sera typiquement de l'ordre de 100V à vide et de 60-70V au point de fonctionnement nominal. Pour un stack d'électrolyseur, la tension à vide sera de l'ordre de 140V pour une tension de 180V-200V au point de fonctionnement nominal.

Le courant fourni par une cellule élémentaire dépend de la surface active. Pour une densité de courant donnée (typiquement 1-2A/cm<sup>2</sup> pour les PACs et ELYZs PEM), le courant total est proportionnel à la surface active. Pour des raisons financières, des surfaces de plusieurs centaines de centimètres carrés sont privilégiées.

Les stacks pile à combustible et électrolyseur de forte puissance ont donc une caractéristique basse tension fort courant compte tenu des contraintes de réalisation et de coût.

### 1.2.2 Modèle statique - application à une PAC PEM 50kW

La tension aux bornes d'une cellule élémentaire peut être définie par l'expression [6] :

$$V_{cellule} = E_{th} - \eta_{act} - |\eta_{diff}| - R_{men} \cdot I$$

Avec  $E_{th}$  le potentiel théorique,  $\eta_{act}$  les pertes par activation,  $\eta_{diff}$  les pertes par diffusion et  $R_{men}$  les pertes ohmiques principalement dues à la membrane.

En faisant l'hypothèse que le point de fonctionnement nominal de la pile à combustible est dans la zone linéaire de la courbe de polarisation, la tension aux bornes de la pile peut être modélisée par :

$$U_{PAC} = n_{stack} \cdot V_{cellule} = n_{stack} \cdot \left( E_{th} - \frac{R \cdot T}{\alpha \cdot n \cdot F} \cdot \ln\left(\frac{I}{I_0}\right) - R_{men} \cdot I \right)$$

Avec  $n_{stack}$  nombre de cellule élémentaire en série du stack,  $R$  constante des gaz parfaits,  $T$  température,  $\alpha$  coefficient de transfert global,  $n$  nombre d'électrons échangés,  $F$  constante de Faraday et  $I_0$  le courant d'activation.

La Figure 1.6 montre les courbes théoriques de polarisation et de puissance de la pile à combustible en début et fin de vie utilisées tout au long de la présente thèse. La pile est composée de 100 cellules élémentaires d'une surface active de 600cm<sup>2</sup> fonctionnant à une pression de 2 bars et une température de 60°C. Les valeurs des paramètres utilisées sont présentées au Tableau 1-1. En fin de vie, les performances de la pile à combustible se détériorent - principalement pour des raisons de perte de catalyseur, dégradation de la membrane et dégradation des couches de diffusion -. La pile à combustible en début de vie délivre 50kW à 70V alors que la pile à combustible en fin de vie fournit 50kW à 59V.

Le caractère basse tension fort courant de la pile à combustible est bien marqué. Lorsque la pile à combustible vieillit ce caractère est encore plus prononcé.



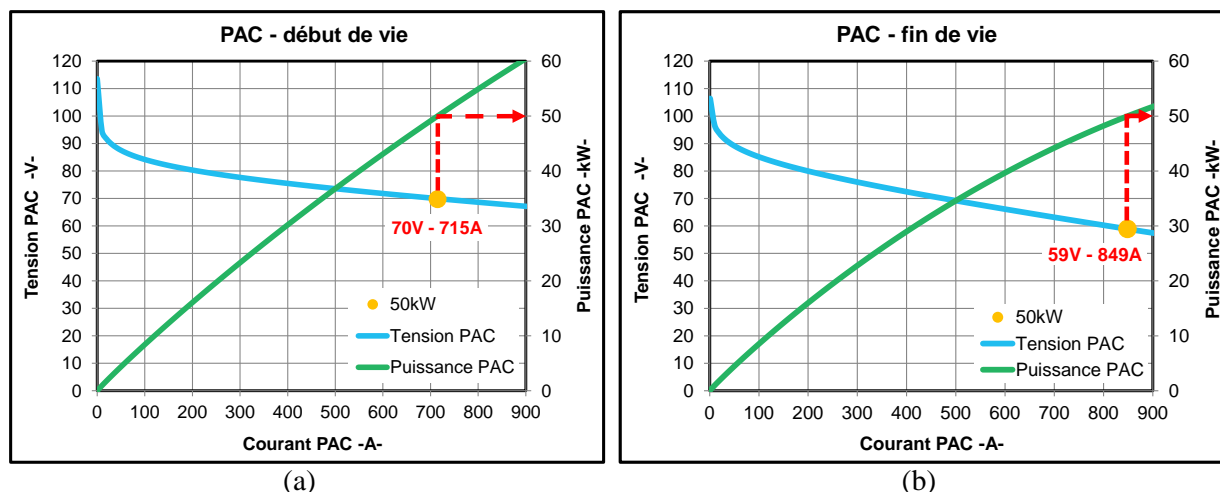


Figure 1.6 : Modèle PAC PEM 50kW (a) début de vie (b) fin de vie

	PAC - début de vie	PAC - fin de vie
<b>R constante des gaz parfaits</b>	8.314 J.mol <sup>-1</sup> .K <sup>-1</sup>	
<b>F constante de Faraday</b>	96485 C.mol <sup>-1</sup>	
<b>n nombre d'électrons échangés</b>	2	
<b>T température</b>	333K	
<b><math>E_{th}</math> le potentiel théorique</b>	1.1V	
<b><math>\alpha</math> coefficient de transfert global</b>	0.350	
<b><math>I_0</math> courant d'activation</b>	240mA	420mA
<b><math>R_{men}</math> les pertes ohmiques</b>	0.1mΩ	0.233mΩ

Tableau 1-1 : PAC PEM 50kW - paramètres

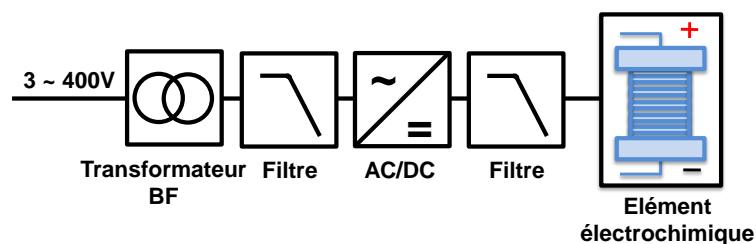
### 1.3 Chaînes de conversion de puissance

Les éléments électrochimiques de la batterie hydrogène sont reliés au réseau électrique triphasé 400V 50Hz (caractéristiques du réseau européen) via des chaînes de conversion de puissance. Issu de la collaboration avec HELION, l'électrolyseur PEM considéré dans la thèse possède une puissance nominale de 50kW pour une tension variant de 120V (à vide) à 166V au point de fonctionnement nominal (200V en fin de vie). La tension de la pile à combustible PEM varie de 100V à vide à 70V au point de fonctionnement nominal (60V en fin de vie) pour une puissance délivrée de 50kW. Avec une tension plus faible et un courant plus élevé, la pile à combustible est plus défavorable pour la conversion de l'énergie électrique. Pour cette raison, l'élément électrochimique considéré tout au long de la thèse est la pile à combustible. Les caractéristiques électriques théoriques de la pile à combustible sont présentées au §1.2.2.

La Figure 1.7 et la Figure 1.8 montrent deux chaînes de conversion envisageables. La première chaîne de conversion possède un transformateur BF (Basse Fréquence) en amont. Le réseau continu et le réseau alternatif sont interconnectés via un onduleur de tension (cas PAC). Des éléments passifs présents sur la chaîne de conversion assurent le filtrage des tensions découplées. Le transformateur d'isolement galvanique offre un degré de liberté supplémentaire dans la conception de la chaîne de conversion en adaptant les niveaux de tension primaire et secondaire. Il protège le réseau continu et le composant électrochimique d'éventuelles surtensions et perturbations présentes sur le réseau alternatif. Le transformateur peut aussi améliorer la disponibilité de fonctionnement du système avec la possibilité de

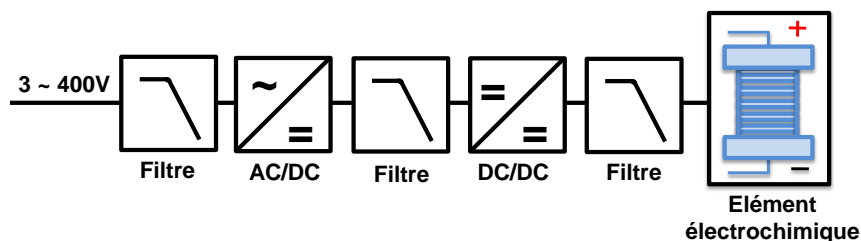
l'adoption du schéma de liaison à la terre (SLT) de type IT (neutre isolé ou impédant; continuité de service assuré après un premier défaut). De plus, la présence d'un transformateur peut être bénéfique suivant le type d'architecture électrique du composant électrochimique. En effet, la pile à combustible peut être isolée/flottante ou reliée à la terre. Avec un circuit de refroidissement implanté dans les plaques bipolaires et avec de l'eau typiquement utilisée comme fluide de refroidissement, la conception du système peut s'avérer difficile afin de respecter les normes en l'absence d'un transformateur assurant en amont une isolation principale.

La contrepartie de la présence du transformateur est l'augmentation du coût d'achat et de fonctionnement du système. L'augmentation des pertes de la chaîne de conversion pénalise en fonctionnement les performances du système. De plus, le volume et le poids du transformateur de puissance sont loin d'être négligeables dans des systèmes qui ont pour vocation à être conteneurisés. Pour ces raisons, la chaîne de conversion sans transformateur BF présentée à la Figure 1.8 est proposée.



*Figure 1.7 : Chaîne de conversion de puissance entre le réseau électrique et le composant électrochimique avec transformateur BF*

En absence de transformateur, la tension continue aux bornes de l'onduleur doit être supérieure à 700V afin que l'onduleur de tension puisse fournir une tension alternative 400V triphasé. Au vu des caractéristiques basse tension de la pile à combustible, un convertisseur DC-DC doit être employé. Celui-ci doit posséder un fort ratio de conversion (au point de fonctionnement nominal de la PAC : 60V-70V vers 700V) et un haut rendement.



*Figure 1.8 : Chaîne de conversion de puissance entre le réseau électrique et le composant électrochimique sans transformateur BF*

## **1.4 Axes de recherches et plan de la thèse**

Deux axes de recherches ont été développés durant la thèse en vue d'améliorer le rendement des chaînes de conversion. Le premier axe de recherche a concerné un aspect topologie avec la structure miroir. Le deuxième axe de recherche est orienté technologie avec la mise en œuvre de composant au nitrure de gallium GaN.

La structure miroir apporte une réponse au besoin d'un convertisseur DC-DC possédant un haut rendement à fort ratio de conversion. L'étude théorique montre l'intérêt de la structure par rapport aux topologies classiques série et parallèle dans le cas général multicellulaires.

L'étude détaillée de la topologie miroir dans le cas de macro-cellule 2 niveaux fournit les contraintes sur les composants de puissance et les éléments passifs. Deux expérimentations, la première en mode abaisseur de tension (bus continu des futurs 'avions plus électriques') et la seconde, en mode élévateur de tension (émulation de la pile à combustible précédemment introduite) valident la partie théorique et montrent les meilleures performances de la topologie miroir par rapport aux structures conventionnelles. La partie théorique est présentée au Chapitre 2, les résultats expérimentaux le sont au Chapitre 3.

La nécessité de proposer des produits industriels compétitifs conduit à chercher des technologies de rupture permettant de réduire le coût. S'inscrivant dans ce contexte, la mise en œuvre des premiers composants de puissance GaN (commerciallement disponible) a pour but d'évaluer et d'explorer le potentiel de cette technologie. Utilisés depuis de nombreuses années en RF (radio fréquence) mais récemment apparu dans le domaine de la conversion statique (2009), les premiers composants de puissance GaN présentent des caractéristiques prometteuses. Les propriétés du matériau GaN et la structure des composants de puissance laissent présager des composants aux performances inégalées et dont le coût sera compétitif par rapport aux composants Silicium. Plusieurs cartes de puissance ont été conçues, réalisées et testées au laboratoire LAPLACE et sur la plateforme 3DPHI durant cette thèse. Les résultats expérimentaux obtenus ont permis d'illustrer les défis technologique et scientifique nécessaires à la mise en œuvre de ces composants et de démontrer le fort potentiel de cette technologie. Le Chapitre 4 introduit la technologie GaN et présente les caractéristiques des composants GaN mis en œuvre dans le convertisseur DC-DC multicellulaires introduit au Chapitre 5.

## **1.5 Conclusion**

Rappelé dans ce chapitre d'introduction, le contexte énergétique actuel est favorable au développement des énergies renouvelables. Afin de s'adapter au caractère intermittent de la production d'énergie électrique des EnRs (solaire, éolien), un couplage avec un élément de stockage est nécessaire. La solution batterie hydrogène semble une voie prometteuse. Le principe de fonctionnement de la batterie hydrogène ainsi que celui des composants électrochimiques a mis en évidence le caractère spécifique basse tension fort courant de ces composants. Plus défavorable que celle de l'électrolyseur, la caractéristique tension courant de la pile à combustible est retenue dans la thèse pour la partie topologie. Avec une tension continue minimale de l'ordre de 700V, la chaîne de conversion reliant la pile à combustible au réseau électrique sans transformateur BF nécessite la présence d'un convertisseur DC-DC à fort ratio de conversion. En vue d'améliorer le rendement des chaînes de conversion, deux axes de recherches sont présentés. Le premier axe de recherche est orienté topologie avec l'étude d'un convertisseur DC-DC à haut rendement à fort ratio de conversion. Le deuxième axe de recherche concerne un aspect plus exploratoire avec l'étude de nouveaux composants de puissance au nitrure de gallium.



## **Chapitre 2**

### **Apport topologique : convertisseurs ‘miroir’ et multicellulaires**

## 2.1 Introduction

- Rappel du contexte et enjeux

Ce chapitre se concentre sur la recherche d'une topologie de convertisseur DC-DC non isolé adapté à la spécificité basse tension - fort courant des sources électrochimiques introduites au chapitre précédent. Le convertisseur doit posséder un haut rendement à des rapports de conversion élevés. Indispensable afin de réduire le coût de fonctionnement du système de stockage, un haut rendement permet aussi d'augmenter son autonomie lorsque celui-ci fournit de l'énergie électrique.

Le convertisseur DC-DC réalise l'interface entre le bus continu DC et les sources électrochimiques. Le réseau continu considéré ici est de l'ordre de 700V à 800V en fonction des caractéristiques du réseau électrique auquel le système de stockage est connecté. Le réseau européen 400V triphasé requière une tension minimale continue d'environ 700V, pour le réseau 480V triphasé américain, la tension continue minimale est plus élevée et atteint typiquement 800V. La caractéristique basse tension des cellules électrochimiques élémentaires (§1.2.2) ainsi que les contraintes technico-économiques conduisent à la réalisation de module de forte puissance de basse tension et de fort courant (Figure 2.1). De manière générale, l'aspect fort courant est traité par de la mise en parallèle directe et/ou indirecte de composants de puissance ou de convertisseurs. Le caractère basse tension impose un convertisseur DC-DC à fort rapport de conversion. Indépendamment du sens de transfert de l'énergie, le rapport de conversion du convertisseur est défini par le ratio de la tension la plus élevée entre la tension d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sur la plus basse des deux tensions (le ratio est donc toujours supérieur à 1).

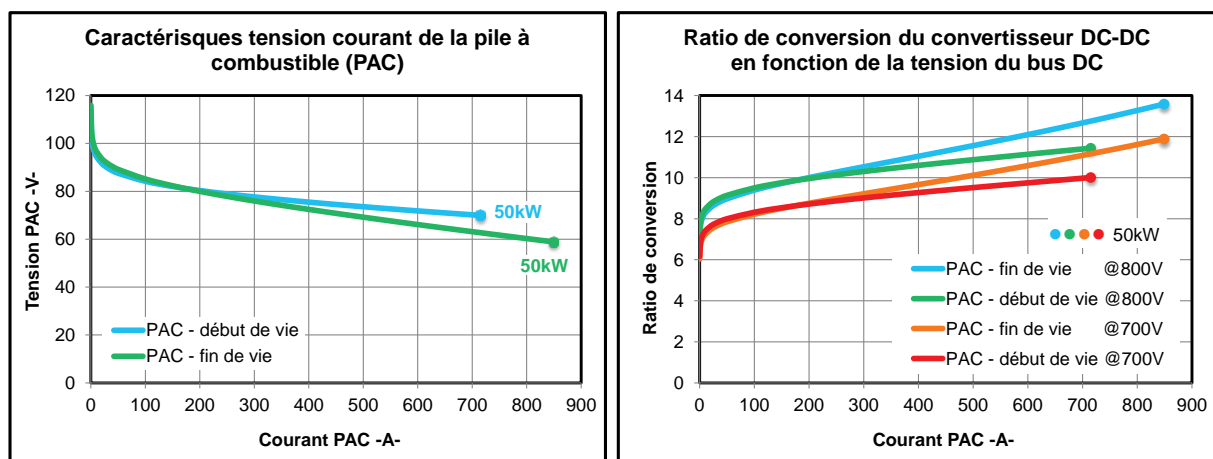


Figure 2.1 : Ratio de conversion du convertisseur DC-DC en fonction de la tension du bus DC (700V ou 800V) pour la pile à combustible de 50kW considérée dans la thèse

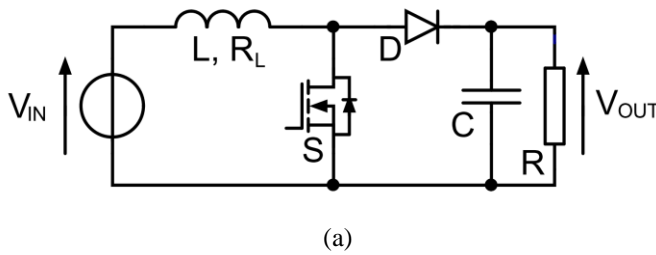
Avec une tension nominale d'environ 60V pour une puissance délivrée de 50kW, la pile à combustible (PAC) en fin de vie considérée dans ce travail apparaît comme le cas le plus contraignant avec un rapport de conversion du convertisseur approchant 12 lorsque la tension du bus DC est de 700V et un rapport de conversion d'environ 14 pour une tension de bus DC de 800V (Figure 2.1).

Dans la pratique, avec des structures conventionnelles de conversion DC-DC, il est difficile d'atteindre des rapports de conversion supérieurs à 6-8 avec un haut rendement. L'emploi de convertisseurs en cascade assure un haut rapport de conversion mais au détriment du rendement et avec un accroissement du coût, de la masse/volume du système et de sa complexité.

Haut rendement et fort rapport de conversion sont antagonistes à l'échelle d'une cellule de commutation. Ce point est développé par la suite.

- Ratio de conversion et rendement, cas du convertisseur boost

Le schéma électrique du convertisseur élévateur en tension, type boost, est représenté à la Figure 2.2. Contrairement à ce que peut suggérer la courbe théorique en bleu, le rapport de conversion du convertisseur n'est pas infini. La présence d'éléments parasites dans les différents composants vient limiter le ratio de conversion maximal atteignable (courbe rouge) [7], [8], [9]. Le rendement (courbe verte) se dégrade d'autant plus que le rapport de conversion est élevé. Celui-ci est de 50% lorsque la valeur maximale du ratio de conversion est atteinte.



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{(1-D) \left[ 1 + \frac{R_L}{R} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \right]}$$

$$\eta = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot I_{IN}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R} \cdot \frac{1}{(1-D)^2}}$$

(b)

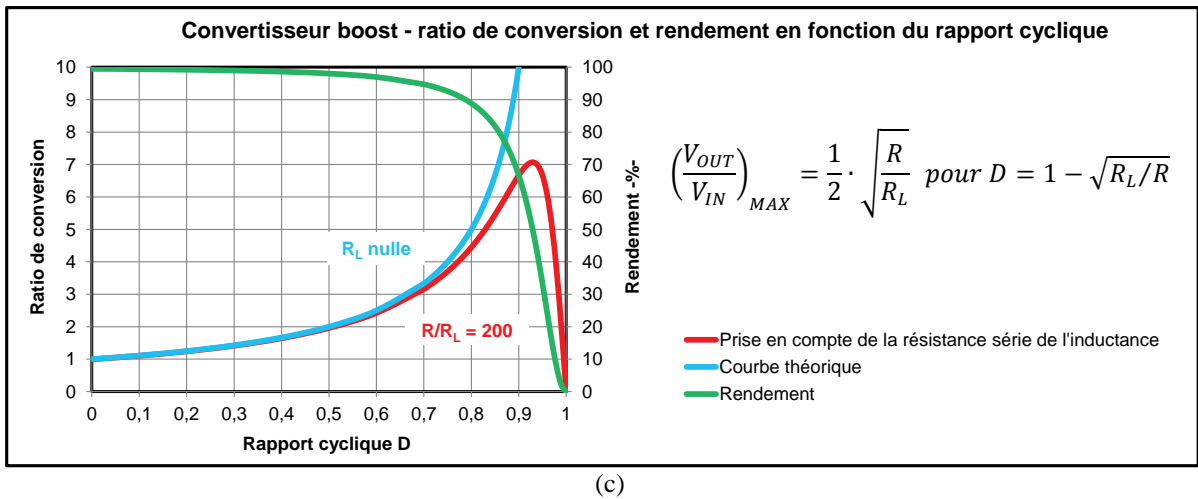


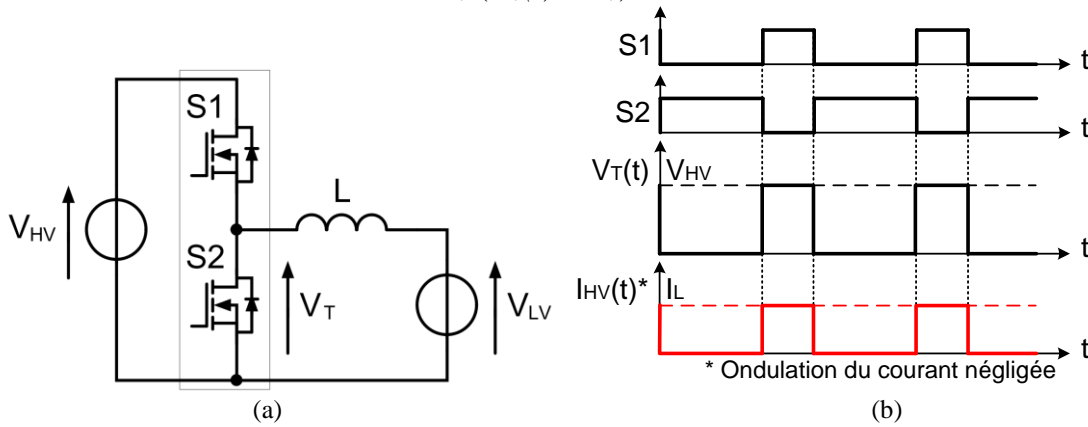
Figure 2.2 : Convertisseur boost (a) schéma électrique de principe (b) expression du ratio de conversion et du rendement en fonction du rapport cyclique (c) ratio de conversion et rendement en fonction du rapport cyclique

Cet exemple illustre l'influence des éléments parasites du circuit sur le ratio de conversion et sur le rendement. De manière générale, les convertisseurs de type boost (élévateur de tension) voient leurs ratios de conversion limités par les résistances présentes dans les éléments actifs et passifs du circuit. Il est impossible d'obtenir des rapports de conversion quelconques. De plus, le rendement se dégrade très fortement et rapidement à fort rapport de conversion. Par conséquent, la topologie boost ne semble pas adaptée à notre application.

**Remarque :** contrairement à ce qui vient d'être présenté, le rapport de conversion des convertisseurs de type buck (abaisseur de tension) n'est pas limité par les éléments parasites du circuit. Néanmoins, le rendement se dégrade tout autant à fort rapport de conversion. De plus, dans le cas de convertisseur travaillant à haute fréquence de commutation ( $>250\text{kHz}$ ) avec des composants de puissance type silicium, il est difficile d'atteindre de très hauts rapports de conversion du fait d'une durée de commande des composants actifs trop faible [10].

- Puissance commutée, puissance transférée et rendement

Une autre approche pour comprendre le lien entre ratio de conversion et rendement est de s'intéresser aux puissances mises en jeu dans une cellule de commutation [11], [12]. Dans ce but, nous considérons la structure classique buck ou boost fonctionnant en mode synchrone (§5.2) avec des interrupteurs de puissance de type MOSFET identiques (Figure 2.3). L'ondulation du courant dans l'inductance est considérée comme négligeable devant le courant de la source basse tension  $I_{LV}$  ( $I_{LV}(t) = I_{LV}$ ).



**Figure 2.3 : Convertisseur buck ou boost**  
(a) schéma électrique de principe (b) grandeurs électriques caractéristiques

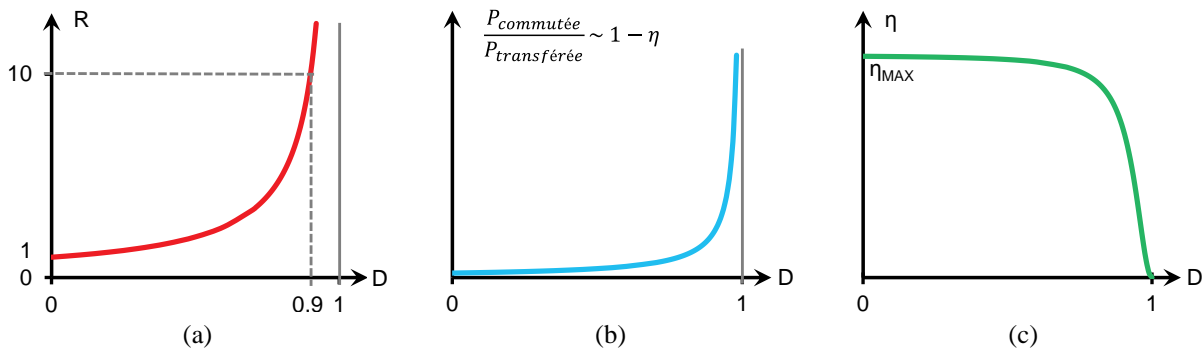
Puissance commutée	$P_{com} = V_{HV} \cdot I_{LV}$
Pertes statiques	$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{LV}^2$
Pertes dynamiques	$P_{sw} = f_{sw} \cdot k \cdot V_{HV} \cdot I_{LV}$
Pertes totales	$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} = R_{ds(on)} \cdot I_{LV}^2 + f_{sw} \cdot k \cdot V_{HV} \cdot I_{LV}$
Puissance commutée image des pertes totales	$P_{com} @ P_{loss}$
Puissance transférée	$P_{IN}$
Puissance consommée	$P_{OUT} = P_{IN} - P_{loss}$
Rendement	$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{IN} - P_{loss}}{P_{IN}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{IN}}$
Lien rendement et puissance commutée / puissance transférée	$P_{com} @ P_{loss} \Rightarrow \frac{P_{com}}{P_{IN}} \sim 1 - \eta$

**Tableau 2-1 : Puissance commutée, puissance transférée et rendement - synthèse des équations en jeux**



Les semi-conducteurs sont dimensionnés afin de supporter la tension la plus élevée  $V_{HV}$  et le plus fort courant  $I_{LV}$  présent dans le convertisseur. La puissance commutée par les interrupteurs de puissance est égale au produit de la tension commutée  $V_{HV}$  par le courant commuté  $I_{LV}$ . Les principales pertes des semi-conducteurs sont les pertes par conduction et par commutation. Les pertes statiques ou pertes par conduction sont égales au produit de la résistance passante des composants actifs avec le carré du courant efficace les traversant. De manière simplifiée, la résistance passante dépend du calibre en courant du composant déterminé à partir de  $I_{LV}$  et est inversement proportionnelle à la tension de claquage du composant imposé par la tension d'utilisation  $V_{HV}$ . En première approximation, les pertes dynamiques ou pertes par commutation sont proportionnelles à la fréquence de commutation des interrupteurs et au produit tension-courant commuté. De ce fait, la puissance commutée est une image des pertes dans les semi-conducteurs. La puissance consommée par la charge est égale à la puissance transférée moins les pertes. A partir de ces éléments, il est possible de déterminer l'allure générale du rendement en fonction du rapport de conversion. Les expressions des différentes puissances mises en jeux sont résumées au Tableau 2-1.

La Figure 2.4 et la Figure 2.5 permettent de visualiser l'impact du rapport cyclique sur le rendement. Dans un but didactique et bien qu'il s'agisse de la même topologie de convertisseur, le cas élévateur et le cas abaisseur en tension ont été traités séparément avec leurs conventions usuelles sur le rapport cyclique : rapport cyclique appliqué sur l'interrupteur actif et rapport cyclique complémentaire appliqué sur l'interrupteur fonctionnant en mode diode. Dans le cas boost, le rapport cyclique  $D$  est appliqué à l'interrupteur  $S_2$ . Et inversement, le rapport cyclique  $D$  est appliqué à l'interrupteur  $S_1$  dans le cas buck.



**Figure 2.4 : Topologie buck ou boost - fonctionnement en boost. Evolutions en fonction du rapport cyclique (a) du ratio de conversion (b) du ratio entre puissance commutée et transférée (c) du rendement selon modèle simplifié**

Ces courbes montrent que le rendement (en vert) est une fonction strictement décroissante du rapport de conversion et chute brutalement lorsque le rapport de conversion (en rouge) tend vers l'infini. Cela s'explique par le fait que la puissance transférée à la charge devient de plus en plus petite devant la puissance commutée lorsque le rapport de conversion est élevé. Autrement dit, plus le ratio de conversion est important, plus les pertes deviennent grandes par rapport à la puissance fournie par la source. Ce faisant, le rendement tend à s'annuler.

Ce résultat est intéressant pour deux raisons. D'une part, il vient corroborer et généraliser au cas buck les conclusions de l'item précédent : la topologie buck ou boost n'est pas adaptée à de forts ratios de conversion avec une exigence de fort rendement. D'autre part, on constate qu'à l'échelle d'une cellule de commutation, haut rendement et fort ratio puissance commutée sur puissance transférée sont antagonistes. Cette remarque ouvre la voie à l'investigation de

topologie multicellulaire permettant d'obtenir un convertisseur à haut rendement et à haut rapport de transformation grâce à des cellules de commutation judicieusement utilisées.

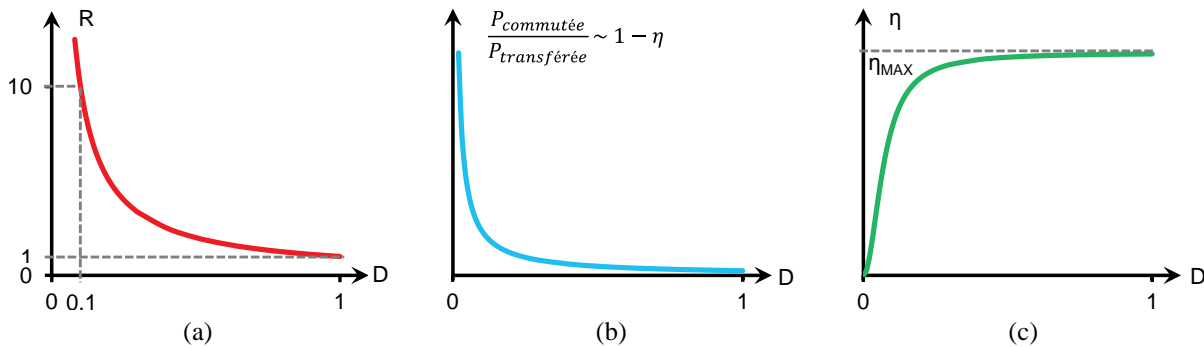


Figure 2.5 : Topologie buck ou boost - fonctionnement en buck. Evolutions en fonction du rapport cyclique (a) du ratio de conversion (b) du ratio puissance commutée sur puissance transférée (c) du rendement selon modèle simplifié

- Approche proposée

L'introduction de ce chapitre a présenté le contexte et les enjeux du dimensionnement du convertisseur DC-DC : celui-ci doit posséder un haut rendement à haut rapport de conversion ce qui nécessite l'évaluation de topologie multicellulaire.

Le chapitre débute par le rappel des principales caractéristiques électriques et de dimensionnement de la structure classique buck et boost dans sa version une phase et deux phases parallèles entrelacées et de la topologie série double buck/double boost.

Avant que ne soit présenté les caractéristiques du convertisseur miroir buck/miroir boost utilisé dans la partie expérimentale (Chapitre 3), une 'généalogie' et les principales propriétés du convertisseur 'miroir' sont introduites.

## 2.2 Convertisseur DC-DC non isolé

Ce chapitre rappelle les principaux résultats et caractéristiques de la topologie buck ou boost et de la topologie double buck/double boost.

### 2.2.1 Convertisseur de type buck ou boost

- Introduction

La topologie buck ou boost est bien connue et est très utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance. De très nombreux ouvrages traitent de son dimensionnement de manière exhaustive [7], [9], [13]. Son schéma électrique de principe a été rappelé à la figure Figure 2.3. Son principal intérêt réside dans sa simplicité de fonctionnement et de mise en œuvre. Inconvénient majeur vis-à-vis du rendement, les interrupteurs sont dimensionnés par rapport aux contraintes en tension et en courant les plus élevées du convertisseur. La topologie buck ou boost montre rapidement ses limites lorsqu'il s'agit de travailler à fort rapport de conversion et à haut rendement comme cela a été rappelé dans l'introduction du Chapitre 2. Néanmoins, le convertisseur buck ou boost reste un convertisseur DC/DC non isolé de référence, raison pour laquelle il est ici présenté.

Le fonctionnement et les principales caractéristiques de la structure buck ou boost vont être développés en utilisant le convertisseur en mode élévateur de tension. La version du convertisseur boost à 1 phase et à 2 phases est illustrée à la Figure 2.6 et à la Figure 2.7. La

version à 2 phases ou boost entrelacé est introduite afin de pouvoir comparer les topologies buck ou boost, double buck/double boost et la topologie étudiée miroir buck/miroir boost dans ce chapitre avec le même nombre de cellules de commutation. La commande de rapport cyclique  $D$  est appliquée sur les interrupteurs commandés à l'amorçage et au blocage  $S_2$  et  $S_4$ . Les semi-conducteurs sont considérés comme parfaits. L'étude se place dans le cas de la conduction continue.

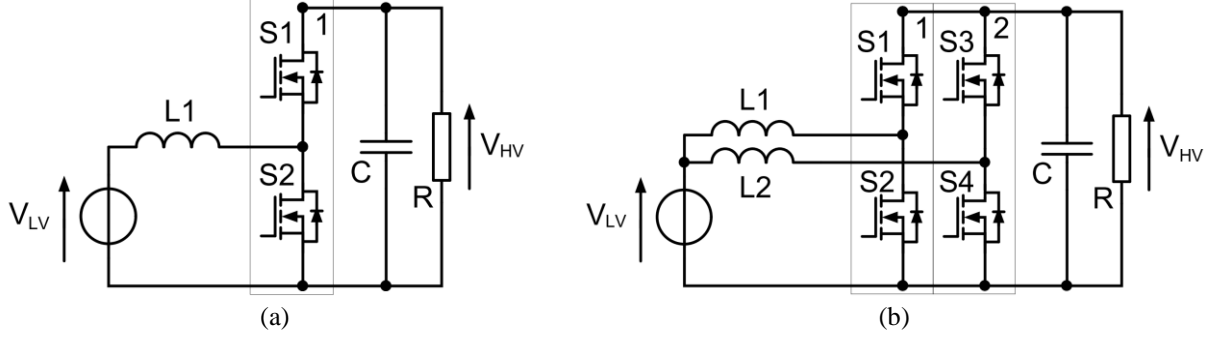


Figure 2.6 : Schémas électriques de principe (a) convertisseur boost (b) convertisseur boost entrelacé

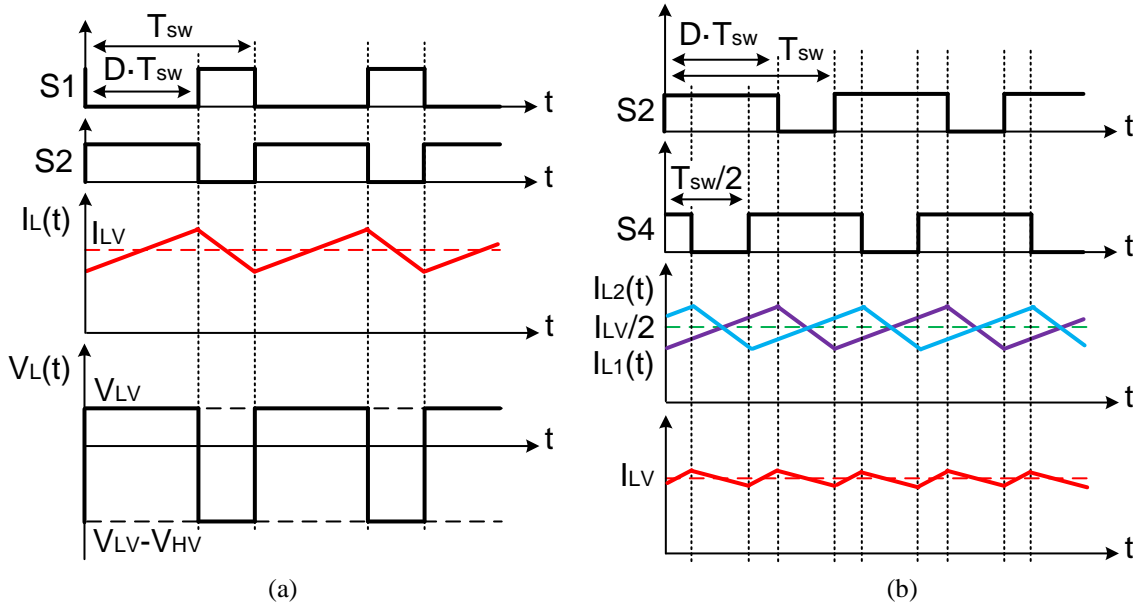


Figure 2.7 : Grandeurs électriques caractéristique (a) convertisseur boost (b) convertisseur boost entrelacé

- Principe de fonctionnement

Chaque période de commutation  $T_{sw}$  des interrupteurs est composée de 2 séquences de fonctionnement (Figure 2.8).

**Séquence 1 :** l'interrupteur  $S_2$  est passant et l'interrupteur  $S_1$  est bloqué. Il n'y a pas de transfert d'énergie entre la source basse tension  $S_{LV}$  et la charge  $R$ . L'inductance emmagasine de l'énergie, le condensateur alimente la charge.

**Séquence 2 :** l'interrupteur  $S_1$  est passant et l'interrupteur  $S_2$  est bloqué. La source basse tension et la charge sont connectées de manière directe, il y a restitution de l'énergie emmagasinée dans l'inductance vers la charge. Le condensateur se charge.

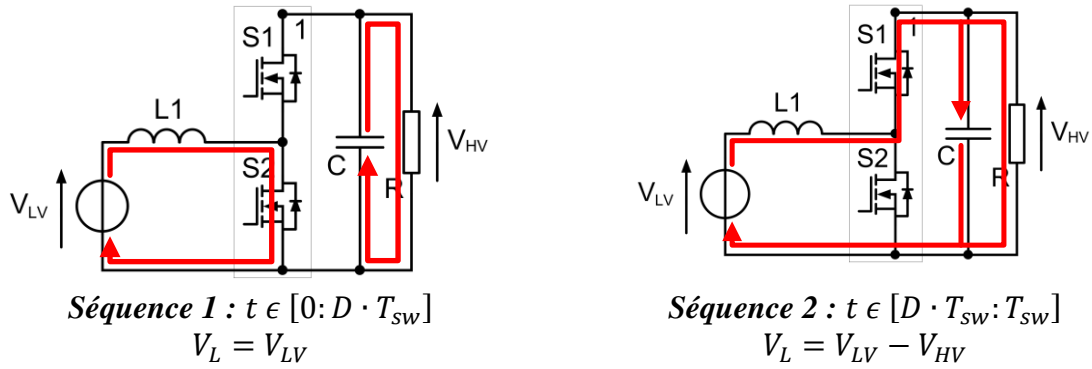


Figure 2.8 : Convertisseur boost - séquences de fonctionnement

**Fonction de transfert :** la fonction de transfert est déduite à partir de l'annulation de la tension moyenne aux bornes de l'inductance :  $V_{HV}/V_{LV} = 1/(1 - D)$ .

**Boost entrelacé :** la mise en parallèle indirecte (§3.3.2.2) des deux cellules de commutation est réalisée via les deux inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Afin de tirer parti de la présence des deux cellules de commutation, leurs signaux de commande sont déphasés de  $180^\circ$  (Figure 2.7). La fréquence des courants de la source et de la charge est alors double de la fréquence de commutation des interrupteurs. De plus, l'ondulation du courant dans la source basse tension est réduite par rapport à l'ondulation du courant dans les inductances du fait de l'entrelacement des courants de chacune des phases. Enfin, la valeur de la capacité de sortie est réduite par rapport au cas boost 1 phase grâce à l'augmentation de la fréquence du courant dans la charge (la fréquence effective du courant dans la source  $S_{LV}$  est double de la fréquence de commutation).

- Contraintes sur les composants de puissance

Les composants de puissance doivent être dimensionnés afin de supporter les contraintes maximales en tension et en courant du convertisseur boost. Les paramètres permettant de calculer les pertes et de choisir les interrupteurs sont présentés au Tableau 2-2 et au Tableau 2-3. L'ondulation du courant dans les inductances est négligée dans les expressions des courants efficaces. En effet, l'ondulation crête à crête du courant dans l'inductance est habituellement choisie inférieure à 30-40% de la valeur du courant moyen traversant l'inductance. De ce fait, le facteur  $\sqrt{1 + 1/12 \cdot (\Delta I_L / I_L)^2}$  représentant l'influence de l'ondulation sur la valeur efficace du courant peut être approximé à 1. A titre indicatif, l'augmentation de la valeur du courant efficace dans l'inductance (par rapport au cas continu :  $\Delta I_L = 0A$ ) est négligeable et inférieure à 1% tant que l'ondulation relative du courant est inférieure à 50% ( $I_{L\text{ rms}}(\Delta I_L / I_L \leq 50\%) \leq 1.01 \cdot I_L$ ).

Interrupteur $S_1$				Interrupteur $S_2$			
$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$
$(1 - D) \cdot I_{LV}$	$\sqrt{(1 - D)} \cdot I_{LV}$	$I_{LV} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$V_{HV}$	$D \cdot I_{LV}$	$\sqrt{D} \cdot I_{LV}$	$I_{LV} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$V_{HV}$

Tableau 2-2 : Convertisseur boost - synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs

Interrupteurs $S_1$ et $S_3$				Interrupteurs $S_2$ et $S_4$			
$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$
$(1 - D) \cdot \frac{I_{LV}}{2}$	$\sqrt{(1 - D)} \cdot \frac{I_{LV}}{2}$	$\frac{I_{LV}}{2} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$V_{HV}$	$D \cdot \frac{I_{LV}}{2}$	$\sqrt{D} \cdot \frac{I_{LV}}{2}$	$\frac{I_{LV}}{2} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$V_{HV}$

Tableau 2-3 : Convertisseur boost entrelacé - synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs

En absence de déséquilibre, le courant  $I_{LV}$  de la source basse tension est partagé de manière égale entre les deux phases dans le cas du convertisseur boost entrelacé.

A puissance constante, il peut être avantageux de répartir le courant sur plusieurs bras en parallèle (§3.3.2.2). Ici, le cas à deux cellules de commutation est uniquement motivé afin de pouvoir réaliser des comparaisons à même nombre de cellule de commutation.

- Dimensionnement des éléments passifs

**Inductances :** les paramètres permettant le dimensionnement de l'inductance sont présentés au Tableau 2-4. L'expression du courant efficace dans l'inductance fait apparaître l'influence de l'ondulation crête à crête du courant. Souligné dans l'item précédent, l'influence de l'ondulation est habituellement négligeable. Le courant efficace dans l'inductance est alors défini comme égal au courant moyen de la source basse tension  $I_{L,rms}=I_{LV}$ .

$\Delta I_L$	$\Delta I_{L,MAX}$	$L$	$I_{L,rms}$	$V_{L,MAX}$
$\frac{D \cdot V_{LV}}{L \cdot f_{sw}}$	$\frac{V_{LV}}{L \cdot f_{sw}}$	$\frac{V_{LV}}{\Delta I_{L,MAX} \cdot f_{sw}}$	$\sqrt{I_{LV}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	$ V_{LV} - V_{HV} $

Tableau 2-4 : Convertisseur boost - dimensionnement de l'inductance

Dans le cas du boost 2 phases, l'entrelacement des courants de phases conduit au doublement de la fréquence du courant de la source basse tension  $S_{LV}$  et à la réduction de son ondulation par rapport à ceux observés dans les phases (Figure 2.7ICT et §3.3.2.2). L'expression de l'ondulation du courant dans la source basse tension est donnée par ( $D > 0.5$ ) :

$$\Delta I_{LV} = \frac{V_{LV}}{L \cdot f_{sw}} \cdot (2D - 1)$$

**Condensateur :** le condensateur doit être dimensionné afin de filtrer le courant carré découpé par l'interrupteur du haut ( $S_1, S_3$ ) de la cellule de commutation (Figure 2.7) et afin de supporter la tension la plus élevée du convertisseur. Les paramètres permettant le dimensionnement du condensateur de sortie sont donnés au Tableau 2-5.

$\Delta V_{HV}$	$\Delta V_{HV,MAX}$	$C$	$I_{C,rms}$	$V_C$
$\frac{D \cdot I_{HV}}{C \cdot f_{sw}}$	$\frac{I_{HV}}{C \cdot f_{sw}}$	$\frac{I_{HV}}{\Delta V_{HV,MAX} \cdot f_{sw}}$	$I_{HV} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$	$V_{HV}$

Tableau 2-5 : Convertisseur buck/ boost - dimensionnement du condensateur

Dans le cas du convertisseur boost entrelacé, la fréquence du courant est double dans le condensateur de sortie. La valeur du condensateur de sortie est deux fois plus petite que dans le cas du convertisseur boost à 1 phase.

- Conclusion

La topologie buck ou boost n'est pas adaptée à nos besoins de fort rapport de conversion et de haut rendement. Néanmoins, elle reste une topologie de référence. Sa simplicité de fonctionnement et ces caractéristiques électriques la rendent adéquate à de très nombreuses applications. Son dimensionnement par rapport aux contraintes maximales en courant et en tension est sans doute son principal inconvénient.

Remarque : les résultats précédents s'appliquent au convertisseur buck puisqu'il s'agit de la même topologie, seul change le sens du transfert de l'énergie. Le condensateur de sortie est situé dans le cas buck du côté basse tension en parallèle de la charge. L'expression du condensateur de sortie dans le cas buck est  $C = \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_{HV}}{8 \cdot L \cdot \Delta V_{LV} \cdot f_{sw}^2}$ , dans le cas buck entrelacé

$$C = \frac{(1-D) \cdot (2-D-1) \cdot V_{HV}}{16 \cdot L \cdot \Delta V_{LV} \cdot f_{sw}^2}.$$

Ces expressions diffèrent de celle du cas boost. Dans les deux cas, la capacité de sortie située en parallèle de la charge assure un niveau d'ondulation de la tension de sortie aux bornes de la charge (par exemple une valeur typique est  $\Delta V_{OUT} = 1\% \cdot V_{OUT}$ ). Mais en terme de contrainte et donc de dimensionnement il y a une grande différence. Du fait des spécificités du type de source de chaque côté de la cellule de commutation, le filtre côté basse tension voit une tension découpée et un courant quasi-constant, le filtre côté haute tension voit un courant découpé et une tension quasi-constante. De ce fait, le filtre côté basse tension et le filtre côté haute tension ne doivent pas être considérés comme équivalents en termes d'approche de conception.

## 2.2.2 Convertisseur de type double buck/double boost

- Introduction

La topologie double buck/double boost dans sa configuration bidirectionnelle en courant est présentée à la Figure 2.9. La structure sous sa forme élévatrice en tension a été décrite par Schneider Electric [14] en 1994 pour des applications de type alimentation sans interruption. Le convertisseur est composé de deux cellules de commutation (cellules 1 et 2). Chacune de ces cellules réalisent un hacheur soit de tension positive (cellule 1) soit de tension négative (cellule 2) par rapport au point neutre N. Le convertisseur double buck/double boost possède la même fonction de transfert que le convertisseur buck ou boost. L'intérêt principal de ce convertisseur par rapport au convertisseur buck ou boost est la réduction par 2 des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Cette caractéristique répond à l'un des inconvénients majeurs de la structure buck ou boost (§2.2.1) : les semi-conducteurs sont maintenant dimensionnés pour la moitié de la plus élevée des tensions du convertisseur. Ceci permet d'utiliser des composants de plus petit calibre en tension qui correspondent généralement à un meilleur compromis entre pertes par conduction et par commutation.

Le fonctionnement et les principales caractéristiques du convertisseur double buck/double boost vont être développés en utilisant le convertisseur en mode élévateur de tension. La commande de rapport cyclique  $D$  est appliquée sur les interrupteurs commandé à l'amorçage

et au blocage  $S_2$  et  $S_3$ . Les interrupteurs sont considérés comme parfaits. L'étude se place dans le cas de la conduction continue et avec un rapport cyclique supérieur à 0,5. Les inductances et les condensateurs sont de même valeur.

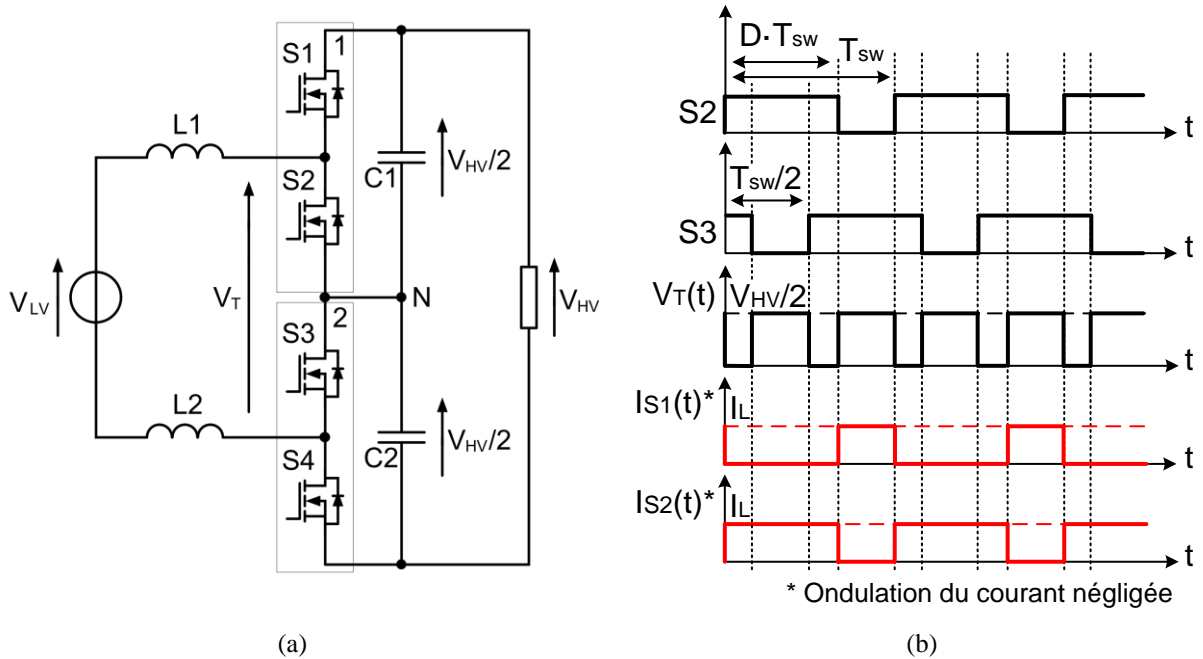


Figure 2.9 : Convertisseur double boost (a) schéma électrique de principe (b) grandeurs électriques caractéristiques

- Principe de fonctionnement

La commande des deux cellules de commutation est déphasée de 180 degrés. Chaque période de commutation  $T_{sw}$  des interrupteurs est composée de 4 séquences de fonctionnement correspondant à 3 états différents du convertisseur (Figure 2.10). Les allures des grandeurs électriques caractéristiques sont données à la Figure 2.11.

**Séquences 1 et 3 :** les interrupteurs  $S_2$  et  $S_3$  sont passants et les interrupteurs  $S_1$  et  $S_4$  sont bloqués. Il n'y a pas de transfert d'énergie entre la source et la charge. Les inductances sont connectées en série avec la source basse tension et emmagasinent de l'énergie. Les condensateurs fournissent de l'énergie à la charge.

**Séquence 2 :** les interrupteurs  $S_2$  et  $S_4$  sont passants et les interrupteurs  $S_1$  et  $S_3$  sont bloqués. La source basse tension et la charge sont connectées de manière directe, il y a restitution de l'énergie emmagasiné dans les inductances vers la charge. Le condensateur  $C_2$  se charge, le condensateur  $C_1$  se décharge.

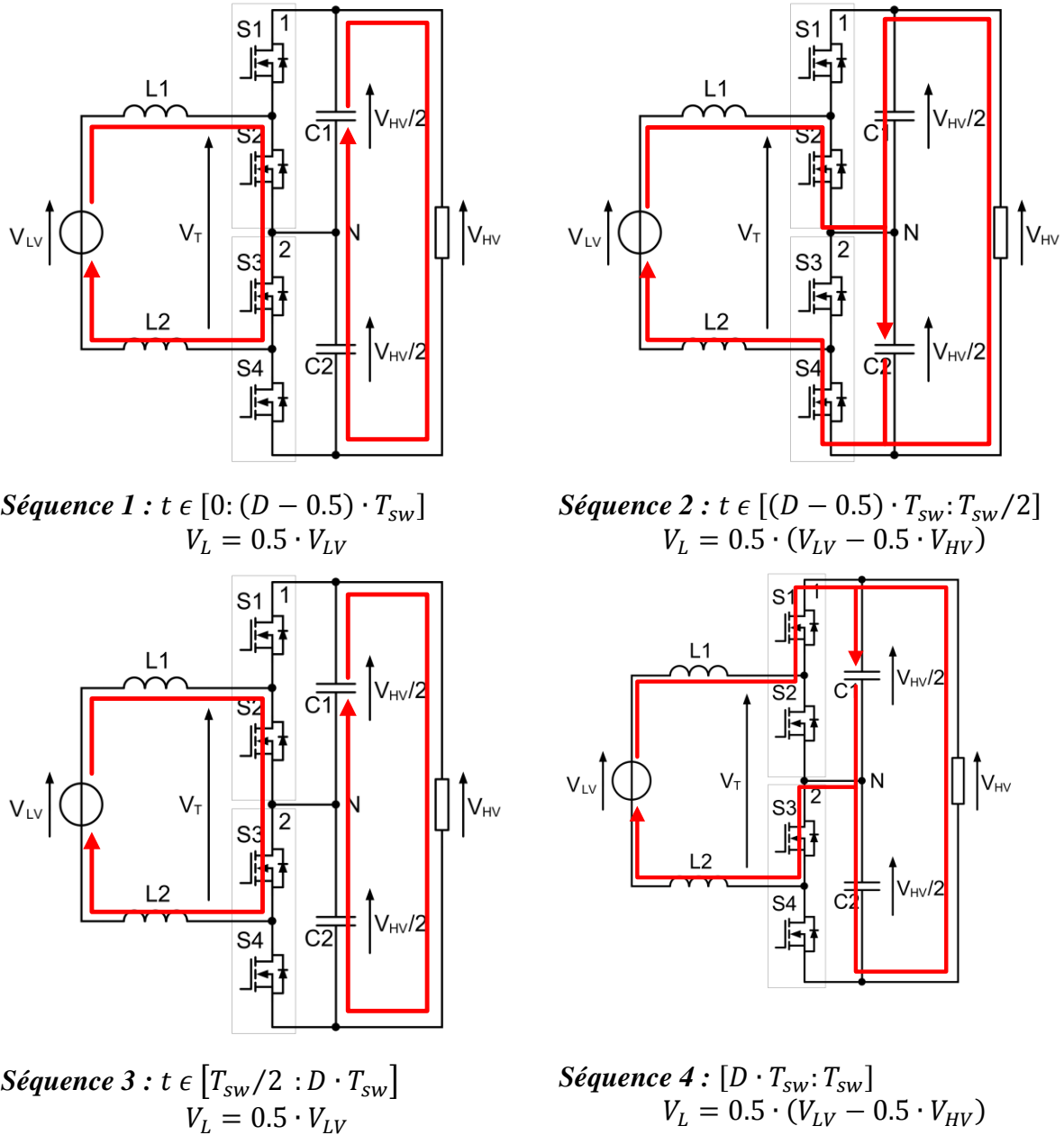


Figure 2.10 : Convertisseur double boost - séquences de fonctionnement

**Séquence 4 :** les interrupteurs  $S_1$  et  $S_3$  sont passants et les interrupteurs  $S_2$  et  $S_4$  sont bloqués. La source basse tension et la charge sont connectées de manière directe, il y a restitution de l'énergie emmagasiné dans les inductances vers charge. Le condensateur  $C_1$  se charge, le condensateur  $C_2$  se décharge.

**Fonction de transfert :** la fonction de transfert est déduite à partir de l'annulation de la tension moyenne aux bornes d'une des inductances (Figure 2.10). Celle-ci est égale à celle du convertisseur buck ou boost :  $V_{HV}/V_{LV} = 1/(1 - D)$ .



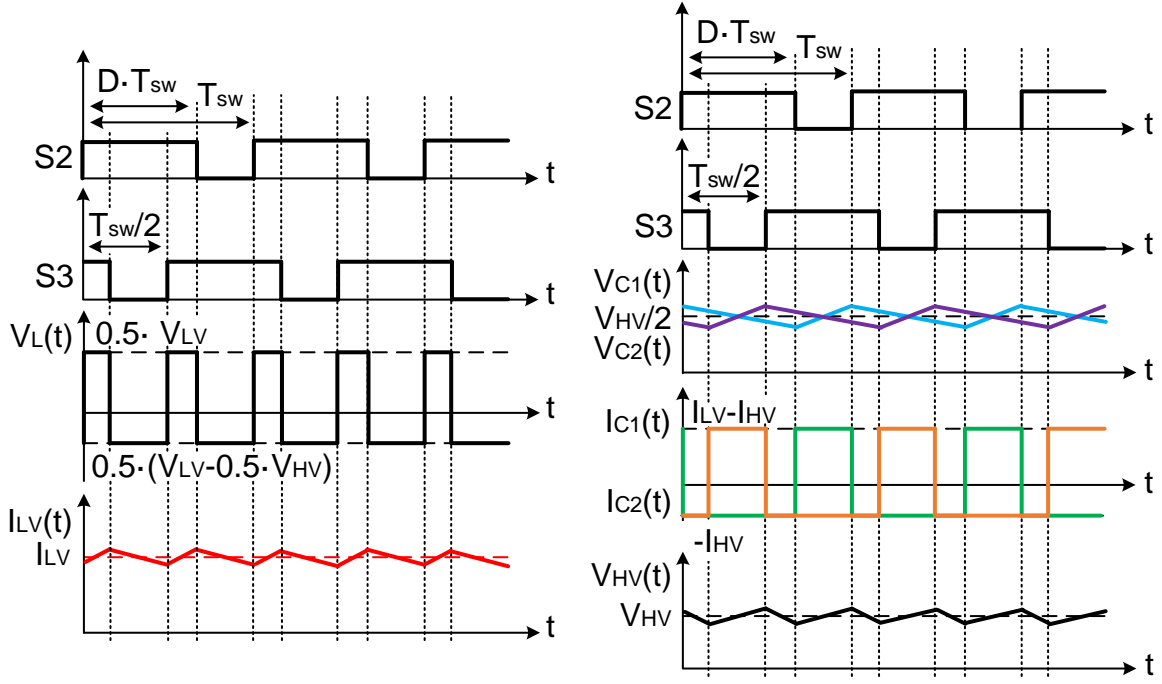


Figure 2.11 : Convertisseur double boost - grandeurs électriques caractéristiques

- Contraintes sur les composants de puissance

Le Tableau 2-6 synthétise les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs de puissance. Le pont diviseur capacitif formé par les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  réduit d'un facteur 2 la tension maximale  $V_{HV}$  appliquée sur les interrupteurs. Cette propriété peut être mise à profit afin d'utiliser des composants plus performants de plus faible calibre en tension que ceux utilisés avec un convertisseur buck ou boost. Sans connaître les caractéristiques de l'application et les composants de puissance disponibles, il est difficile de donner une conclusion générale quant à la structure ayant le meilleur rendement entre le boost et le double boost. Néanmoins, pour des applications de fort courant et avec des composants de puissance de calibre inférieur en tension à ceux du convertisseur boost, le convertisseur double boost a un réel intérêt et mérite d'être étudié.

Interrupteurs $S_1$ et $S_4$				Interrupteurs $S_2$ et $S_3$			
$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$
$(1 - D) \cdot I_{LV}$	$\sqrt{(1 - D)} \cdot I_{LV}$	$I_{LV} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{V_{HV}}{2}$	$D \cdot I_{LV}$	$\sqrt{D} \cdot I_{LV}$	$I_{LV} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{V_{HV}}{2}$

Tableau 2-6 : Convertisseur double boost - synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs

- Dimensionnement des éléments passifs

**Inductances :** les deux inductances  $L_1$  et  $L_2$  sont parcourues par le même courant de fréquence apparente double par rapport à la fréquence de découpage  $f_{sw}$  des semi-conducteurs (Figure 2.11). Les éléments permettant le dimensionnement de ces inductances sont présentés au Tableau 2-7 en utilisant la variable  $L=L_1+L_2$ . Noter que ces inductances peuvent être remplacées par une seule inductance de valeur  $L$  [9].

$\Delta I_L$	$\Delta I_{L,MAX}$	$L$	$I_{L,rms}$	$V_{L,MAX}$
$\frac{V_{LV}}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \cdot (2D - 1)$	$\frac{V_{LV}}{2 \cdot L \cdot f_{sw}}$	$\frac{V_{LV}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f_{sw}}$	$\sqrt{I_{LV}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	$0.5 \cdot  V_{LV} - 0.5 \cdot V_{HV} $

Tableau 2-7 : Convertisseur double boost - dimensionnement des inductances

**Condensateurs :** la tension  $V_{HV}$  du côté haute tension du convertisseur est égale à la somme des tensions partielles aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  (Figure 2.11). La fréquence de l'ondulation crête à crête  $\Delta V_{HV}$  est double par rapport à la fréquence de commutation  $f_{sw}$  des interrupteurs. En effet, le déphasage de  $180^\circ$  des ordres de commandes entre  $S_2$  et  $S_3$  crée des tensions partielles entrelacées. L'ondulation de la source haute tension est donc réduite par rapport à l'ondulation des tensions partielles. En l'absence de déséquilibre, la tension moyenne aux bornes des condensateurs est égale à la moitié de la tension  $V_{HV}$ . Les éléments dimensionnant les capacités sont reportés au Tableau 2-8.

$\Delta V_{HV}$	$\Delta V_{HV,MAX}$	$C$	$I_{C,rms}$	$V_C$
$\frac{I_{HV}}{C \cdot f_{sw}} \cdot (2D - 1)$	$\frac{I_{HV}}{C \cdot f_{sw}}$	$\frac{I_{HV}}{\Delta V_{HV,MAX} \cdot f_{sw}}$	$I_{HV} \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	$\frac{V_{HV}}{2}$

Tableau 2-8 : Convertisseur double boost - dimensionnement des condensateurs

### 2.2.3 Comparaison des énergies entre les deux topologies classiques

A puissance commutée identique ( $P_{boost\ entrelacé} = 2 \cdot V_{MAX} \cdot (I_{MAX}/2) = I_{MAX} \cdot V_{MAX}$ ,  $P_{double\ boost} = 2 \cdot (V_{MAX}/2) \cdot I_{MAX} = I_{MAX} \cdot V_{MAX}$ ), l'énergie emmagasinée totale des éléments inductifs est la même dans la topologie parallèle et dans la structure série pour une même ondulation du courant dans la source basse tension. Cela signifie que, pour une technologie donnée et à faible ondulation du courant dans les éléments inductifs, le volume et la masse totale des éléments inductifs dans le convertisseur double buck/double boost et buck ou boost entrelacé sont sensiblement égaux.

En ce qui concerne les condensateurs de sortie côté haute tension du convertisseur, l'énergie stockée à haut ratio de conversion est sensiblement plus faible dans le convertisseur double boost que dans le convertisseur boost entrelacé. Par exemple, pour un ratio de conversion de 10 ( $D=0.9$ ), l'énergie totale stockée dans les condensateurs de sortie du boost entrelacé est supérieure de 12.5% par rapport à l'énergie stockée des condensateurs du convertisseur double boost. L'aspect discret et dépendant de la technologie rend difficile toute estimation générale d'un éventuel gain en termes de volume et de masse. Pour ne citer que l'exemple des condensateurs de type film polypropylène employé en électronique de puissance, le volume et la masse totales des condensateurs sont proportionnelles à l'énergie stockée. Dans ce cas, le gain en volume sera d'environ 33% à 6% pour un ratio de conversion de 5 à 20.

Un outil de comparaison des énergies stockées entre les différentes structures est présenté au paragraphe §2.4.6.

## 2.2.4 Conclusion

La topologie buck ou boost et la topologie double buck/double boost possède la même fonction de transfert. Autrement dit, les deux structures atteignent les mêmes ratios de conversion théorique. Tout comme pour la topologie buck ou boost, la topologie double buck/double boost doit travailler avec des rapports cycliques réduisant fortement son rendement pour les points de fonctionnement à haut ratio de conversion. L'emploi du double buck/double boost est principalement motivé par la réduction de la contrainte en tension sur les interrupteurs de puissance. Cette réduction d'un facteur 2 par rapport au cas buck ou boost permet, suivant la valeur de la tension maximale du convertisseur, d'employer des composants plus performants de plus faible calibre en tension. Inconvénient de cette topologie série, le dimensionnement des inductances et des interrupteurs reste assujéti à la valeur maximale du courant dans le convertisseur.

## 2.3     Convertisseur 'miroir'

### 2.3.1 Introduction

Cette partie présente une 'généalogie' des convertisseurs avec pour objectif de situer le convertisseur miroir par rapport aux convertisseurs usuels. La démarche, non exhaustive, essaie de positionner le convertisseur miroir par rapport au convertisseur de référence buck ou boost, au convertisseur de type parallèle buck ou boost entrelacé et au convertisseur de type série double buck/double boost.

D'abord introduit sous la forme miroir buck/miroir boost, le convertisseur miroir est ensuite présenté de manière plus générale avec l'introduction de la macro-cellule. Enfin, la topologie miroir est étendue au cas multi-source.

### 2.3.2 Du convertisseur buck ou boost au convertisseur miroir

Le convertisseur buck ou boost sert de convertisseur de référence. A partir de celui-ci, plusieurs variantes sont développées. Les variantes visent à pallier les principaux défauts du convertisseur buck ou boost et à répondre à nos besoins de haut rendement à fort rapport de conversion. Notre attention se porte sur des topologies réduisant les contraintes sur les interrupteurs de puissance et sur les éléments inductifs afin de minimiser les pertes. Les variantes couvrent les topologies série, parallèle et pour finir série-parallèle. L'aspect série permet de répartir la plus élevée des tensions sur plusieurs cellules de commutation. La réduction de contraintes qui s'en suit sur les interrupteurs de puissance permet l'emploi de composants de plus petit calibre en tension, composants qui sont généralement plus performants. L'aspect parallèle (mise en parallèle indirecte plus précisément) permet de partager dans plusieurs phases le courant le plus élevé du convertisseur ce qui réduit les contraintes en courant sur les composants de puissance et aussi sur les inductances.

Les variations proposées sont réalisées à partir de deux cellules de commutations élémentaires, nombre minimal de cellules de commutation permettant la conception de convertisseurs de type série, parallèle ou série-parallèle. Avant d'être synthétisées, les caractéristiques principales des convertisseurs sont énoncées.

**Convertisseur buck ou boost :** le convertisseur buck ou boost est le convertisseur DC-DC de référence (Figure 2.12). Son intérêt et ses limites ont été présentés dans les paragraphes

précédents §2.1 et §2.2.1. Il est à retenir que le convertisseur buck ou boost est intéressant car de conception et d'utilisation simple mais son rendement est tributaire du ratio de conversion. Celui-ci se dégrade rapidement à fort rapport de conversion. Au niveau du dimensionnement, les interrupteurs de puissance sont dimensionnés par rapport aux contraintes courant-tension les plus élevées dans le convertisseur. Le calibre en tension des semi-conducteurs doit pouvoir supporter la tension  $V_{HV}$ . L'inductance et les composants de puissance sont dimensionnés par rapport au courant  $I_{LV}$ .

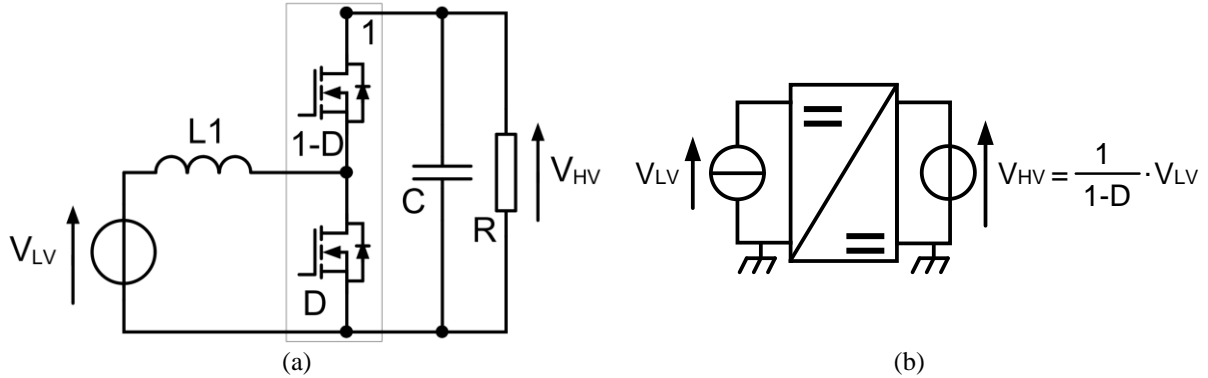


Figure 2.12 : Convertisseur boost (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen

**1<sup>er</sup> génération - variante 1 - convertisseur buck ou boost entrelacé** : le convertisseur buck ou boost entrelacé à deux phases (Figure 2.13) est une variante du convertisseur buck ou boost. La mise en parallèle des deux cellules de commutation permet d'augmenter la puissance du convertisseur ou de réduire les pertes par conduction à puissance constante (§3.3.2.2). La contrainte en courant dans les interrupteurs de puissance et dans les inductances est réduite par deux par rapport au cas buck ou boost grâce au partage du courant dans les deux phases. L'entrelacement des courants est bénéfique sur le dimensionnement des filtres du convertisseur : ondulation réduite du courant dans la source basse tension par rapport à l'ondulation du courant de phases, augmentation de la fréquence apparente des courants d'entrée et de sortie. L'augmentation du nombre de phases peut aussi être mise à profit avec le couplage des deux inductances (§3.3.2.2). Les interrupteurs de puissance restent dimensionnés par rapport à la plus élevée des tensions du convertisseur.

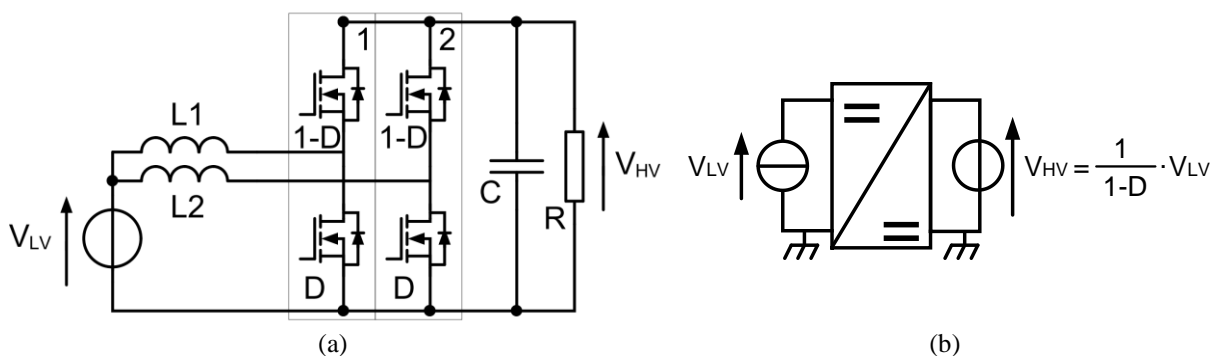


Figure 2.13 : Convertisseur boost entrelacé (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen

**1<sup>er</sup> génération - variante 2** : le schéma électrique de principe de la variante 2 est présenté à la Figure 2.14 et son modèle moyen à la Figure 2.15. Cette variante répond au besoin de l'alimentation de deux charges indépendantes à partir d'une source de tension basse tension commune. La source basse tension et les inductances bénéficient des mêmes avantages que ceux présentés dans le convertisseur buck ou boost entrelacé. Les filtres de sortie ne profitent plus de l'effet de l'entrelacement. Les interrupteurs sont dimensionnés par rapport à leurs tensions maximales respectives.

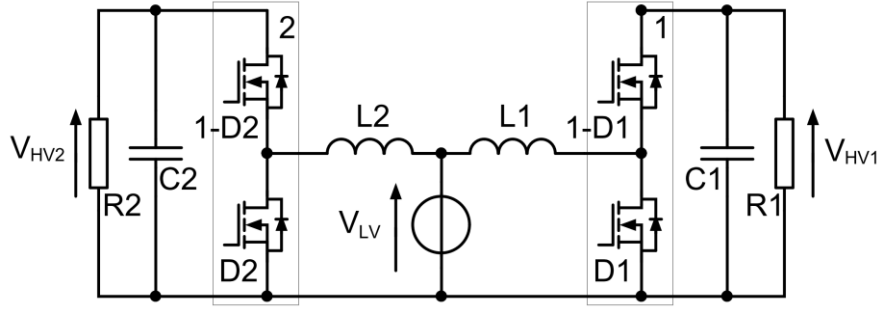


Figure 2.14 : Variante 2 - schéma électrique de principe

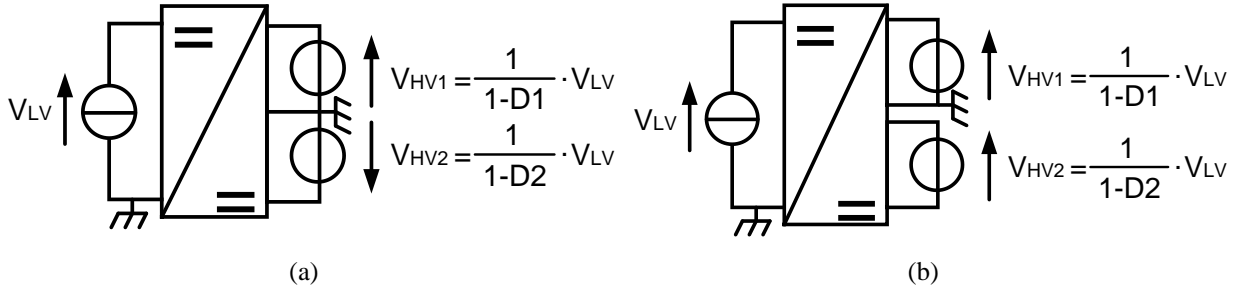


Figure 2.15 : Modèle moyen (a) variante 2 (b) variante 3

**1<sup>er</sup> génération - variante 3 :** le schéma électrique de principe de la variante 3 est présenté à la Figure 2.16 et son modèle moyen à la Figure 2.15. Cette variante présente les mêmes caractéristiques que la variante précédente à ceci près que la tension  $V_{HV2}$  est flottante.

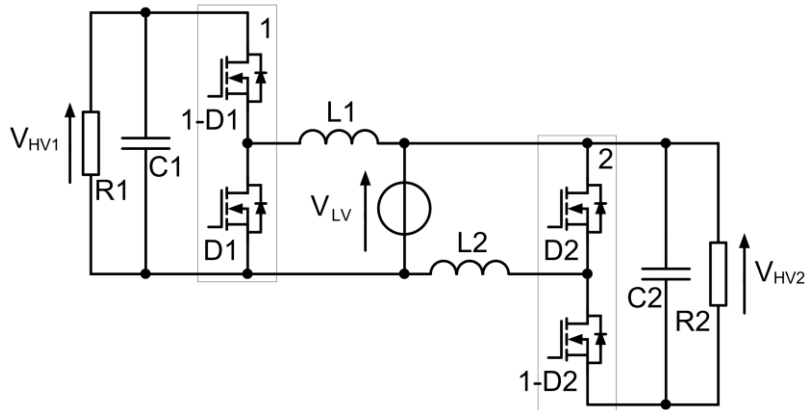


Figure 2.16 : Variation 3- schéma électrique de principe

**1<sup>er</sup> génération - variante 4 - convertisseur double buck/double boost :** le schéma électrique de principe est représenté à la Figure 2.9 avec une seule source basse tension et à la Figure 2.17 avec deux sources basse tension. Le grand intérêt de cette topologie par rapport au convertisseur buck ou boost est la réduction de la contrainte maximale en tension sur les interrupteurs permettant l'emploi de composants de puissance plus performants. Le déphasage des ordres de commande entre les deux cellules de commutation permet de doubler la fréquence apparente des courants d'entrée/sortie du convertisseur et cela permet l'entrelacement des deux tensions flottantes des cellules de commutation ce qui réduit l'ondulation de la tension aux bornes de la charge. L'inconvénient de cette structure est le dimensionnement de l'inductance et des composants de puissance par rapport au courant le plus élevé du convertisseur  $I_{LV}$ .

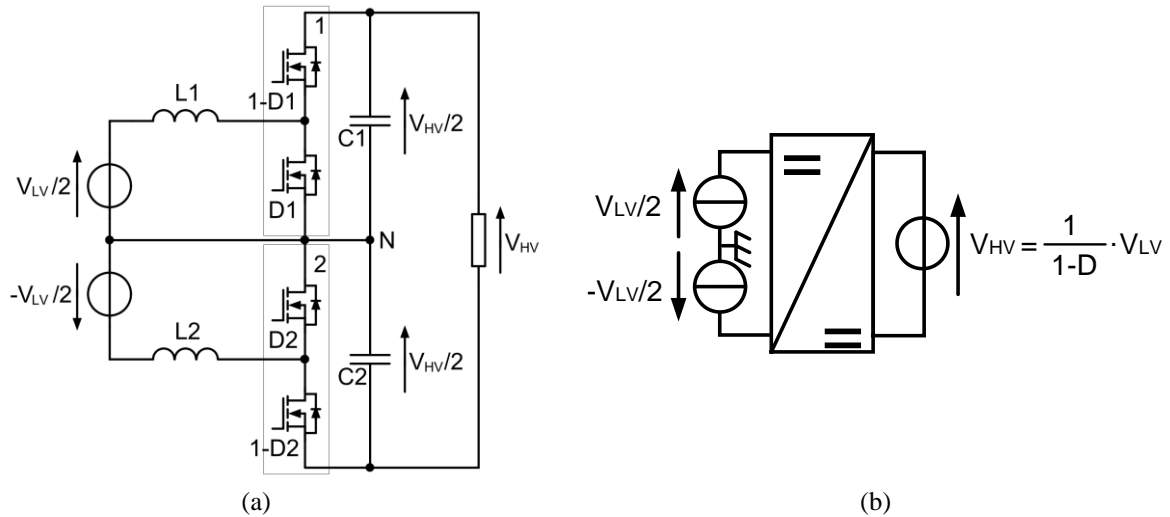


Figure 2.17 : Convertisseur double boost (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen

**2<sup>ème</sup> génération - variante 2-1 :** le schéma électrique de principe de la variante 2-1 est présenté sous deux formes à la Figure 2.18. Cette variante découle de la variante 2. La source basse tension alimente une charge haute tension. Son intérêt est en pratique limité du point de vue du rendement et du ratio de conversion. Néanmoins, il est intéressant de remarquer que la tension de sortie est répartie sur les deux cellules de commutation. Cette topologie est non sans rappeler le convertisseur double boost.

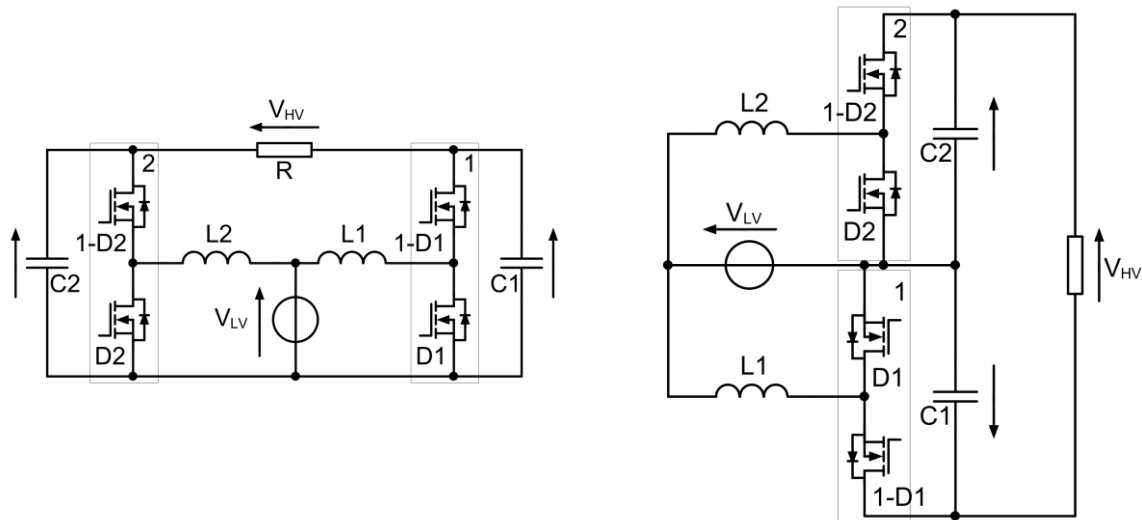


Figure 2.18 : Variation 2-1 - schéma électrique de principe

**2<sup>ème</sup> génération - variante 3-1 - convertisseur miroir buck/miroir boost :** le schéma électrique de principe est représenté à la Figure 2.19. La structure est de type série-parallèle. Elle combine les avantages de la structure double buck/double boost et de la topologie buck ou boost entrelacé : les contraintes maximales en tension et en courant ne sont pas appliquées sur les interrupteurs de puissance et sur les inductances. Cette caractéristique est d'autant plus prononcée que le rapport de conversion est élevé (§2.4.4). La réduction des contraintes sur les semi-conducteurs et le haut potentiel de ratio de conversion font de cette structure un parfait candidat pour répondre à nos besoins.

A notre connaissance, la structure miroir est présente dans la littérature seulement sous la forme de ce que nous désignons ici comme la topologie miroir boost (convertisseur élévateur

en tension, tension 2 niveaux). Il semble que la topologie miroir boost ait été introduite en 2006 sous le nom de IDD boost pour Interleaved Double Dual boost [7], [15].

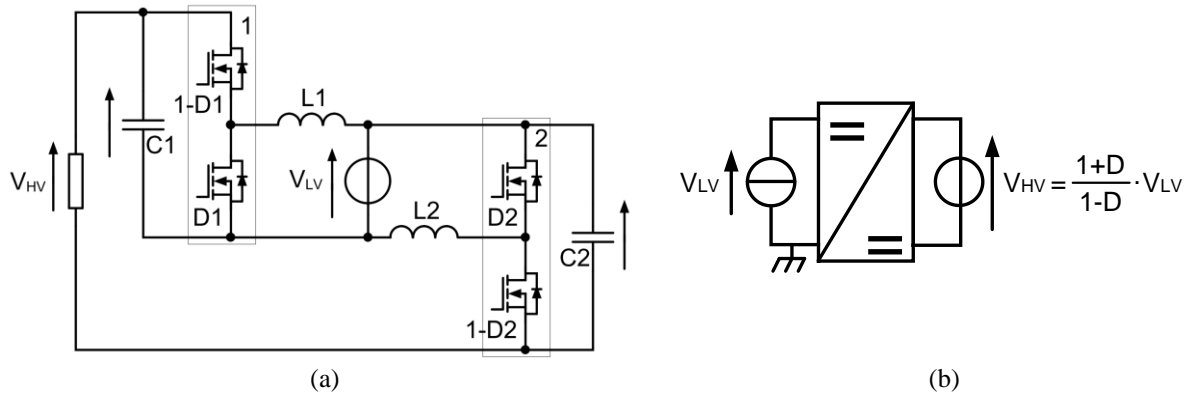


Figure 2.19 : Convertisseur miroir boost (a) schéma électrique de principe (b) modèle moyen

**2<sup>ème</sup> génération - variante 3-1 - convertisseur HSP :** cette variante est la même que la version précédente mais appliquée au cas multi-source. Elle est représentée à la Figure 2.20 dans une configuration abaisseur de tension avec une source haute tension  $S_{HV}$  et deux sources basse tension  $S_{LV1}$  et  $S_{LV2}$  en lieu et place d'une source unique basse tension.

Cette topologie est employée par Alstom [16] dans les locomotives BB36000. Les tensions flottantes aux bornes des deux cellules de commutation sont utilisées comme deux sources de tension réglables de manière indépendante.

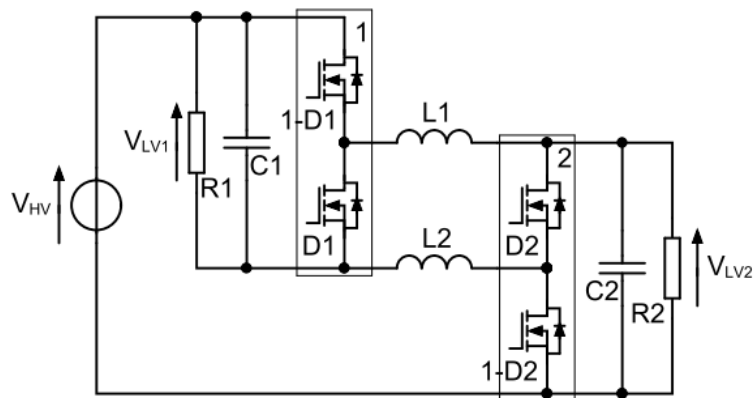


Figure 2.20 : Convertisseur HSP - schéma électrique de principe

La locomotive BB36000 a été conçue afin de pouvoir fonctionner pour 3 types de réseaux électriques (multi-tension) : 25kV à 50Hz, 3kV et 1.5kV et alimenter 4 moteurs de traction de 1 500kW via des onduleurs de tension. Sous caténaire 3kVDC, les cellules de commutation à base de thyristor GTO (Gate Turn-Off Thyristor) sont configurées sous la forme d'un convertisseur désigné par Alstom sous le terme de HSP pour Hacheur Série-Parallèle. Les deux bus indépendants sont régulés à 2.8kVDC (Figure 2.21).

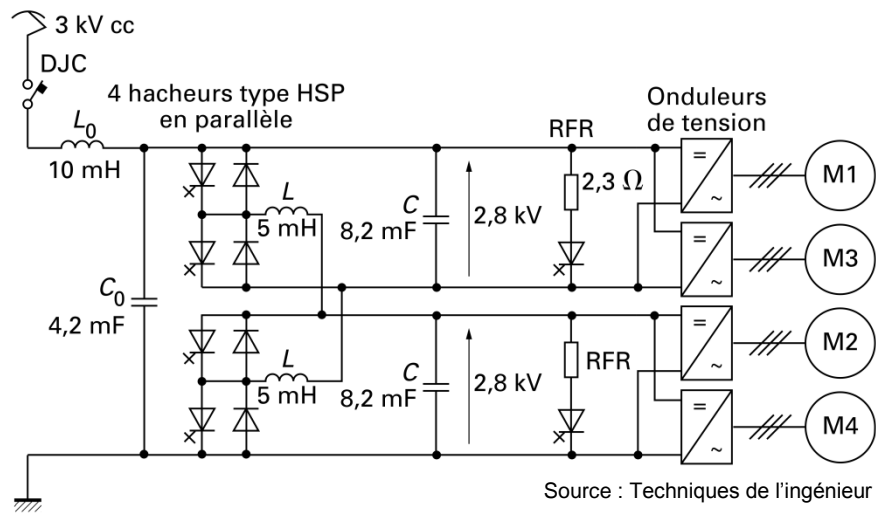
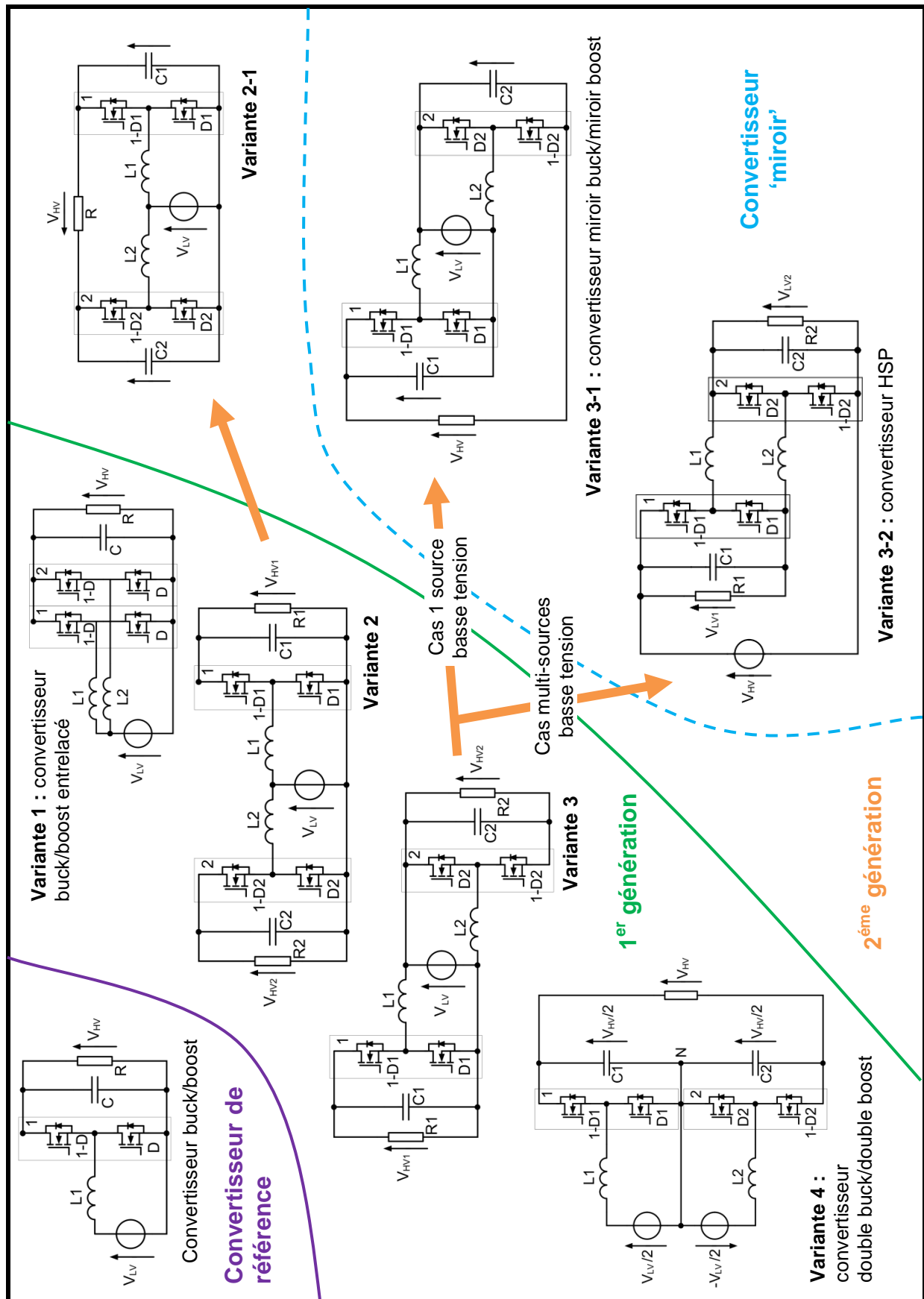


Figure 2.21 : Convertisseur HSP Alstom - Locomotive BB 36000 - schéma du circuit de puissance



- Synthèse



### 2.3.3 Principales caractéristiques de la topologie miroir

La topologie miroir tire son nom de la symétrie observée autour de la source basse tension (ou des inductances dans le cas de sa déclinaison multi-source) (Figure 2.22).

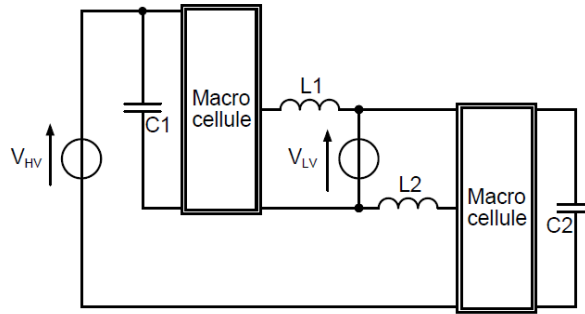


Figure 2.22 : Convertisseur miroir avec macro-cellules - schéma électrique de principe

Une représentation de principe d'une macro-cellule est donnée à la Figure 2.23. Dans le cas général, une macro-cellule est composée de cellules de commutations mise en série de manière indirecte (par exemple : NPC [17], FC [18], ANPC [19], etc.) et de phases mise en parallèle de manière indirecte via des inductances indépendantes ou magnétiquement couplées [20], [21], [22]. Les interrupteurs de puissance représentés au niveau de la macro-cellule sont une association directe série et/ou parallèle de composants de puissance discrets.

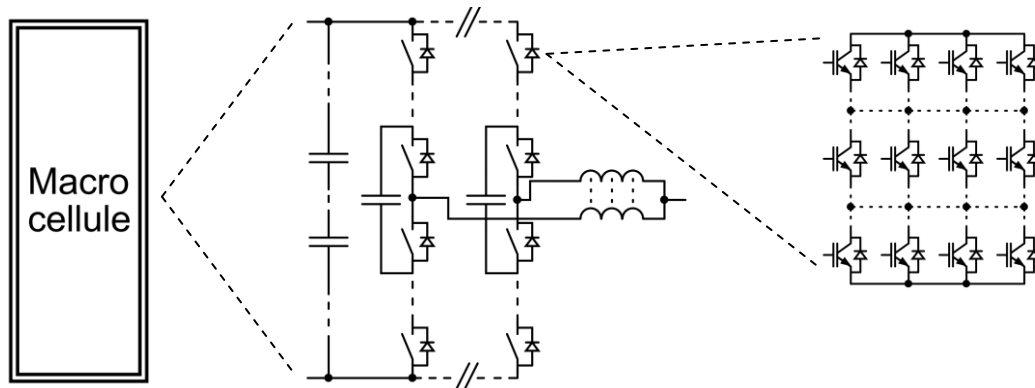


Figure 2.23 : Macro-cellule - schéma de principe

La Figure 2.24 compare les contraintes tension-courant maximales subies par les interrupteurs de puissance dans le cas du convertisseur miroir buck/miroir boost avec le convertisseur de référence buck ou boost, le convertisseur buck ou boost entrelacé et le convertisseur double buck/double boost. Cette comparaison met en évidence l'intérêt de la structure miroir buck/miroir boost à fort rapport de conversion par rapport aux autres topologies.

L'aire du produit tension-courant commuté est une image des pertes dans les semi-conducteurs (§2.1). Caractéristique propre de la topologie miroir, les contraintes tension-courant varient en fonction du rapport de conversion (§2.4.4). Lorsque celui-ci est unitaire, la puissance commutée pour chaque cellule de commutation du convertisseur miroir est égale à la puissance commutée du cas buck ou boost, puissance deux fois supérieure au convertisseur double buck/double boost ou au convertisseur buck ou boost entrelacé. Le rapport de conversion unitaire est le cas le plus défavorable au convertisseur miroir buck ou boost. A ratio de conversion infini, la puissance commutée par les cellules de commutation du



les pertes magnétiques. Les bénéfices de ces deux topologies se retrouvent dans la topologie miroir buck/miroir boost lorsqu'elle est utilisée à fort rapport de conversion.

La Figure 2.25 présente les contraintes tension-courant de la structure miroir dans un cas général. En absence de déséquilibre entre phases, le courant de chaque phase est égal à  $I_{LV}/(n_{par} \cdot (1+D))$ , avec  $n_{par}$  égal à  $n_{par}=n/2$  et  $n$  nombre de phases total du convertisseur,  $D$  rapport cyclique en convention élévateur de tension (§2.4.2). Pour une tension également répartie entre les cellules de commutation, la tension maximale aux bornes des semi-conducteurs est égale à  $V_{HV}/(n_{serie} \cdot (1+D))$ ,  $n_{serie}$  est égal au nombre de cellules de commutation en série dans les macro-cellules,  $D$  rapport cyclique en convention élévateur de tension.

Les contraintes tension-courant dans le cas des convertisseurs miroir boost 8 phases et double boost 8 phases utilisées dans la partie expérimentale sont représentées à la Figure 2.25.

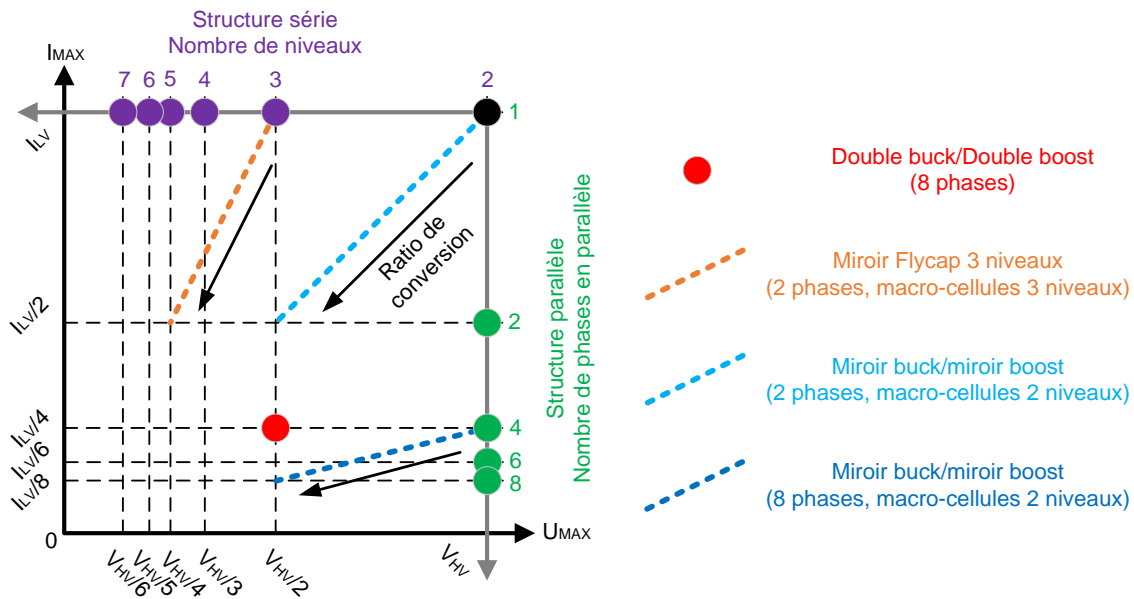


Figure 2.25 : Comparaison des contraintes tension-courant - convertisseur multicellulaire série, convertisseur parallèle et convertisseur série-parallèle

Pour conclure cette partie, les structures miroirs sont généralisables au cas de  $n$  sources indépendantes (Figure 2.26 généralisation structure miroir et variante HSP Figure 2.27).

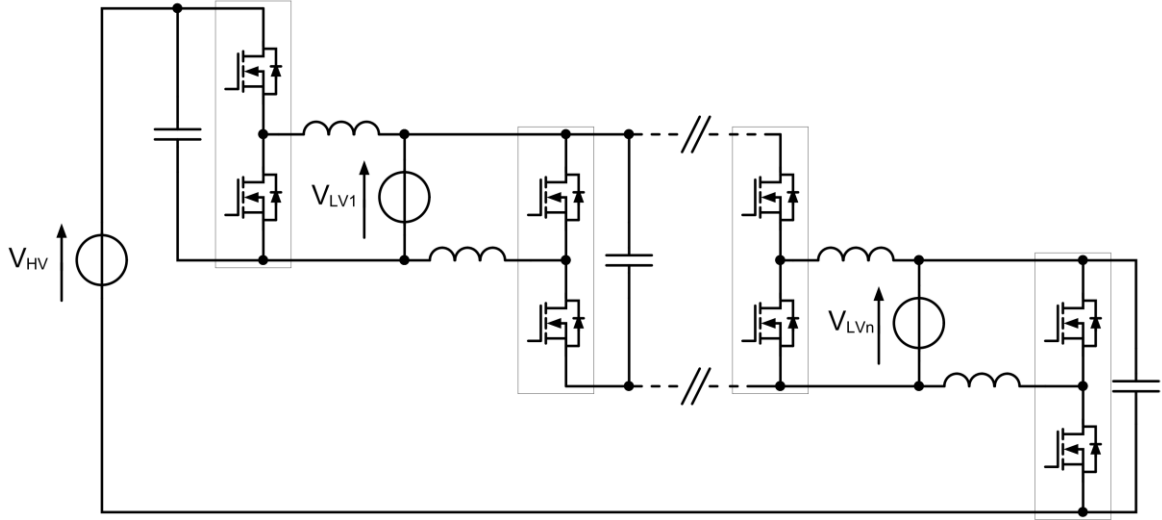


Figure 2.26 : Convertisseur miroir buck ou boost avec  $n$  sources indépendantes - schéma électrique de principe

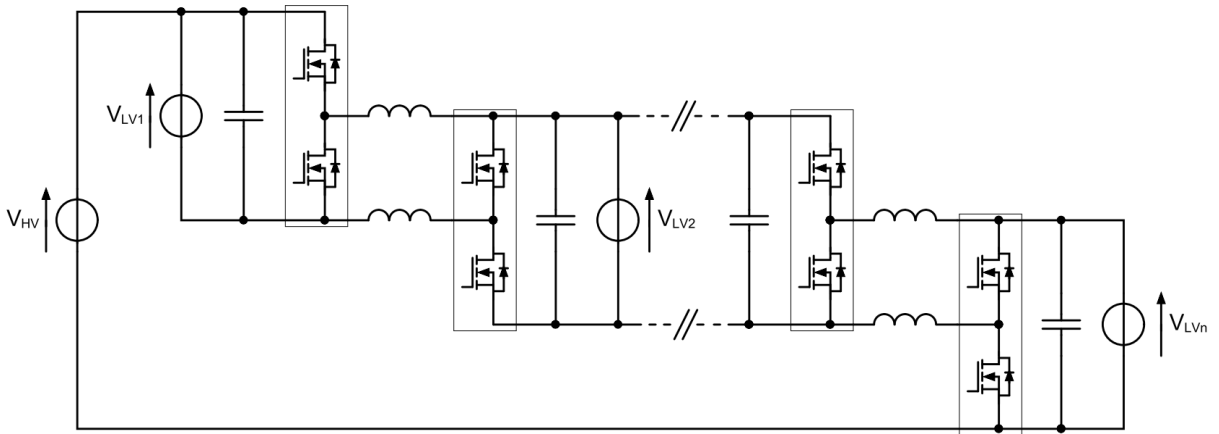


Figure 2.27 : Convertisseur HSP avec  $n$  sources indépendantes - schéma électrique de principe

## 2.4 Convertisseur miroir buck/miroir boost étudié dans la thèse

### 2.4.1 Présentation de la topologie miroir buck/miroir boost

La topologie miroir buck/miroir boost [23] est illustrée à la Figure 2.28. Dans sa forme élémentaire, la topologie est composée de deux cellules de commutation flottantes (1 et 2) et de deux inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Chaque cellule de commutation forme avec son inductance associée un convertisseur flottant de type buck ou boost référencé soit par rapport au potentiel  $V_A$  soit par rapport au potentiel  $V_B$  dont la source basse tension est la source  $S_{LV}$  et dont la source haute tension est flottante et de tension  $V_{cell1/2}$ . La bidirectionnalité en courant des cellules de commutation permet au convertisseur de travailler en mode élévateur (mode boost,  $S_{LV}$  : générateur et  $S_{HV}$  : charge) ou en mode abaisseur (mode buck,  $S_{LV}$  : charge,  $S_{HV}$  : générateur).

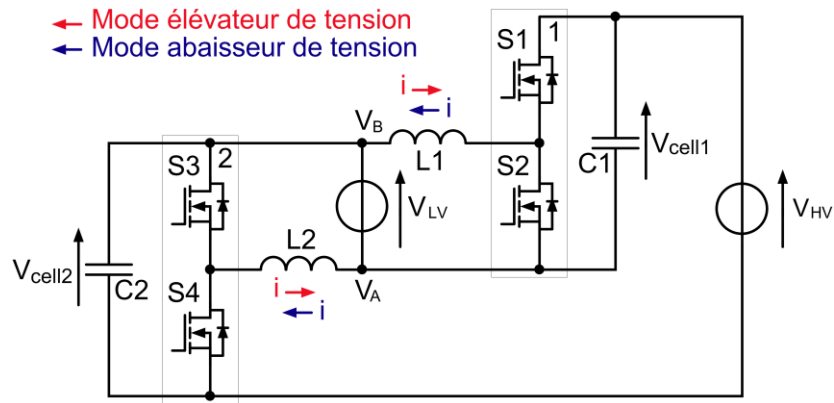


Figure 2.28 : Convertisseur miroir buck/miroir boost - schéma électrique de principe

La structure série-parallèle miroir palie aux principaux inconvénients du convertisseur de référence buck ou boost et des convertisseurs parallèle buck ou boost entrelacé et série double buck/double boost (§2.3.3). En effet, les éléments actifs et passifs qui composent le convertisseur ne subissent pas les contraintes maximales du convertisseur. L'agencement non standard des cellules de commutation permet à la topologie miroir d'atteindre des ratios de conversion élevé et cela, sans détériorer le rendement. Le haut rendement à fort ratio de conversion est rendu possible, d'une part, grâce aux contraintes réduites sur les composants et d'autre part, grâce au rapport cyclique des cellules de commutation qui reste moins pénalisant qu'avec les convertisseurs de référence. L'entrelacement des commandes des cellules de commutation permet d'augmenter la fréquence apparente de la tension  $V_{HV}$  et du courant  $I_{LV}$  des sources du convertisseur et de réduire leurs ondulations respectives. Le convertisseur miroir peut aussi bénéficier du remplacement des inductances indépendantes par des inductances magnétiquement couplées afin d'augmenter sa densité de puissance et d'améliorer son rendement (ICT3.3.2.2). Il est à remarquer qu'une des sources  $S_{LV}$  ou  $S_{HV}$  doit être flottante (Figure 2.19) comme cela est le cas avec le convertisseur double buck/double boost. Enfin, autre spécificité du convertisseur miroir, les sources d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que les condensateurs flottants sont toujours en série quel que soit l'état du convertisseur (Figure 2.31).

## 2.4.2 Fonctionnement

Le fonctionnement et les principales caractéristiques de la topologie miroir buck/miroir boost vont être développés en utilisant le convertisseur en mode élévateur de tension (Figure 2.29). Le rapport cyclique  $D$  est appliqué aux interrupteurs commandés à l'amorçage et au blocage  $S_2$  et  $S_3$ . Les interrupteurs  $S_1$  et  $S_4$  actifs lors d'un transfert direct d'énergie entre les deux sources sont commandés avec un rapport cyclique égal à  $1-D$ . Les interrupteurs sont considérés comme parfaits. L'étude se place dans le cas de la conduction continue et avec un rapport cyclique supérieur à 0,5. Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  et les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont respectivement identiques.

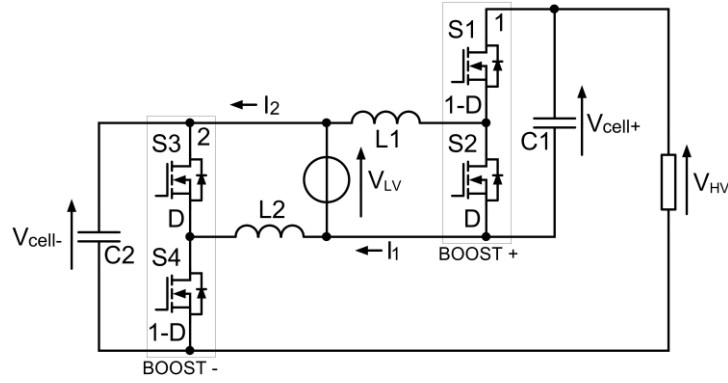


Figure 2.29 : Convertisseur miroir boost - schéma électrique de principe

Avec une commande adaptée et des paramètres du circuit symétrique, les tensions aux bornes des deux cellules de commutation sont égales entre elles et valent :  $V_{cell-} = V_{cell+} = (V_{HV} + V_{LV})/2$ . La commande des deux cellules de commutation est déphasée de 180 degrés. Chaque période de commutation  $T_{sw}$  des interrupteurs est composée de 4 séquences de fonctionnement correspondant à 3 états différents du convertisseur (Figure 2.31). Les allures des grandeurs électriques caractéristiques sont données à la Figure 2.30.

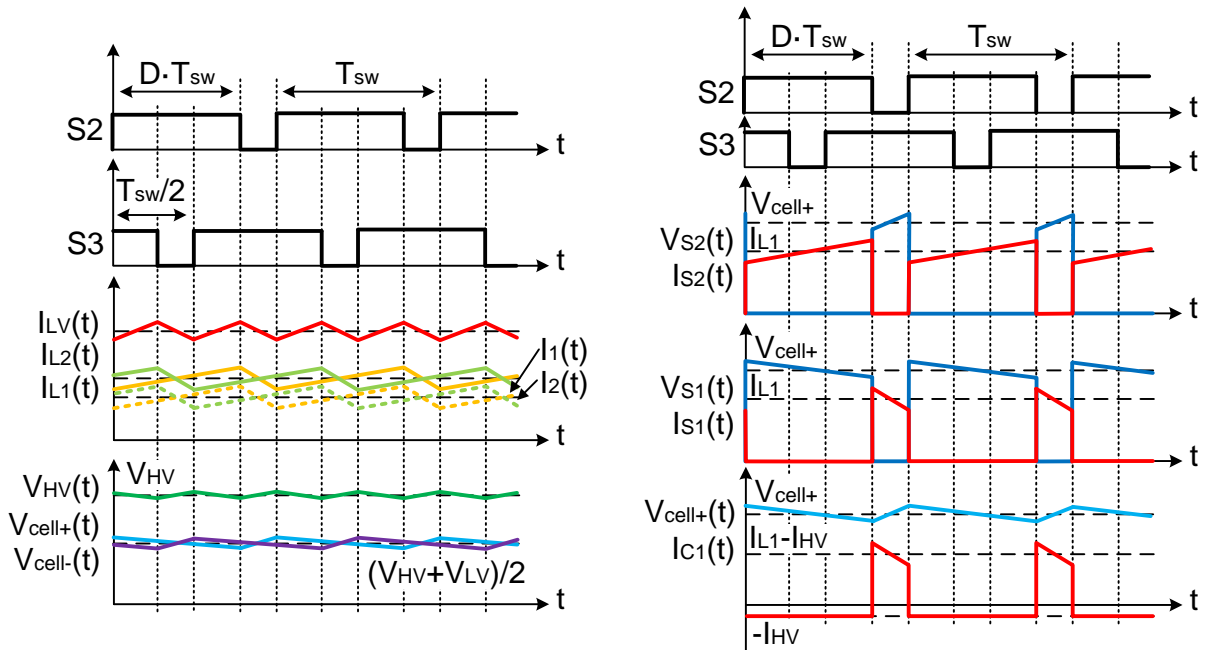


Figure 2.30 : Convertisseur miroir boost - grandeurs électriques caractéristiques

**Séquences 1 et 3 :** les interrupteurs  $S_2$  et  $S_3$  sont passants et les interrupteurs  $S_1$  et  $S_4$  sont bloqués. Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  emmagasinent de l'énergie. Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  restituent leur énergie à la charge.

**Séquence 2 :** les interrupteurs  $S_2$  et  $S_4$  sont passants et les interrupteurs  $S_1$  et  $S_3$  sont bloqués. L'inductance  $L_1$  et le condensateur  $C_2$  emmagasinent de l'énergie. L'inductance  $L_2$  et le condensateur  $C_1$  délivrent de l'énergie à la charge et au condensateur  $C_2$ .

**Séquence 4 :** les interrupteurs  $S_1$  et  $S_3$  sont passants et les interrupteurs  $S_2$  et  $S_4$  sont bloqués. L'inductance  $L_2$  et le condensateur  $C_1$  emmagasinent de l'énergie. L'inductance  $L_1$  et le condensateur  $C_2$  délivrent de l'énergie à la charge et au condensateur  $C_2$ .

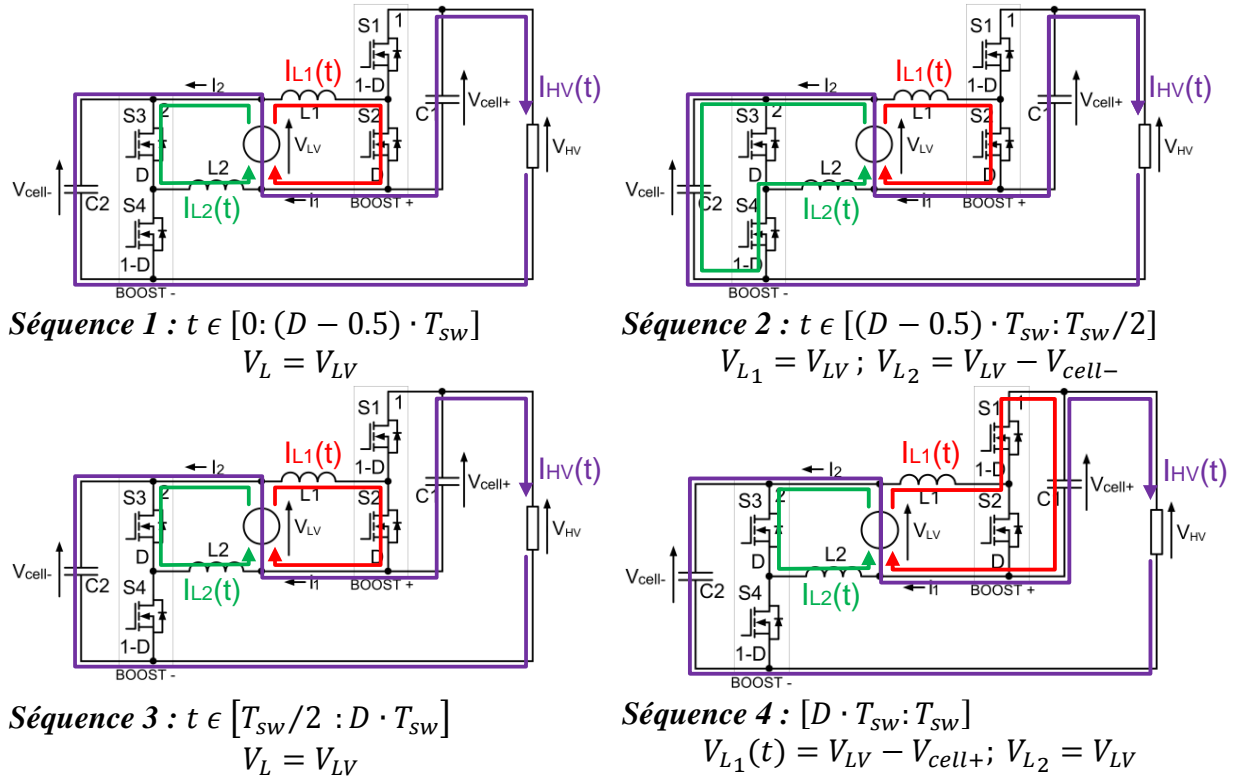


Figure 2.31 : Convertisseur double boost - séquences de fonctionnement

### 2.4.3 Fonction de transfert - ratio de conversion

La fonction de transfert de la topologie miroir peut être calculée à partir de l'annulation de la tension moyenne aux bornes d'une des inductances (Figure 2.31) ou à partir du modèle moyen du convertisseur (Figure 2.32). La fonction de transfert tension de sortie sur tension d'entrée correspondant au cas élévateur de tension est donnée par l'expression :  $\frac{V_{HV}}{V_{LV}} = \frac{1+D}{1-D}$ . La Figure 2.33 représente le ratio de conversion  $V_{HV}/V_{LV}$  et le ratio  $V_{LV}/V_{HV}$  en fonction du rapport cyclique  $D$  du convertisseur miroir buck/miroir boost et des convertisseurs buck ou boost, buck ou boost entrelacé et double buck/double boost qui possèdent une même fonction de transfert (§2.2).

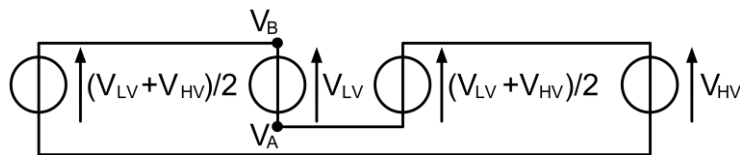


Figure 2.32 : Convertisseur miroir buck/miroir boost - modèle moyen

Le ratio de conversion du convertisseur miroir tend à être deux fois plus élevé lorsque le rapport cyclique tend à être unitaire que le ratio de conversion obtenu avec le convertisseur buck ou boost. Cette propriété permet au convertisseur miroir de fonctionner avec des rapports cycliques plus faibles pour un même ratio de conversion ce qui réduit les contraintes sur les semi-conducteurs et donc réduit les pertes. La partie expérimentale §3.2 illustre parfaitement ce dernier point. L'interconnexion entre deux réseaux continus 28VDC et 540VDC nécessite un ratio de conversion d'environ 19.3. Le rapport cyclique théorique est égal à 94.8% ( $1-D=5.2\%$ ) dans le cas du convertisseur buck ou boost et il est égal à 90.1% ( $1-D=9.9\%$ ) dans le cas du convertisseur miroir (Figure 2.33). A ce niveau de ratio de conversion, la tension aux bornes des semi-conducteurs est quasiment égale à la tension du



cas série 3 niveaux, le courant commuté est quant à lui quasiment égal au courant du cas parallèle 2 phases (Tableau 2-10, Figure 2.24 et Figure 2.34).

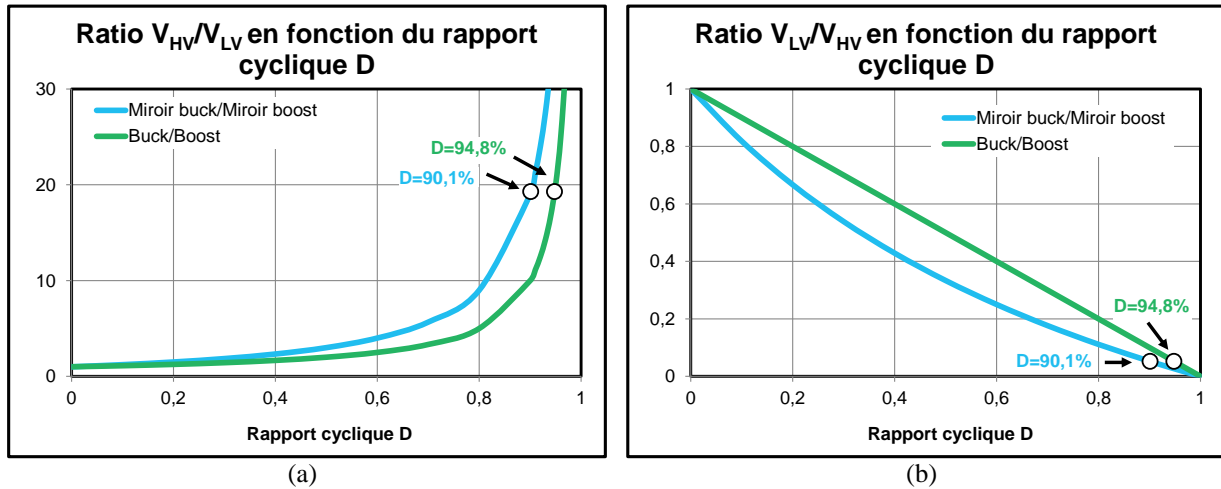


Figure 2.33 : Convertisseur miroir buck/miroir boost et convertisseurs de référence (a) ratio  $V_{HV}/V_{LV}$  (b) ratio  $V_{LV}/V_{HV}$

La topologie miroir buck/boost peut aussi être employée afin d'atteindre des ratios de conversion 'inatteignable' avec la structure classique buck ou boost du fait de sa capacité à atteindre de très haut rapport de conversion. Par exemple, un ratio de conversion théorique de 39 est atteignable pour un rapport cyclique  $D$  de 95%.

#### 2.4.4 Contraintes sur les composants de puissance

Le Tableau 2-10 synthétise les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs de puissance. Les contraintes dépendent du rapport cyclique  $D$  et sont d'autant plus réduites que le rapport cyclique et donc le ratio de conversion est important. Le paragraphe §2.3.3 a montré qu'à fort ratio de conversion, le produit tension-courant commuté image des pertes dans les semi-conducteurs est plus faible dans le cas du convertisseur miroir que dans le cas de structure série ou parallèle possédant le même nombre de cellule de commutation.

Le Tableau 2-10 résume les contraintes en courant et en tension des convertisseurs parallèle boost entrelacé à 2 phases, du convertisseur série double boost et du convertisseur série-parallèle miroir boost. Les contraintes sont exprimées pour un même ratio de conversion  $V_{HV}/V_{LV}$  des convertisseurs. Le calcul des pertes dans les semi-conducteurs est détaillé au §3.2.4.1.

Interrupteurs $S_1$ et $S_4$				Interrupteurs $S_2$ et $S_3$			
$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$
$\frac{(1-D) \cdot I_{LV}}{1+D}$	$\frac{\sqrt{(1-D)} \cdot I_{LV}}{1+D}$	$\frac{I_{LV}}{1+D} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{V_{HV}}{1+D}$	$\frac{D \cdot I_{LV}}{1+D}$	$\frac{\sqrt{D} \cdot I_{LV}}{1+D}$	$\frac{I_{LV}}{1+D} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{V_{HV}}{1+D}$

Tableau 2-9 : Convertisseur miroir boost - synthèse des contraintes tension-courant sur les semi-conducteurs

Le comportement série-parallèle de la topologie miroir se retrouve dans l'expression des contraintes maximales relatives : pour un rapport de conversion infini, la topologie miroir à les mêmes contraintes en tension que la structure série et les mêmes contraintes en courant que la structure parallèle.

La comparaison entre les courants moyens et efficace des différentes structures fait apparaître l'aspect parallèle de la topologie miroir ainsi que l'effet de la différence de cyclique à même ratio de conversion (Figure 2.34) :

- **interrupteurs 1-D** : alors que le courant moyen de la structure miroir boost est égal à celui de la structure double boost ( $I_{ave,miroir\ boost} = I_{ave,double\ boost} = 2 \cdot I_{ave,boost\ entrelacé}$ ), le courant efficace est quant à lui plus faible que celui du convertisseur double boost et tend à être égal à  $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}} = 0.707 \cdot \sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}}$  à ratio de conversion infini.
- **interrupteurs D** : le courant moyen du convertisseur miroir est égal au courant moyen de la topologie parallèle ( $I_{ave,miroir\ boost} = I_{ave,boost\ entrelacé} = 1/2 \cdot I_{ave,double\ boost}$ ). Le courant efficace de la structure miroir est légèrement supérieur à celui de la topologie parallèle et ils tendent à être égaux à fort ratio de conversion.

Convertisseur	Interrupteurs					
	Courant moyen et courant efficace				Contraintes maximales	
	1-D		D		1-D et D	
	$\frac{I_{ave}}{I_{LV}}$	$\frac{I_{rms}}{I_{LV}}$	$\frac{I_{ave}}{I_{LV}}$	$\frac{I_{rms}}{I_{LV}}$	$\frac{I_{MAX} - \Delta I_L / 2}{I_{LV}}$	$\frac{U_{MAX}}{V_{HV}}$
Boost entrelacé	$\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{LV}}{V_{HV}}$	$\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}}$	$\frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)$	$\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)}$	$\frac{1}{2}$	1
Double boost	$\frac{V_{LV}}{V_{HV}}$	$\sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}}$	$\left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)$	$\sqrt{\left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)}$	1	$\frac{1}{2}$
Miroir boost	$\frac{V_{LV}}{V_{HV}}$	$\sqrt{\frac{V_{LV}}{2 \cdot V_{HV}} \cdot \left(1 + \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)}$	$\frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)$	$\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\left(1 - \left(\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)^2\right)}$	$\frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)$	$\frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)$

**Tableau 2-10 : Synthèse des contraintes sur les semi-conducteurs en fonction du ratio de conversion - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost**

Les interrupteurs les plus sollicités de la structure miroir, c'est-à-dire les interrupteurs actifs lorsque les inductances stockent de l'énergie (interrupteurs D), ont des contraintes quasi similaires de celles du cas boost entrelacé ce qui est favorable pour le rendement et montrent de nouveau le caractère parallèle de la topologie miroir.

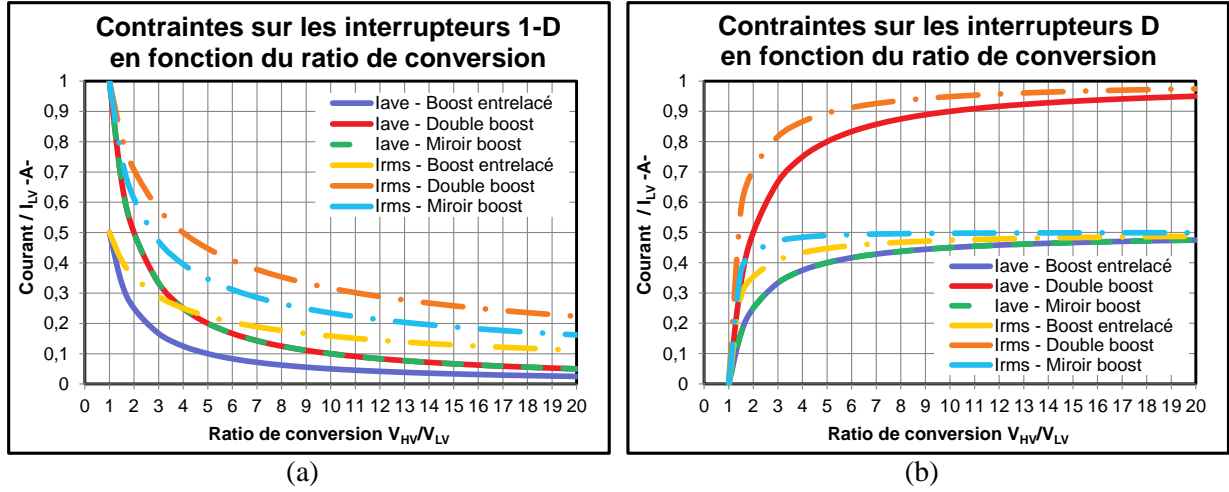


Figure 2.34 : Contraintes sur les semi-conducteurs en fonction du ratio de conversion - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost (a) contraintes en courant sur les interrupteurs 1-D (b) contraintes en courant sur les interrupteurs D

## 2.4.5 Dimensionnement des éléments passifs

**Inductances :** le courant  $I_{LV}$  fourni par la source basse tension est égale à la somme des courants traversant les inductances  $L_1$  et  $L_2$  et du courant de la charge  $I_{HV}$ :  $I_{LV}(t) = I_{L1}(t) + I_{HV} + I_{L2}(t)$  (Figure 2.31). L'ondulation du courant dans la charge  $\Delta I_{HV}$  est considérée négligeable devant sa valeur moyenne  $I_{HV}$  ce qui conduit à considérer  $I_{HV}$  constant. L'ondulation du courant de la source  $\Delta I_{LV}$  dépend de l'ondulation du courant dans les deux inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Le dimensionnement des inductances est similaire à celui réalisé dans le cas du convertisseur boost parallèle à deux phases entrelacés (§2.2.1). L'ondulation du courant dans la source  $\Delta I_{LV}$  est réduite par rapport à l'ondulation du courant dans les inductances  $\Delta I_L$ :  $\Delta I_L = (D \cdot V_{LV}) / (L \cdot f_{sw})$  (§3.3.2.2). Autre conséquence du déphasage des ordres de commandes, l'ondulation du courant dans la source  $\Delta I_{LV}$  est de fréquence double par rapport à la fréquence de commutation  $f_{sw}$  des interrupteurs (Figure 2.30). Les inductances sont identiques et valent  $L = L_1 = L_2$ . En l'absence de déséquilibre, le courant moyen dans l'inductance est égale à  $I_L = I_{LV} / (1 + D)$ . Les éléments dimensionnant les inductances sont reportés au Tableau 2-11.

$\Delta I_{LV}$	$\Delta I_{LV,MAX}$	$L$	$I_{L,rms}$	$V_{L,MAX}$
$\frac{V_{LV}}{L \cdot f_{sw}} \cdot (2D - 1)$	$\frac{V_{LV}}{L \cdot f_{sw}}$	$\frac{V_{LV}}{\Delta I_L \cdot f_{sw}}$	$\sqrt{I_{LV}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	$\left  \frac{V_{LV} - V_{HV}}{2} \right $

Tableau 2-11 : Convertisseur miroir boost - dimensionnement des inductances

Le dimensionnement des inductances (non couplées ou couplées) dans le cas multi-phase 2 niveaux est introduit au §3.3.2.2.

**Condensateurs :** la tension  $V_{HV}$  du côté haute tension du convertisseur est égale à la somme des tensions flottantes  $V_{cell+}$  et  $V_{cell-}$  aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  et de la tension de la source  $S_{LV}$ :  $V_{HV}(t) = V_{cell+}(t) - V_{LV} + V_{cell-}(t)$  (Figure 2.31). En supposant la source de tension  $S_{LV}$  parfaite, l'ondulation de la tension  $\Delta V_{HV}$  dépend uniquement de l'ondulation des tensions flottantes  $V_{cell+}$  et  $V_{cell-}$ . De ce fait, le dimensionnement des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est équivalent à celui de la topologie série double boost (§2.2.2). Illustré à la Figure 2.30, le

déphasage de  $180^\circ$  des ordres de commandes des interrupteurs  $S_2$  et  $S_3$  conduit à une fréquence de l'ondulation crête à crête  $\Delta V_{HV}$  double de la fréquence de commutation  $f_{sw}$  des interrupteurs et à une ondulation  $\Delta V_{HV}$  réduite par rapport à l'ondulation des tensions flottantes  $V_{cell+}$  et  $V_{cell-}$  :  $\Delta V_{cell} = (D \cdot I_{HV}) / (C \cdot f_{sw})$ . En l'absence de déséquilibre, la tension moyenne aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est égale à  $(V_{LV} + V_{HV})/2$ . Les condensateurs sont identiques et valent  $C=C_1=C_2$ . Le calcul de l'ondulation  $\Delta V_{HV}$  est réalisé en considérant que l'ondulation du courant dans les inductances  $\Delta I_L$  est négligeable devant la valeur moyenne du courant  $I_L$  les traversant ( $I_L(t) = I_L$ ). Les éléments dimensionnant les capacités sont reportés au Tableau 2-12.

$\Delta V_{HV}$	$\Delta V_{HV,MAX}$	$C$	$I_{C,rms}$	$V_C$
$\frac{I_{HV}}{C \cdot f_{sw}} \cdot (2D - 1)$	$\frac{I_{HV}}{C \cdot f_{sw}}$	$\frac{I_{HV}}{\Delta V_{HV,MAX} \cdot f_{sw}}$	$I_{HV} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	$\frac{V_{LV} + V_{HV}}{2}$

Tableau 2-12 : Convertisseur miroir boost - dimensionnement des condensateurs

L'augmentation du nombre de phase en parallèle permet de réduire la valeur des condensateurs flottants d'un facteur  $n/2$ ,  $n$  nombre de phases totales du convertisseur. La fréquence des ondulations de la tension  $\Delta V_{HV}$  est égale à  $n \cdot f_{sw}$ .

## 2.4.6 Comparaison des énergies avec les topologies classiques

Le ratio 'énergie totale des éléments inductif du convertisseur miroir  $E_{L,TOT_{miroir}}$ ' sur 'l'énergie totale des éléments inductif du convertisseur boost entrelacé ou double boost  $E_{L,TOT_{réf}}$ ' est représenté à la Figure 2.35. Les équations sont données au Tableau 2-13. L'énergie des éléments inductifs du convertisseur série et du convertisseur parallèle est égale (§2.2.2). Intéressé par l'évaluation du convertisseur miroir à haut ratio de conversion, les structures ont été étudiées en conduction continue et pour des rapports cycliques supérieur à 0.5, ce qui correspond à un ratio de conversion de 2 dans le cas des convertisseurs de références et à un ratio de 3 dans le cas de la structure miroir. Pour une même ondulation du courant  $\Delta I_{LV}$ , l'énergie stockée par les inductances de la topologie miroir boost est plus faible ou quasi égale (à fort ratio de conversion) à l'énergie stockée dans les inductances des topologies de références. Cela signifie, que pour une technologie donnée et à ondulation réduite, le volume et la masse des inductances de la structure miroir sont plus faibles ou quasi similaires aux volumes et à la masse des éléments magnétiques des topologies de référence.

Le ratio 'énergie totale des éléments capacitif du convertisseur miroir  $E_{C,TOT_{miroir}}$ ' sur 'l'énergie totale des éléments capacitifs du convertisseur boost entrelacé ou double boost  $E_{C,TOT_{double boost}}$ ' montrent que l'énergie stockée dans la topologie miroir est inférieure à celle des deux autres topologies. A fort ratio de conversion ces énergies tendent à être équivalentes. Par exemple, pour un ratio de conversion de 10, l'énergie des condensateurs de la structure miroir est égale à 86% de l'énergie stockée du convertisseur boost entrelacé et à 96% de l'énergie stockée du convertisseur double boost. Avec un ratio de conversion de 20, l'énergie des condensateurs de la structure miroir est égale à 94% de l'énergie stockée du convertisseur boost entrelacé et est équivalente à l'énergie stockée du convertisseur double boost. En faisant, l'hypothèse que le volume et la masse des condensateurs sont proportionnelles à l'énergie stockée (§2.2.2), il apparait que la réduction

du volume des condensateurs de la structure miroir boost par rapport aux autres structures de références est faible voire nulle à fort ratio de conversion.

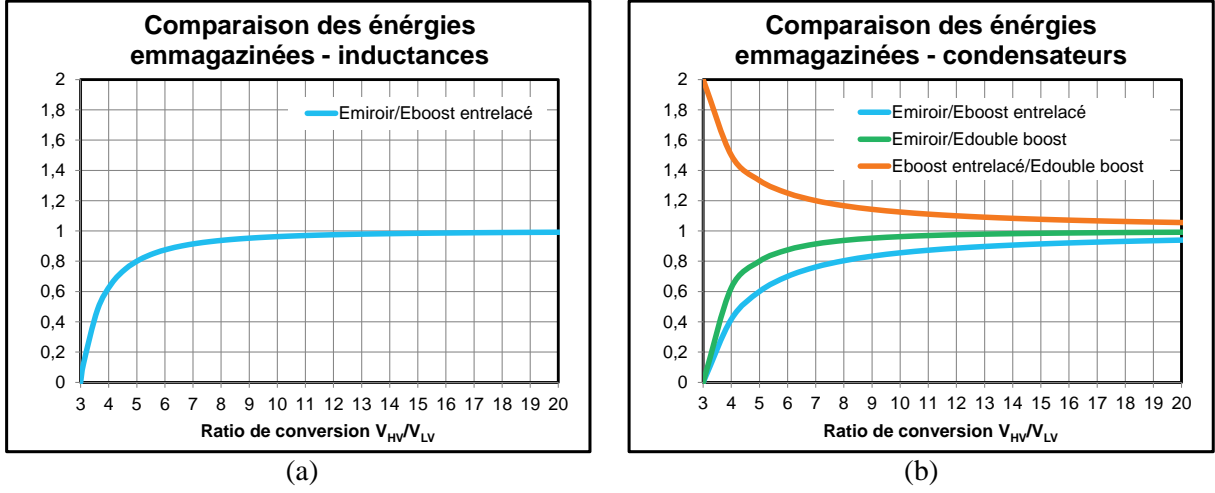


Figure 2.35 : Energie totale dans les éléments passifs - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost (a) inductances (b) condensateurs

$$D_{boost\ entrelacé, double\ boost} \geq 0.5 ; D_{miroir\ boost} \geq 0.5 ; R = V_{HV}/V_{LV}$$

$$E_{L,TOT\ miroir}/E_{L,TOT\ réf} = ((R + 1) \cdot (R - 3))/(R \cdot (R - 2))$$

$$E_{C,TOT\ boost\ entrelacé}/E_{C,TOT\ double\ boost} = (R - 1)/(R - 2)$$

$$E_{C,TOT\ miroir}/E_{C,TOT\ boost\ entrelacé} = (R + 1) \cdot (R - 3)/(R \cdot (R - 1))$$

$$E_{C,TOT\ miroir}/E_{C,TOT\ double\ boost} = (R + 1) \cdot (R - 3)/(R \cdot (R - 2))$$

Tableau 2-13 : Energie totale dans les éléments passifs - convertisseur parallèle boost entrelacé à 2 phases, convertisseur série double boost et convertisseur série-parallèle miroir boost - équations

## 2.4.7 Conclusion

Cette partie s'est attachée à montrer l'intérêt de la structure miroir face au convertisseur parallèle boost entrelacé et au convertisseur série double boost. La topologie série-parallèle miroir buck/miroir boost bénéficie à la fois des avantages de la topologie parallèle et de la topologie série et cela d'autant plus que le ratio de conversion est élevé. La réduction des contraintes sur les composants de puissance fait de la topologie miroir un excellent candidat pour atteindre de haut rendement à fort ratio de conversion.

## 2.5 Conclusion du chapitre

L'introduction de ce chapitre a rappelé les enjeux et les contraintes du convertisseur DC-DC à étudier. Permettant de connecter la pile à combustible au réseau électrique de distribution, la chaîne de conversion doit posséder un haut ratio de conversion et un fort rendement. Le fort ratio de conversion est nécessaire afin de connecter l'élément

électrochimique basse tension (tension nominale en fin de vie  $V_{PAC}=60V$  @50kW) au bus continu ( $U_{DC}=700-800V$ ). Lié au coût de fonctionnement du système de stockage et à son autonomie, le rendement du convertisseur doit être élevé.

Face à la limitation du ratio de conversion (cas boost) et à la dégradation importante du rendement dans une cellule de commutation élémentaire fonctionnant à fort ratio de conversion, une solution alternative aux convertisseurs conventionnelles a été étudiée.

L'étude de topologies multicellulaires a conduit à la structure 'miroir' de type série-parallèle. L'agencement non standard des cellules de commutation permet de répondre aux principales faiblesses des structures conventionnelles. A fort ratio de conversion, le rapport cyclique est moins contraignant dans le cas du convertisseur miroir que dans le cas des convertisseurs classiques. De plus, les contraintes maximales tension-courant sur les interrupteurs de puissance de la topologie miroir dépendent du point de fonctionnement du convertisseur, celles-ci tendent à être égales aux contraintes en tension des structures séries et aux contraintes en courant des structures parallèles et cela d'autant plus que le ratio de conversion est élevé.

L'introduction de la macro-cellule a permis l'étude des contraintes maximales courant-tension sur les composants de puissance dans un cas général. Il en ressort que la puissance commutée est plus faible dans le cas de la structure miroir par rapport aux structures multiniveaux classiques à même nombre de cellules de commutation. Ce résultat est important car la puissance commutée est une image des pertes. Pour une même puissance de sortie, la puissance commutée par les composants de puissance de la topologie miroir est réduite par rapport aux autres topologies ce qui conduit à un meilleur rendement, à un coût des interrupteurs de puissance potentiellement plus faible et à l'utilisation de composants plus performants car de plus petit calibre.

Le dimensionnement détaillé de la structure miroir dans le cas de macro-cellule 2 niveaux a montré l'intérêt de la topologie miroir vis-à-vis de la structure buck ou boost entrelacé à 2 phases et de la structures double buck/double boost. Les contraintes maximales sur les composants sont réduites, le rapport cyclique est moins défavorable à un haut rendement et l'énergie dans les éléments passifs est légèrement plus faible que dans le cas des autres convertisseurs.

La topologie miroir semble être un bon candidat pour répondre aux besoins de l'application de stockage d'énergie électrique. Le chapitre expérimental suivant explore le potentiel de cette topologie.

## **Chapitre 3**

### **Convertisseur miroir - Partie expérimentale**

### 3.1 Introduction

Ce chapitre illustre les qualités du convertisseur miroir avec deux expérimentations. La première expérimentation implémente le convertisseur miroir dans sa configuration buck pour une application 3.6kW 270V-540V vers 28V. La seconde expérimentation met en œuvre le convertisseur miroir dans la configuration boost avec une source de tension émulant la pile à combustible de 50kW présenté dans le chapitre d'introduction. Les résultats expérimentaux permettent de comparer et de démontrer l'intérêt de la topologie miroir face aux structures buck ou boost à 1 ou 2 phases et face au convertisseur double buck/double boost.

### 3.2 Comparaison expérimentale entre un convertisseur buck et un convertisseur miroir buck pour une application 3.6kW 270V-540V/28V

#### 3.2.1 Objectifs

L'objectif principal de cette partie expérimentale est de comparer les pertes dans les interrupteurs de puissance entre le convertisseur miroir buck et le convertisseur buck dans le cas d'une application exigeant un fort ratio de conversion. Dans ce but, et afin de comparer les convertisseurs à même puissance installée, le convertisseur buck est utilisé dans sa version entrelacée à deux phases, version qui possède deux cellules de commutation tout comme la structure miroir buck testée (Figure 3.1). En fonction du convertisseur à tester, les cellules de commutations sont reconfigurées. Les essais ont été réalisés à partir des niveaux de tensions des bus continus probablement utilisés dans les avions du futur [24]. Les systèmes avioniques des aéronefs sont alimentés en 28V continu (bus LVDC). Les standards des réseaux moyenne et haute tension semblent respectivement s'orienter vers des réseau 0-270V (bus MVDC) et  $\pm 270V$  (bus HVDC). Les deux essais sont effectués pour une conversion 270V/28V et pour une conversion 540V/28V ce qui représente des ratios de conversion approximativement de l'ordre de 10 et de 19. La puissance maximale de la charge est de 3.6kW.

Le rendement des convertisseurs n'est pas optimisé, ce qui nous intéresse ici c'est bel est bien la comparaison du comportement des deux convertisseurs vis-à-vis d'une application exigeante en terme de ratio de conversion.

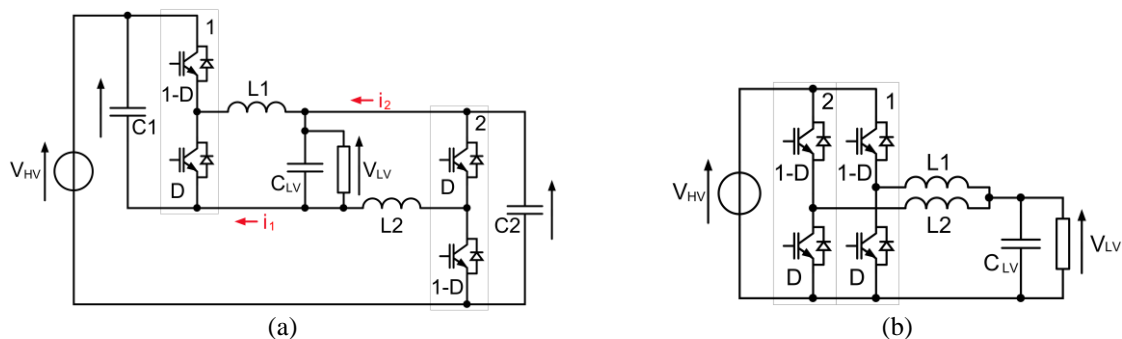


Figure 3.1 : Convertisseur (a) miroir buck et (b) buck entrelacé - schéma électrique de principe



## 3.2.2 Prototype

### 3.2.2.1 Réalisation

Les essais ont été réalisés à partir d'onduleurs ARCEL mettant en œuvre des cellules de commutation à base de modules IGBT 600V de Fuji Electric 2MBI300U2B-060 et de driver Concept 2SD106AI. L'aspect flottant d'une des deux cellules de commutation dans le cas du convertisseur miroir buck a conduit à l'emploi de deux onduleurs identiques : un bras sur chacun des deux onduleurs étant utilisé. Les inductances indépendantes CEFEM valent 250uH et supportent 80A. L'alimentation continue est fournie par une source Electro-Automatik EA 9750-25 d'une puissance de 9kW qui délivre un courant maximal de 25A et une tension maximale de 750V. La charge qui n'est pas présente sur la figure est réalisée à l'aide de bancs résistifs ou d'une charge résistive refroidie à eau pour les très faibles valeurs de résistances. Le montage expérimental est représenté ci-dessous (Figure 3.2).

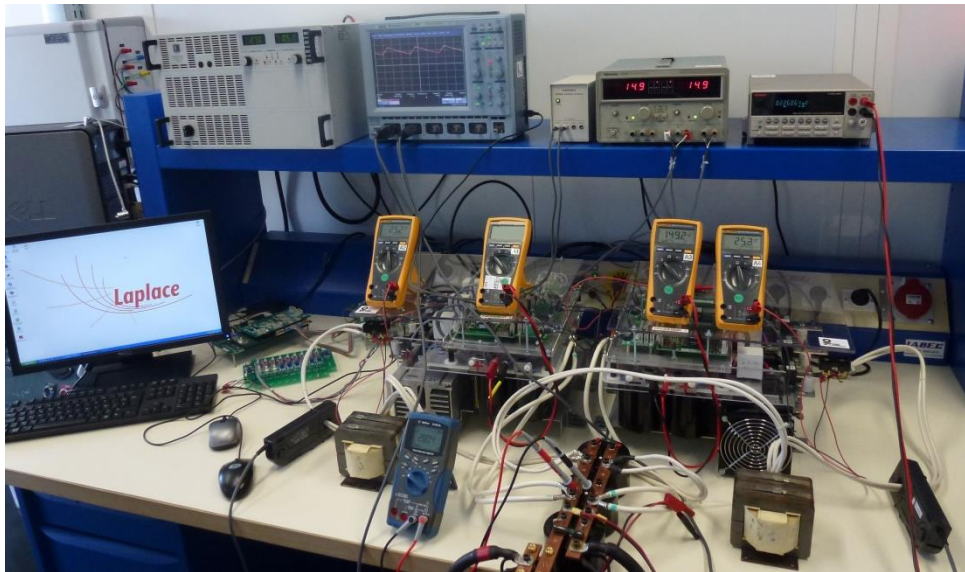


Figure 3.2 : Convertisseur miroir buck 4kW 270V-540V/28V - montage expérimental

L'équilibre des tensions flottantes de cellules et l'équilibre des courants de phases (via des résistances de shunt) sont vérifiés pendant les essais par des multimètres FLUKE 175. La tension de sortie est quant à elle mesurée par un multimètre Agilent 1241A.

### 3.2.2.2 Commande

Les deux cellules de commutation sont commandées à partir d'une carte de contrôle composée d'un DSP (Digital Signal Processor) Texas Instrument TMS320C6713 et d'une carte FPGA (Field Programmable Gate Array) ALTERA ACEX EP1K100QC208-2. Des fibres optiques assurent la liaison et un isolement galvanique entre la carte de contrôle (partie commande) et les drivers (partie puissance). La fréquence de commutation des interrupteurs est de 15.63kHz. Les commandes des deux cellules de commutation sont déphasées de 180°. Les interrupteurs sont commandés en boucle ouverte.

## 3.2.3 Mesures

Les mesures ont été réalisées avec un oscilloscope Lecroy WaveSurfer 424 et avec des sondes de courant Hioki 3274. Les formes d'ondes principales ont été sauvegardées numériquement et sont représentées à la Figure 3.3. Le courant  $I_{L1}$  n'a pas été sauvegardé

numériquement, raison pour laquelle il est reconstruit à partir de la forme d'onde du courant  $I_{L2}$ . La puissance lors des relevés expérimentaux du convertisseur miroir est de 1390W pour la conversion 270V vers 28V et de 1182W pour la conversion 540 vers 28V. L'effet de l'entrelacement des courants dans les inductances est visible sur les courants d'entrée et de sortie avec une fréquence double de l'ondulation de ces courants par rapport à la fréquence de commutation des interrupteurs.

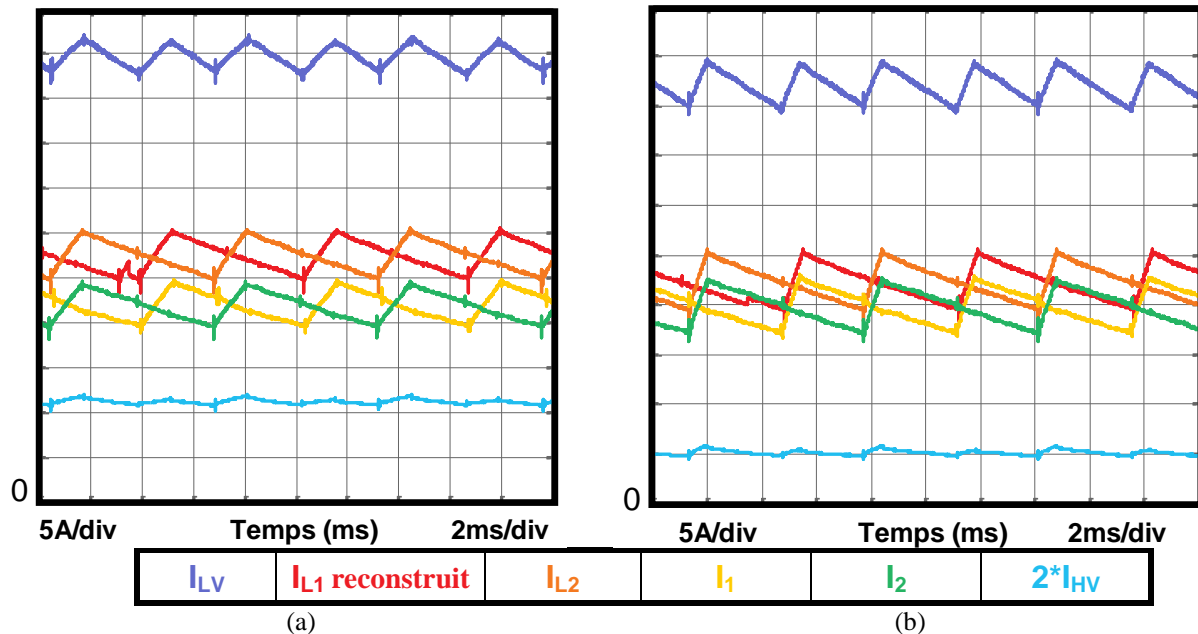


Figure 3.3 : Courants - convertisseur miroir buck (a) conversion 270V vers 28V ( $P_{LV}=1390W$ ) (b) 540V vers 28V ( $P_{LV}=1182W$ )

### 3.2.4 Rendements

#### 3.2.4.1 Rendement théorique

Le calcul des pertes théoriques dans les composants de puissance est réalisé à partir des contraintes tension courant subies par les composants et des informations disponibles dans les notices du constructeur. L'expression des contraintes a été développée dans les paragraphes §2.2.1 pour le convertisseur buck et dans le paragraphe §2.4.4 pour le convertisseur miroir buck. Le détail du calcul des pertes est explicité ci-dessous.

- IGBT :

Les pertes dans les IGBTs [25] sont de trois types [26] : pertes statiques, pertes dynamiques et pertes associées à la commande du composant. Les pertes statiques sont composées des pertes par conduction produites lorsque le composant est passant et des pertes dues aux fuites lorsque le composant est bloqué. Les pertes dues aux fuites et à la commande du composant sont négligées car elles sont très faibles par rapport aux autres pertes. Enfin, les pertes dynamiques ou pertes par commutation sont produites lors des phases de transition de l'état passant à l'état bloqué (pertes au blocage) et lors du passage de l'état bloqué à l'état passant (pertes à l'amorçage). Ces pertes sont proportionnelles à la fréquence de commutation  $f_{sw}$ . La Figure 3.4 synthétise ces différentes pertes.

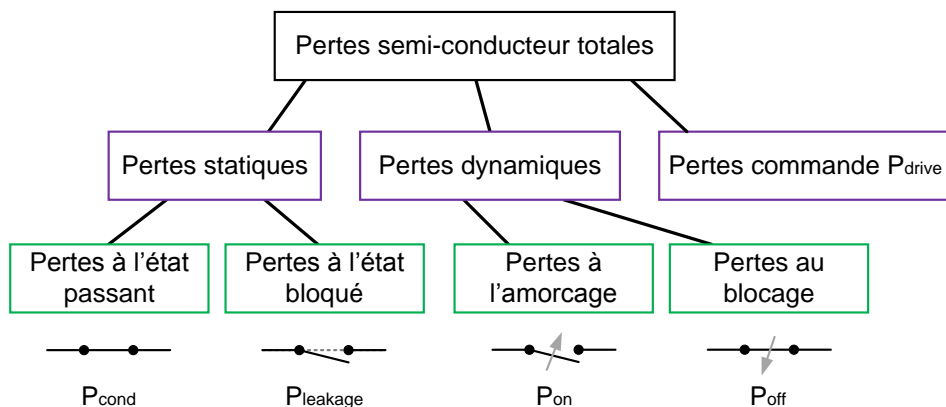


Figure 3.4 : IGBT - type de pertes

Les formes d'ondes idéalisées des courants et tensions dans l'IGBT sont données ci-dessous (Figure 3.5).

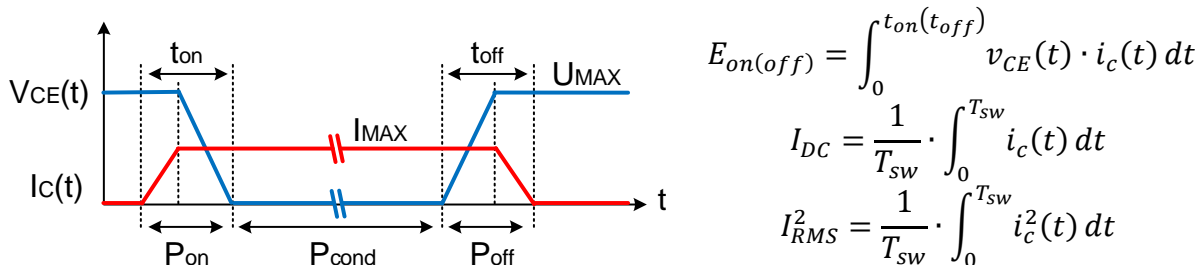


Figure 3.5 : IGBT - forme d'ondes idéalisées en commutation dure

L'expression des pertes totales dans l'IGBT est la suivante :

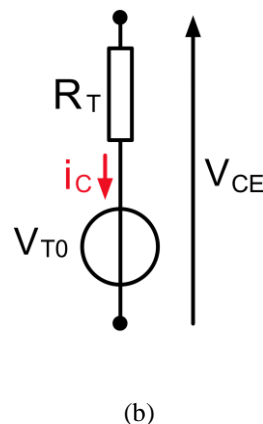
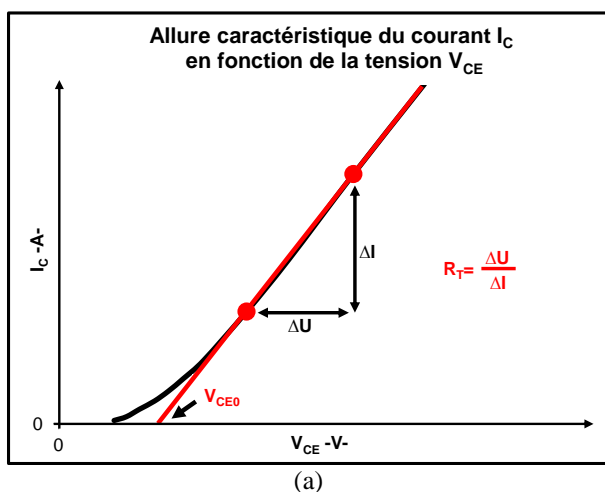
$$P_{tot} = P_{cond} + P_{leakage} + P_{sw} + P_{drive} \cong P_{cond} + P_{sw}$$

avec

$$P_{cond} = V_{T0} \cdot I_{DC} + R_T \cdot I_{RMS}^2$$

et

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot (E_{on} + E_{off}) = f_{sw} \cdot E_{sw}$$


 Figure 3.6 : IGBT (a) allure typique  $I_C(V_{CE})$  (b) modèle équivalent en conduction

La résistance  $R_T$  et la tension de seuil  $V_{T0}$  de l'IGBT se déduisent à partir de la courbe  $I_C(V_{CE})$  fournie par le fabricant du composant (Figure 3.6) [27]. Les énergies de commutation dépendent du courant  $I_C$ , de la tension  $V_{CE}$ , des caractéristiques du driver ( $V_{GE}$ ,  $I_G$ ,  $R_G$ , avec  $V_{GE}$  : tension grille-émetteur de commande du composant,  $I_G$  : courant de grille,  $R_G$  : résistance de grille), des caractéristiques du circuit (sensibilité par rapport à la valeur de l'inductance de la maille de commutation) et de la température du composant. Dans les datasheets, les fabricants fournissent les énergies soit à un point de fonctionnement donné  $E_{on(off) nom}$ , soit sous forme d'une courbe en fonction du courant commuté. Dans ce cas, les énergies peuvent être décrites comme une fonction polynomiale du second ordre fonction du courant commuté. Enfin, en première approximation, les énergies sont considérées comme dépendant linéairement de la tension collecteur-émetteur [28]. C'est la raison pour laquelle les équations des énergies comportent un facteur correctif tenant compte du rapport entre tension commutée et tension utilisée par le constructeur lors la détermination des énergies de commutation. Les pertes par commutation sont données par :

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot \frac{U_{MAX}}{V_{CE test}} \cdot \frac{I_{MAX}}{I_{C nom}} \cdot (E_{on nom} + E_{off nom})$$

ou par

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot \frac{U_{MAX}}{V_{CE test}} \cdot \left( (A_{on} + A_{off}) + (B_{on} + B_{off}) \cdot I_{MAX} + (C_{on} + C_{off}) \cdot I_{MAX}^2 \right)$$

Remarque (valable pour la diode) : les mêmes notations sont employées dans les expressions ci-dessus et dans les paragraphes exprimant les contraintes exercées sur les composants.

- Diode :

L'unidirectionnalité en courant de l'IGBT rend obligatoire son association avec une diode en anti-parallèle afin que le module soit bidirectionnel en courant. Par analogie avec l'IGBT, les pertes dans la diode sont de plusieurs types (Figure 3.4). Les pertes à l'amorçage sont considérées nulles, les pertes par commutation dépendent de l'énergie de recouvrement de la diode  $E_{rr}$ . L'expression des pertes totales est donnée par :

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{leakage} + P_{sw} \cong P_{cond} + P_{sw}$$

avec

$$P_{cond} = V_{D0} \cdot I_{DC} + R_D \cdot I_{RMS}^2$$

et

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot \frac{U_{MAX}}{V_{D test}} \cdot \frac{I_{MAX}}{I_{D nom}} \cdot E_{rr nom} = f_{sw} \cdot \frac{U_{MAX}}{V_{D test}} \cdot (A_{rr} + B_{rr} \cdot I_{MAX} + C_{rr} \cdot I_{MAX}^2)$$

Tout comme pour l'IGBT, les valeurs de la résistance dynamique  $R_D$ , de la tension de seuil de la diode  $U_{D0}$  (Figure 3.7) et de l'énergie de recouvrement  $E_{rr}$  sont données dans la notice du fabricant.

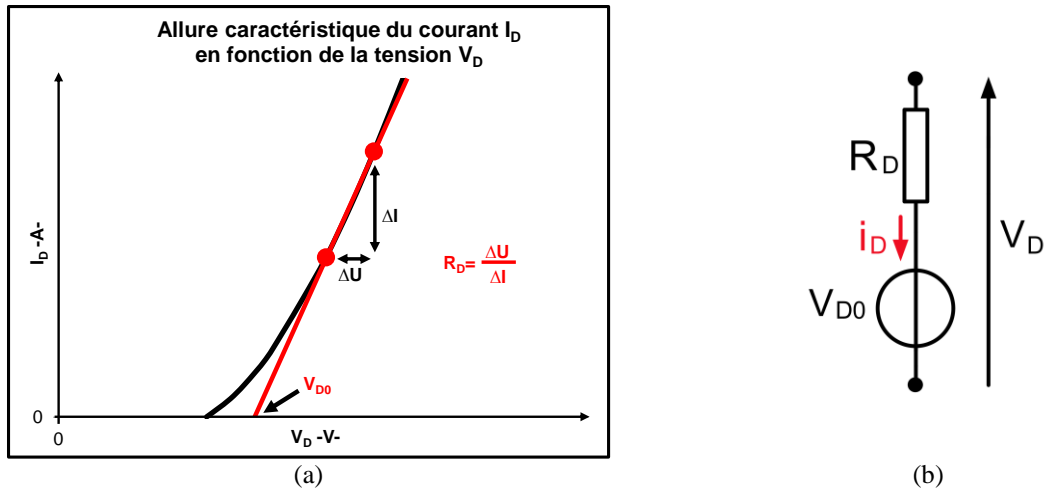


Figure 3.7 : Diode (a) allure typique  $I_D(V_D)$  (b) modèle équivalent en conduction

- Synthèse des paramètres du module IGBT utilisé

Les caractéristiques du module 2MBI300U2B-060 sont résumées dans le Tableau 3-1 pour l'IGBT et dans le Tableau 3-2 pour la diode. Les rendements théoriques en fonction du courant dans la charge se trouvent dans la partie résultats.

$V_{T0}$	$R_T$	$V_{CE\ test}$	$A_{on}$	$B_{on}$	$C_{on}$	$A_{off}$	$B_{off}$	$C_{off}$
-V-	-mΩ-	-V-	-mJ/sw-	-mJ/A-	-mJ/A²-	-mJ/sw-	-mJ/A-	-mJ/A²-
0.95	3.70	300	2E-5	3E-5	4E-8	0	3E-5	4E-8

Tableau 3-1 : Module 2MBI300U2B-060 (600V, 300A) - paramètres intrinsèques de l'IGBT

$V_{T0}$	$R_T$	$V_{CE\ test}$	$A_{on}$	$B_{on}$	$C_{on}$
-V-	-mΩ-	-V-	-mJ/sw-	-mJ/A-	-mJ/A²-
0.92	2.10	300	2E-8	2E-5	0

Tableau 3-2 : Module 2MBI300U2B-060 (600V, 300A) - paramètres intrinsèques de la diode

### 3.2.4.2 Résultats

La Figure 3.8 compare les rendements théoriques et mesurés des convertisseurs miroir buck et buck entrelacé pour une conversion 270V vers 28V et 540V vers 28V. La puissance maximale de la charge est de 3.6kW soit environ 130A sous 28V. Les courbes des rendements théoriques tiennent compte uniquement des pertes dans les composants de puissance. Le rendement mesuré est le ratio entre la puissance dissipée par la charge sur la puissance d'entrée fournie par la source. Les tensions et les courants (via des résistances shunts 100mΩ) permettant de calculer ces puissances sont mesurées avec un multimètre de précision KEITHLEY integra series 2700.

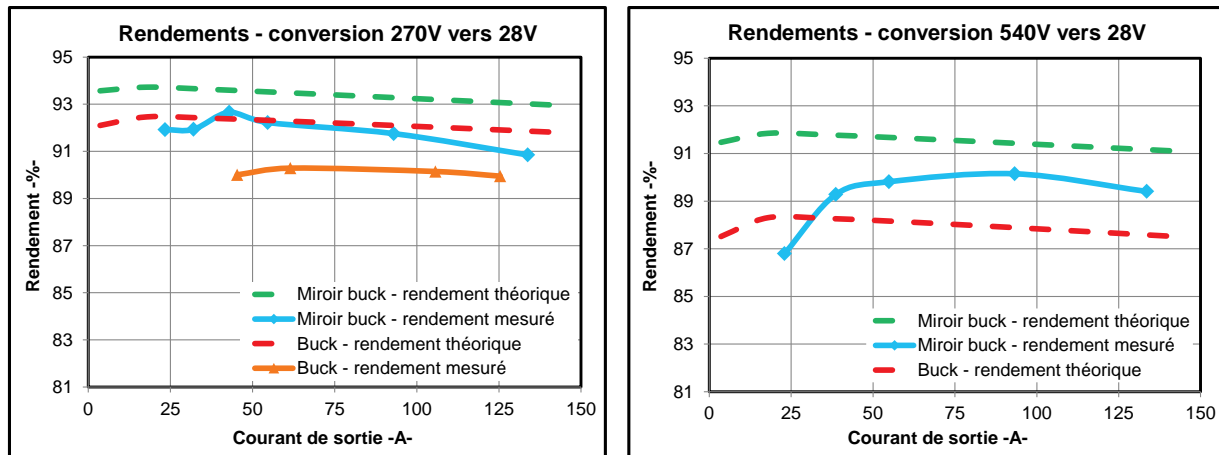


Figure 3.8 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - rendements théoriques (prenant en compte seulement les pertes dans les semi-conducteurs) et rendement mesurés - conversion 270V vers 28V et 540V vers 28V - puissance maximale 3.6kW

La différence entre le rendement théorique et le rendement mesuré s'explique par le fait que le rendement théorique tient compte uniquement des pertes dans les semi-conducteurs, les pertes des éléments passifs (inductances, condensateurs, câbles) ne sont pas prises en compte. A cela s'ajoute les incertitudes liées aux mesures.

- Conversion 270V vers 28V

Le rendement mesuré dans le cas du convertisseur miroir buck est plus élevé que celui du convertisseur buck entrelacé. Le gain théorique est d'environ 1.2%. Avec une conversion 270V vers 28V, ce qui correspond à un ratio de conversion de 9.6, le rapport cyclique théorique est de  $1-D_{buck}=10.4\%$  pour le convertisseur buck entrelacé et de  $1-D_{miroir buck}=18.8\%$  pour le convertisseur miroir buck. La tension maximale théorique aux bornes des semi-conducteurs du convertisseur buck est de 270V, elle est de 149V pour le convertisseur miroir buck. L'aspect série de la topologie miroir permet de réduire considérablement les contraintes en tension sur les composants de puissance. Le Tableau 3-3 synthétise les valeurs théoriques des contraintes tension-courant sur les interrupteurs pour une charge de 3.6kW. Le rendement est considéré comme unitaire. Les notations employées reprennent celles utilisées dans les chapitres consacrés aux contraintes sur les composants.

Convertisseur	Interrupteurs commandés $1-D$				Interrupteurs commandés $D$			
	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$
	-A-	-A-	-A-	-V-	-A-	-A-	-A-	-V-
Buck entrelacé	6.7	20.7	64.3	270	57.6	60.9	64.3	270
Miroir buck	13.3	30.8	71.0	149	57.6	63.9	71.0	149

Tableau 3-3 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - synthèse des contraintes courants tensions sur les composants de puissance - conversion 270V vers 28V - puissance maximale 3.6kW

A puissance maximale, le courant délivré par la source est de 13,3A et le courant dans la charge est de 129A. Le bilan des pertes dans chaque convertisseur est présenté à la Figure 3.9.

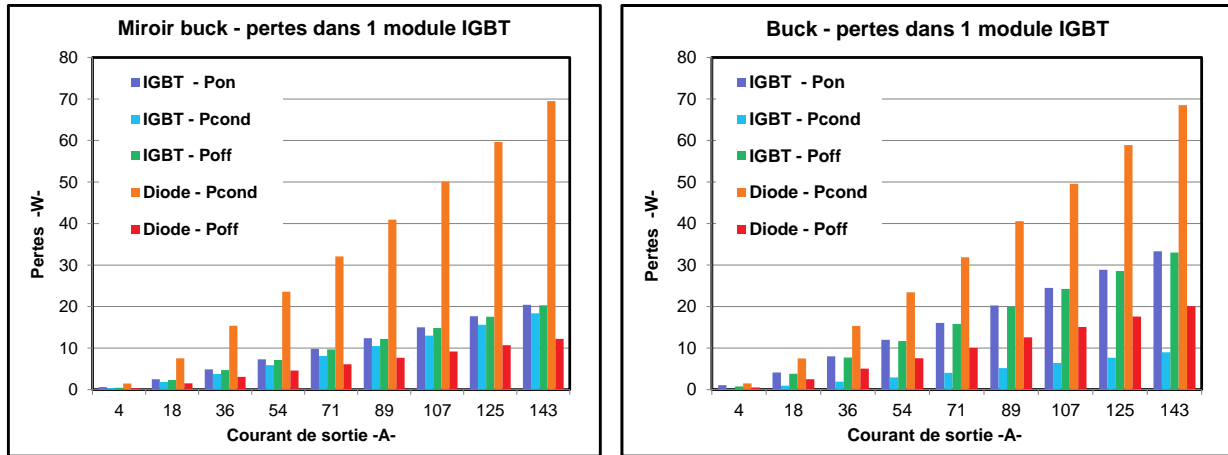


Figure 3.9 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - bilan des pertes dans les interrupteurs de puissance - conversion 270V vers 28V- puissance maximale 3.6kW

- Conversion 540V vers 28V

La conversion 540V vers 28V est très exigeante en termes de ratio de conversion car celui-ci est égal à 19.3. Cela se traduit par un rapport cyclique théorique de  $1-D_{buck}=5.2\%$  pour le convertisseur buck entrelacé et par un rapport cyclique de  $1-D_{miroir buck}=9.9\%$  pour le convertisseur miroir buck (Figure 2.33). La tension maximale théorique aux bornes des interrupteurs de puissance est de 540V pour le convertisseur buck et de 284V pour le convertisseur miroir buck. La tension aux bornes des interrupteurs de puissance dans le cas du convertisseur buck laisse trop peu de marge en tension pour faire des essais. En effet, les composants de calibre en tension 600V sont habituellement utilisés avec une tension maximale avoisinant les 400V. Cette marge de sécurité est prise afin de prévenir la destruction en tension des composants causée par les surtensions présentes lors des commutations des interrupteurs. Pour cette raison, seule la courbe de rendement théorique du convertisseur buck entrelacé avec les courbes inhérentes au convertisseur miroir est représentée à la Figure 3.10. Le rendement théorique du buck entrelacé est environ 4% plus faible que celui de la structure miroir avec le composant 600V utilisé dans la partie expérimentale. Un prototype du convertisseur buck mettrait en œuvre des composants de calibre en tension 1200V. Le passage à de tels composants conduit à une chute de rendement liée aux caractéristiques des composants utilisées et non liées aux contraintes qu'ils subissent car les performances des composants de puissance décroissent avec le calibre en tension.

Le Tableau 3-4 synthétise les valeurs des contraintes tension-courant sur les interrupteurs pour une charge de 3.6kW dans le cadre d'une hypothèse de rendement unitaire. Les notations employées reprennent celles utilisées dans les chapitres consacrés aux contraintes sur les composants.

Convertisseur	Interrupteurs commandés 1-D				Interrupteurs commandés D			
	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$	$I_{ave}$	$I_{rms}$	$I_{MAX}$	$U_{MAX}$
	-A-	-A-	-A-	-V-	-A-	-A-	-A-	-V-
Buck entrelacé	3.3	14.6	64.3	540	60.9	62.6	64.3	540
Miroir buck	6.7	21.2	67.6	284	60.9	64.2	67.6	284

Tableau 3-4 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - synthèse des contraintes courants tensions sur les composants de puissance - conversion 540V vers 28V - puissance maximale 3.6kW



A puissance maximale, le courant délivré par la source est de 6.67A et le courant dans la charge est de 129A. Le bilan des pertes des convertisseurs est présenté à la Figure 3.10.

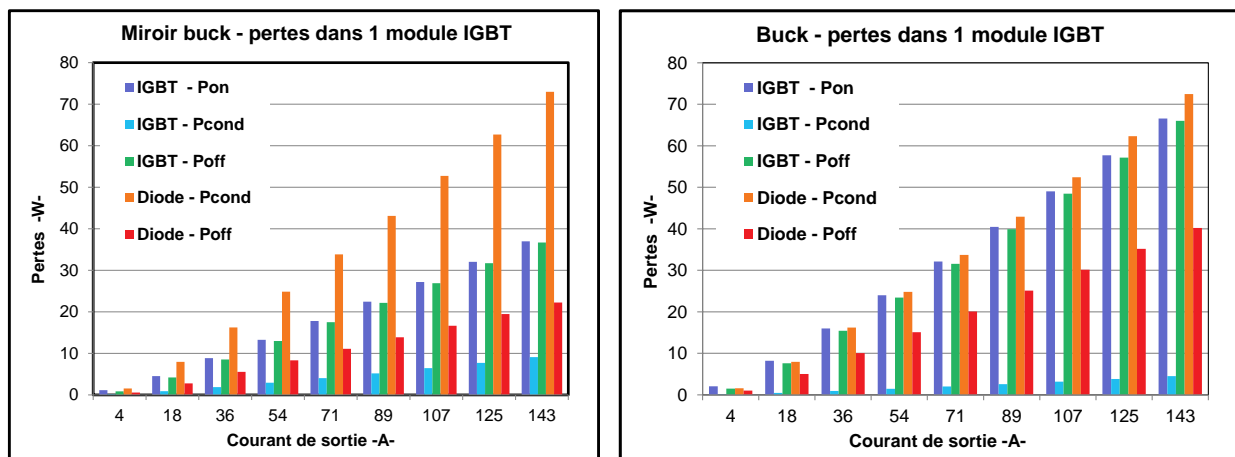


Figure 3.10 : Comparaison miroir buck et buck entrelacé - bilan des pertes dans les interrupteurs de puissance - conversion 540V vers 28V- puissance maximale 3.6kW

- Conversion 270V vers 28V et 540V vers 28V

Ces deux essais illustrent les résultats de la comparaison des contraintes sur les interrupteurs de puissance entre la topologie miroir buck et la topologie buck entrelacé présentés au Tableau 2-10 et à la Figure 2.34. Les courants moyens sur les interrupteurs actifs lorsque les inductances emmagasinent de l'énergie sont égaux. La valeur de leurs courants efficaces respectifs tend à être égale lorsque le ratio de conversion augmente. Les interrupteurs les plus sollicités en courant de la structure miroir ont des contraintes quasi similaires à celle de la structure parallèle. La contrainte maximale en tension sur les interrupteurs tend à se rapprocher du cas série ( $V_{HV}/2$ ) avec l'augmentation du ratio de conversion.

Avec le module IGBT employé dans ces essais, le rendement mesuré du convertisseur miroir à 540V est plus ou moins équivalent au rendement du convertisseur buck fonctionnant à 270V. Avec des composants 600V, la topologie miroir peut fonctionner avec un bus 270V ou avec un bus 540V. De manière générale, cette propriété du convertisseur miroir buck pourrait être utilisée afin de suppléer ou de remplacer des convertisseurs défaillant dans des systèmes multi-sources.

### 3.2.5 Conclusion

Ces essais mettent en valeur les meilleures performances du convertisseur miroir buck au détriment du convertisseur buck entrelacé. A fort rapport de conversion, le rendement du convertisseur miroir buck est supérieur au rendement du convertisseur buck entrelacé. Bien que les essais n'aient pas été réalisés avec la structure de référence buck, il ne fait aucun doute que son rendement aurait été encore moins bon avec des composants équivalents. Ces résultats peuvent être étendus à la structure miroir boost, boost et boost entrelacé car il s'agit des mêmes topologies, seul change le sens de transfert de l'énergie.

La réduction des contraintes en tension et ces bénéfices ont été mise en valeur lors de la conversion 540V vers 28V. D'une part, l'aspect série de la topologie miroir permet de réduire de manière conséquente les contraintes en tension sur les interrupteurs ce qui réduit les pertes



par commutation par rapport aux structures buck et buck entrelacé. D'autre part, et c'est une conséquence de la réduction des contraintes en tension sur les composants de puissance, le calibre en tension des composants utilisés avec la structure miroir peut, dans certain cas, être plus faible que ceux employés avec la structure buck améliorant le rendement. L'aspect discret des tensions standards de claquage conduit dans le cas de la conversion 540V vers 28V du buck entrelacé à sous-utiliser des composants de très fort calibre (1200V) ce qui pénalise le rendement.

Pour finir, la structure miroir pourrait être un bon candidat pour la réalisation de convertisseur multi-sources.

### **3.3 Convertisseur miroir boost 8 phases avec ICT pour une application pile à combustible 50kW**

#### **3.3.1 Objectifs**

Le but principal de cette partie expérimentale est la mise en œuvre de la topologie miroir étudiée dans la thèse avec la pile à combustible 50kW définie dans l'introduction. Le convertisseur miroir est de type miroir boost 8 phases. Les phases sont connectées entre elles via un Transformateur Inter-Cellules monolithique (ICT : InterCell Transformer). Le schéma électrique de principe du convertisseur est présenté à la Figure 3.11.

Le rendement du convertisseur est étudié en régime permanent. Les aspects relatifs à la dynamique du système ne sont pas traités. Dans un premier temps, le rendement théorique et mesuré du convertisseur miroir boost est comparé. Dans un deuxième temps, les performances du convertisseur miroir boost sont comparées aux performances du convertisseur double-boost utilisant les mêmes cellules de commutation et le même ICT. Le schéma électrique de principe du convertisseur double-boost est donné à la Figure 3.12.

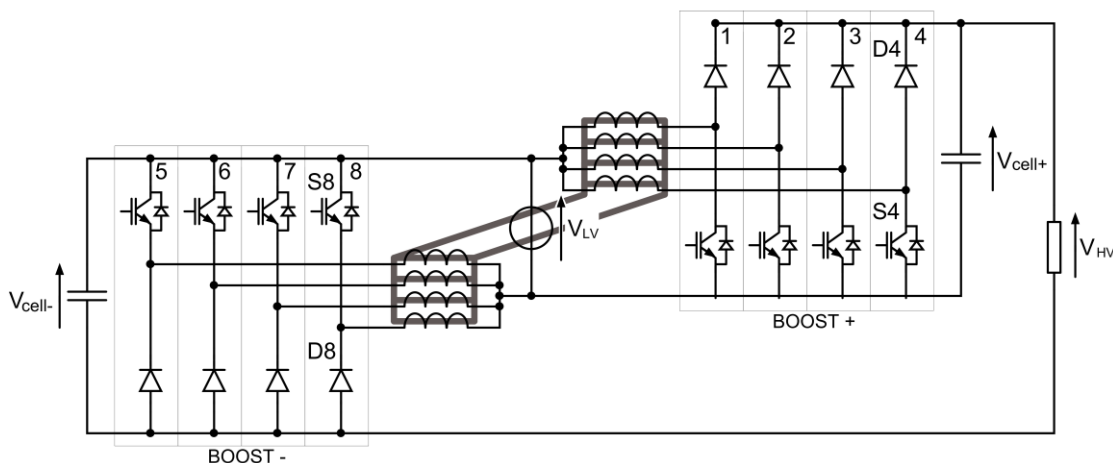


Figure 3.11 : Convertisseur boost 8 phases avec ICT monolithique - schéma électrique de principe

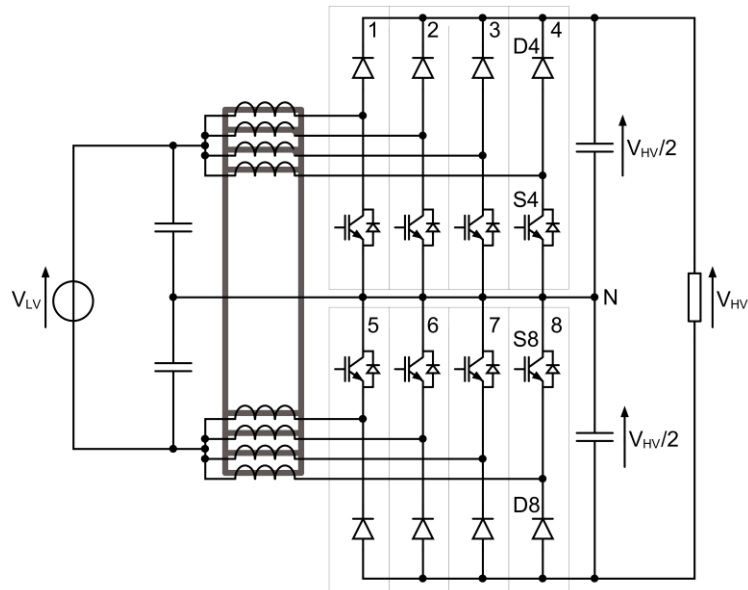


Figure 3.12 : Convertisseur double-boost 8 phases avec ICT monolithique - schéma électrique de principe

### 3.3.2 Prototype

#### 3.3.2.1 Réalisation

- Présentation :

Les essais du convertisseur miroir boost ont été réalisés en reconfigurant un prototype de convertisseur multicellulaire réalisé par APC/ Schneider Electric. Destiné à la charge et la décharge de batteries d'une Alimentation Sans Interruption (ASI) fonctionnant en ligne, le convertisseur DC/DC multicellulaire d'une puissance de 137kW utilise un coupleur magnétique monolithique 8 phases [29]. Le convertisseur câblé en mode miroir boost est présenté à la Figure 3.13.

Afin d'avoir accès à chacune des phases pour mesurer des courants ou des tensions, le coupleur magnétique est monté à l'extérieur du convertisseur. Le refroidissement en convection forcée des semi-conducteurs montés sur des dissipateurs et de l'ICT est assuré par 2 ventilateurs.

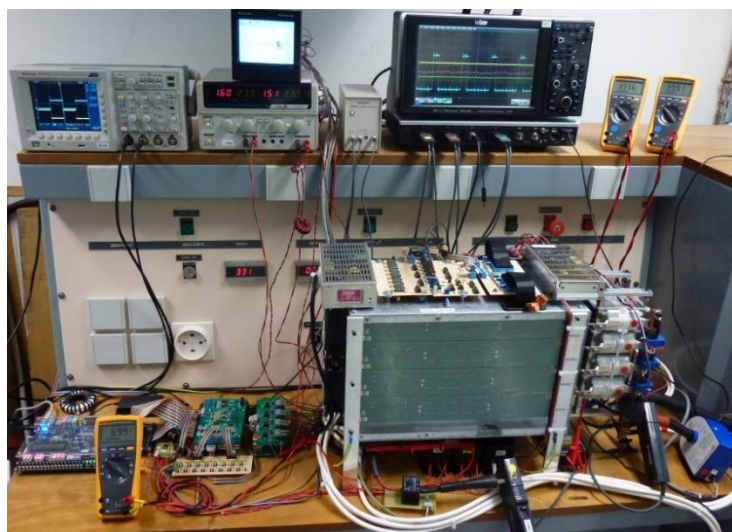


Figure 3.13 : Convertisseur miroir boost 8 phases avec ICT - montage expérimental

La pile à combustible est émulée par une alimentation à découpage ACORE d'une puissance maximale de 45kW. La mesure de la tension de la source  $V_{LV}$  et de son courant associé  $I_{LV}$  permet au système dSPACE, non présent sur la figure, de contrôler la source d'alimentation afin que celle-ci reproduise la caractéristique tension-courant de la pile à combustible souhaitée. La charge, non visible sur la photo, est réalisé à partir d'un banc de charge 0-100kVA.

- Cellule de commutation :

Les cellules de commutation sont composées de semi-conducteurs 600V. Comme indiqué à la Figure 3.14, les interrupteurs commandés sont composés de 3 modules IGBTs et d'un composant MOSFET avec mise en parallèle directe. Cette combinaison permet de bénéficier des bonnes caractéristiques de conduction des IGBTs et de contrôler la vitesse de commutation via les MOSFETs. Les interrupteurs non commandés sont réalisés par la mise en parallèle directe de 3 modules de diodes SiC. Les pertes au blocage de ces diodes sont négligeables car leur courant de recouvrement est quasi nul.

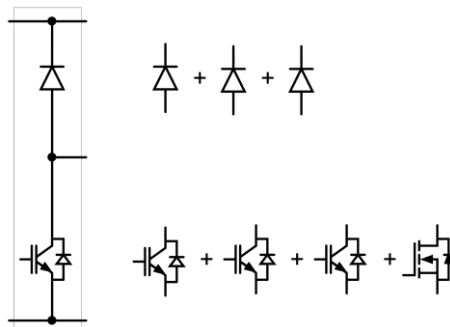


Figure 3.14 : Cellule de commutation - détails

### 3.3.2.2 ICT

Cette partie vise à présenter l'ICT utilisé dans les essais expérimentaux. Au préalable, l'intérêt des structures multicellulaires parallèle est rappelé, puis les principales caractéristiques des inductances non couplées et couplées sont présentées. Le convertisseur buck ou boost en mode abaisseur de tension (hacheur série) avec inductances indépendantes représenté à la Figure 3.15 est utilisé tout au long de cette partie dans un but didactique.

- Convertisseur multicellulaire parallèle :

La mise en parallèle indirecte de composants de puissance se traduit par la mise en parallèle de cellules de commutation dont les phases sont connectées via des inductances (Figure 3.15). Le courant  $I_{LV}$  côté basse tension du convertisseur est égal à la somme des courants des phases. Les inductances de liaison sont identiques ( $L_1=L_2=L_n=L$ ). Dans un contexte équilibré, le courant  $I_{LV}$  est réparti équitablement entre les différentes phases et vaut  $I_{LV}/n$ ,  $n$  étant le nombre de phases. Dans un cas idéal, un rapport cyclique  $D$  identique est appliqué à chaque cellule de commutation. Les  $n$  cellules de commutation délivrent une tension carrée 2 niveaux ( $0$  et  $+V_{HV}$ ) déphasé de  $2\pi/n$  entre chaque cellule adjacente. Le déphasage des signaux de commande des cellules de commutation permet d'augmenter la fréquence apparente des courants d'entrée et de sortie du convertisseur et de réduire l'ondulation du courant  $I_{LV}$ .

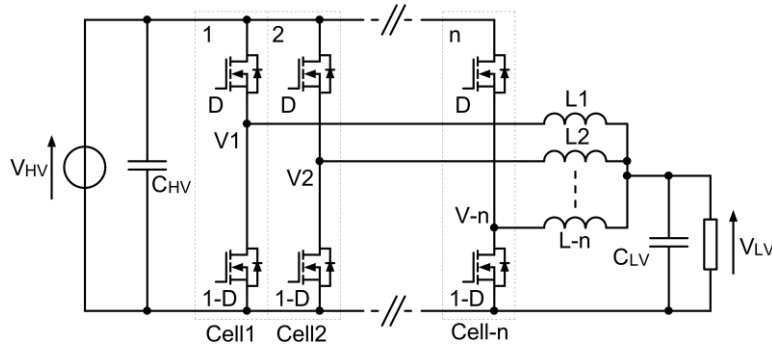


Figure 3.15 : Convertisseur multicellulaire parallèle de type buck ou boost à  $n$  phases entrelacées avec inductances non-couplées

Différentes raisons poussent à l'utilisation de convertisseur multicellulaire parallèle :

- ***l'augmentation du nombre de phase parallèle augmente la valeur du courant  $I_{LV}$ .*** Ce choix peut être motivé par l'absence de composant de calibre en courant suffisant pour l'application considérée ou par la volonté d'utiliser des composants de plus faible calibre principalement pour des raisons de coût, de performance, de standardisation ou d'approvisionnement ;
- ***l'augmentation de la fréquence apparente des courants d'entrée et de sortie peut augmenter la densité de puissance du convertisseur.*** Les éléments de filtrage occupent un volume/masse/empreinte important dans un convertisseur. Un volume de 30%-40% occupé par les éléments passifs n'est pas rare dans un convertisseur statique. Une stratégie répandue afin de réduire cette proportion est d'augmenter la fréquence de découpage pour réduire la valeur des éléments de filtrage. L'augmentation de la fréquence de commutation conduit à l'accroissement des pertes associées à la commutation dans les semi-conducteurs. Pour pallier à cet inconvénient, la mise en parallèle avec des commandes entrelacées apparaît comme une solution à évaluer : la fréquence apparente des courants d'entrée et de sortie du convertisseur multi-phases est  $n$  fois supérieure à la fréquence de commutation des interrupteurs. La fréquence réduite de commutation des interrupteurs évite de détériorer le rendement des semi-conducteurs. La fréquence élevée des courants à l'entrée et à la sortie du convertisseur réduit l'énergie stockée dans les éléments passifs et donc leur encombrement. Ce principe est fréquemment appliqué pour les convertisseurs de type 'Point-of-Load' (POL) [30], [31], [32], [33]. Ces propos ne sont pas à généraliser à tous les cas de figure : la prise en compte des normes peut amener à des conclusions différentes [34], [35].
- ***l'augmentation du nombre de phase peut améliorer le rendement des semi-conducteurs à même puissance de sortie.*** Appliquées au cas convertisseur multi-phase, les équations du modèle de pertes dans les composants de puissance présentées au paragraphe 3.2.4.1 deviennent :

$$P_{cond,TOTn} = V_{T0} \cdot I_{DC} + \frac{1}{n} \cdot R_T \cdot I_{RMS}^2$$

$$P_{sw,TOTn} = f_{sw} \cdot \frac{U_{MAX}}{V_{CE\ test}} \cdot \left( n \cdot (A_{on} + A_{off}) + (B_{on} + B_{off}) \right) \cdot I_{MAX} + \frac{1}{n} \cdot (C_{on} + C_{off}) \cdot I_{MAX}^2$$

Augmenter le nombre de phases réduit les pertes par conduction totales des semi-conducteurs. Pour les pertes par commutation totales, le terme constant ne permet pas de donner une réponse systématique. Il y a compétition entre les différents termes qui se traduit par un nombre optimal de phases au-delà duquel rajouter des bras augmente les pertes. L'augmentation du nombre de phases est favorable pour la gestion

thermique des composants : la surface d'échange thermique totale des semiconducteurs augmente, la chaleur produite par les composants de puissance est mieux distribuée sur la carte de puissance.

Une partie - voire l'ensemble - de ces aspects est exploitée lors de l'utilisation de convertisseur multicellulaire parallèle.

Encore trop peu fréquemment rencontré, la solution inductances couplées présente de nombreux avantages en termes de masse/volume/pertes par rapport à la solution inductances indépendantes. Les points suivants présentent les principales caractéristiques des deux solutions.

- Inductances non couplées

En conduction continue ( $I_{ph} \geq 0A$ ), le courant dans chaque inductance indépendante est de forme triangulaire (Figure 3.16) et de période  $T_{sw}=1/f_{sw}$ . L'ondulation du courant dans chaque phase est identique et est égale à [13] :

$$\Delta I_{ph} = \frac{V_{HV} \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_{sw}}$$

Cette ondulation est maximale pour un rapport cyclique  $D=50\%$  :

$$\Delta I_{ph,MAX} = \frac{V_{HV}}{4 \cdot L \cdot f_{sw}}$$

L'ondulation du courant de sortie  $\Delta I_{LV}$  est déterminée à partir d'un rapport cyclique relatif  $D'$  [36] :

$$\Delta I_{LV} = \frac{D' \cdot (1 - D')}{n^2} \cdot \frac{V_{HV}}{4 \cdot L_{LV,eq} \cdot f_{sw}}$$

La fréquence apparente du courant  $I_{LV}$  est égale à  $n \cdot f_{sw}$ . L'inductance de sortie équivalente est noté  $L_{LV,eq}$  et vaut  $L/n$ . Le rapport  $\Delta I_{LV}/\Delta I_{ph,MAX}$  permet de montrer les bénéfices de l'entrelacement des commandes et de l'augmentation du nombre de phase. L'évolution du rapport  $\Delta I_{LV}/\Delta I_{ph,MAX}$  en fonction du rapport cyclique et du nombre de phase [20], [22] montre qu'il existe  $n-1$  valeurs multiples de  $1/n$  (en plus des cas  $D=0\%$  et  $D=100\%$ ) du rapport cyclique pour lesquelles le rapport  $\Delta I_{LV}/\Delta I_{ph,MAX}$  s'annule et  $n$  valeurs pour lesquelles le rapport  $\Delta I_{LV}/\Delta I_{ph,MAX}$  est maximal et vaut  $1/n$ . Cela signifie que quel que soit la valeur du rapport cyclique  $D$ , l'ondulation du courant  $I_{LV}$  est au moins réduite d'un facteur  $n$  par rapport à l'ondulation maximale obtenue dans le cas 1 phase à rapport cyclique  $D=50\%$ .

L'augmentation du nombre de phase conduit à l'augmentation de la fréquence apparente du courant  $I_{LV}$  ainsi qu'à la réduction de son ondulation (réduction du courant efficace dans le condensateur  $C_{LV}$ ). Ce faisant, la valeur du condensateur  $C_{LV}$  diminue d'un facteur  $n$  avec l'augmentation du nombre de phase ce qui réduit le volume et l'empreinte occupée par l'élément de filtrage capacitif.

Pour une ondulation du courant  $\Delta I_{LV}$  fixée et un nombre quelconque de phase  $n$ , l'énergie stockée dans les éléments inductifs est  $n^2$  plus faible que l'énergie stockée dans le cas d'un

convertisseur à 1 phase [22]. Moins d'énergie stockée, c'est une densité de puissance plus élevée et un temps de réponse plus rapide du convertisseur.

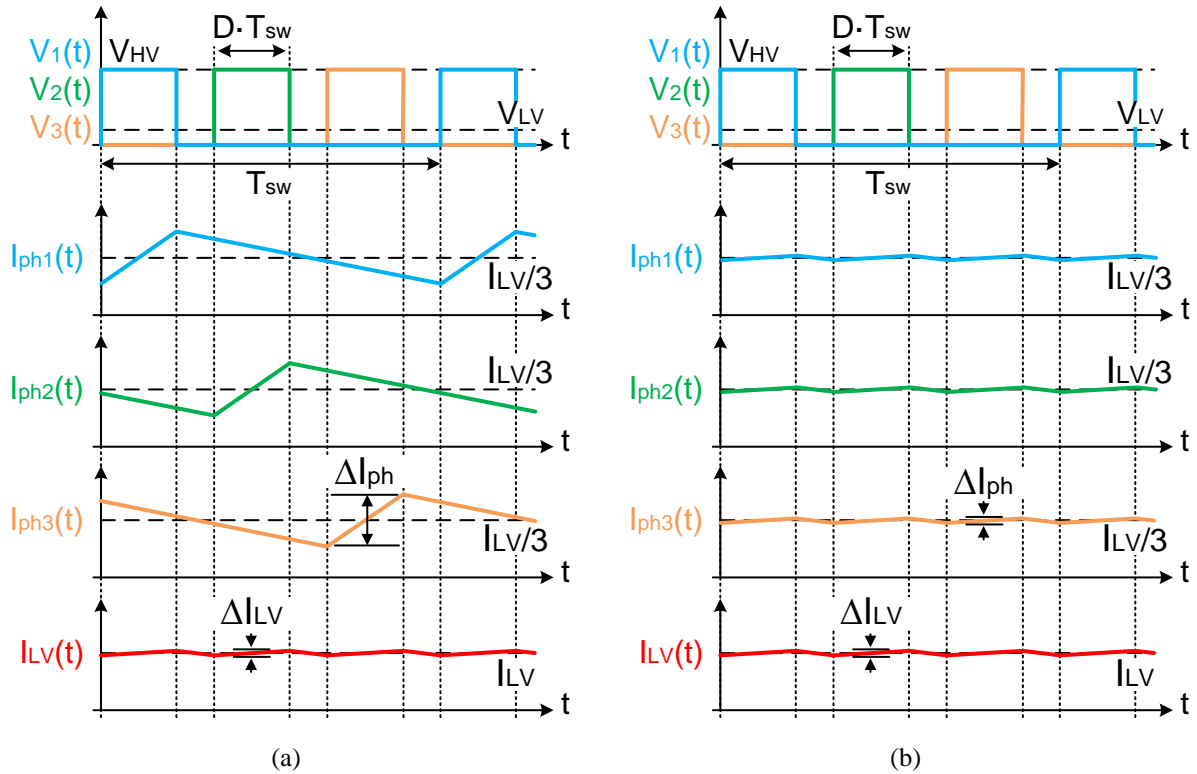


Figure 3.16 : Convertisseur multicellulaire parallèle de type buck ou boost à 3 phases - allure de principe des principaux courants (a) inductances non couplées (b) inductances couplées

La mise en parallèle de nombreuses phases à inductances indépendantes n'est pas favorable en termes de densité de puissance [20] et [22]. La fréquence de l'ondulation du courant dans les phases ne bénéficie pas de l'augmentation du nombre de phase comme cela est le cas avec le courant  $I_{LV}$ . De plus, la mise en parallèle de phases avec des inductances non couplées est problématique avec l'accroissement du nombre de phase. L'ondulation relative dans les phases  $(\Delta I_{ph}/I_{ph}) = n^2 \cdot (\Delta I_{LV}/I_{LV})$  devient rapidement très importante et génératrice de perte supplémentaire dans les éléments passifs et dans les semi-conducteurs. D'une part, l'augmentation des pertes cuivre dans les bobinages et des pertes fer dans les circuits magnétiques réduisent le rendement ; d'autre part, l'élévation de température des éléments magnétique conduit à les surdimensionner pénalisant la densité de puissance du convertisseur. Un accroissement significatif de l'ondulation du courant de phase augmente les pertes par conduction dans les composants de puissance. L'augmentation de l'ondulation peut modifier négativement ou positivement le bilan des pertes par commutation en fonction du type de composants de puissance employé (§5.4.3).

Pour pallier à ces inconvénients, il est possible de coupler les phases. Les gains qui en découlent dans le cadre d'un design optimisé sont nombreux et sont présentés dans le point suivant.

- Inductances couplées

La Figure 3.16 illustre les similitudes et les différences entre le cas inductances non couplées et le cas inductances couplées. Le passage inductances indépendantes à inductances couplées ne modifie pas les caractéristiques des courants d'entrée et de sortie du convertisseur



multi-phase. Le bénéfice apparaît sur les courants de phases dont la fréquence de l'ondulation est égale à  $n \cdot f_{sw}$  et dont l'ondulation relative est égale à l'ondulation relative du courant de sortie :  $\Delta I_{ph}/I_{ph} = \Delta I_{LV}/I_{LV}$ . Autrement dit, contrairement au cas non couplées, pour une ondulation relative du courant  $I_{LV}$  constante, l'augmentation du nombre de phases n'entraîne pas une augmentation de l'ondulation relative du courant de phases. Par rapport au cas non couplées et pour même ondulation relative du courant  $I_{LV}$ , l'ondulation relative du courant dans les phases est réduite d'un facteur  $n^2$ .

Le rapport inductance magnétisante sur inductance de fuite impact le couplage entre les phases : un rapport élevé conduit à un couplage fort des phases et inversement. Dans un ICT standard, ce rapport est élevé ce qui est caractérisé par un courant de phase à la fréquence  $n \cdot f_{sw}$ . Le coupleur magnétique monolithique 8 phases de cette partie expérimentale est dans ce cas de figure. Le coupleur monolithique 5 phases en échelle du Chapitre 5 est représentatif d'un faible couplage entre les phases. L'inductance de mode commun (inductance magnétisante) agit sur les courants de haute fréquence à  $n \cdot f_{sw}$ . L'inductance de mode différentielle (inductance de fuite) agit sur la composante fondamentale à  $f_{sw}$  du courant de phase. Cette inductance joue un rôle similaire à l'inductance de filtrage du cas non couplées. Différents type de structures de convertisseurs multicellulaires parallèles existent, leurs caractéristiques sont présentées dans [20], [21], [22].

De manière équivalente au cas non couplées, les signaux de commande sont déphasés de  $2\pi/n$  entre chaque cellule adjacente. Néanmoins, une subtilité apparaît avec l'optimisation de l'ordre des phases afin d'empêcher toute concentration de flux excessive dans les jambes transversales du circuit magnétique afin ne pas surdimensionner le coupleur [37], [38]. Les détails des règles de permutation des phases ont été introduits dans [39], [40].

La difficulté de la mise en œuvre d'un coupleur magnétique réside principalement dans la commande des phases. En effet, dans la pratique, il subsiste toujours des imperfections dans le convertisseur conduisant aux déséquilibres des courants de phases (§5.4.2). Ces déséquilibres peuvent conduire à la saturation du coupleur si aucune commande adaptée n'est mise en œuvre. De nombreux articles traitent de cet aspect [41], [42], [43]. Des travaux sur les commandes modulaires ont été réalisés au laboratoire LAPLACE : M. Le Bolloch [44] traite d'une commande modulaire générant les porteuses entrelacées de manière analogique et régulant la boucle de mode différentiel ; Z. Xiao [45] se consacre à une commande modulaire générant les porteuses déphasées de manière numérique et régulant les boucles de mode commun (tension ou courant sur la charge régulé) et de mode différentiel (égalisation des courants moyen des phases). Enfin, la réduction du nombre de phases suite à un défaut de fonctionnement est problématique et peut conduire à la saturation du coupleur. Face à cette problématique, [46] propose le surdimensionnement du coupleur monolithique considéré dans son étude et l'ajout d'entrefers afin d'assurer le fonctionnement en mode dégradé du circuit magnétique.

Les bénéfices du coupleur se font ressentir sur l'élément magnétique et sur les semi-conducteurs :

- **coupleur magnétique** : le volume du circuit magnétique est proportionnel au produit du coefficient de forme  $K_s$  avec le produit des aires  $A_p$  à la puissance  $3/4$  ( $K_s^1, A_p^2$ ) [47]. Cette relation est transposable à la masse du circuit magnétique (volume et masse sont donc proportionnelle). En considérant les pertes du circuit magnétique proportionnelle à son volume, il apparait clairement que le design du circuit magnétique doit s'attacher à optimiser le volume du composant magnétique afin d'augmenter la densité de puissance du convertisseur. La Figure 3.17 montre les courbes de tendance du volume totale des inductances dans le cas couplées et non couplées [48]. La solution inductances couplées est plus intéressante que la solution non couplées et cela d'autant plus que le nombre de phase en parallèle est important.

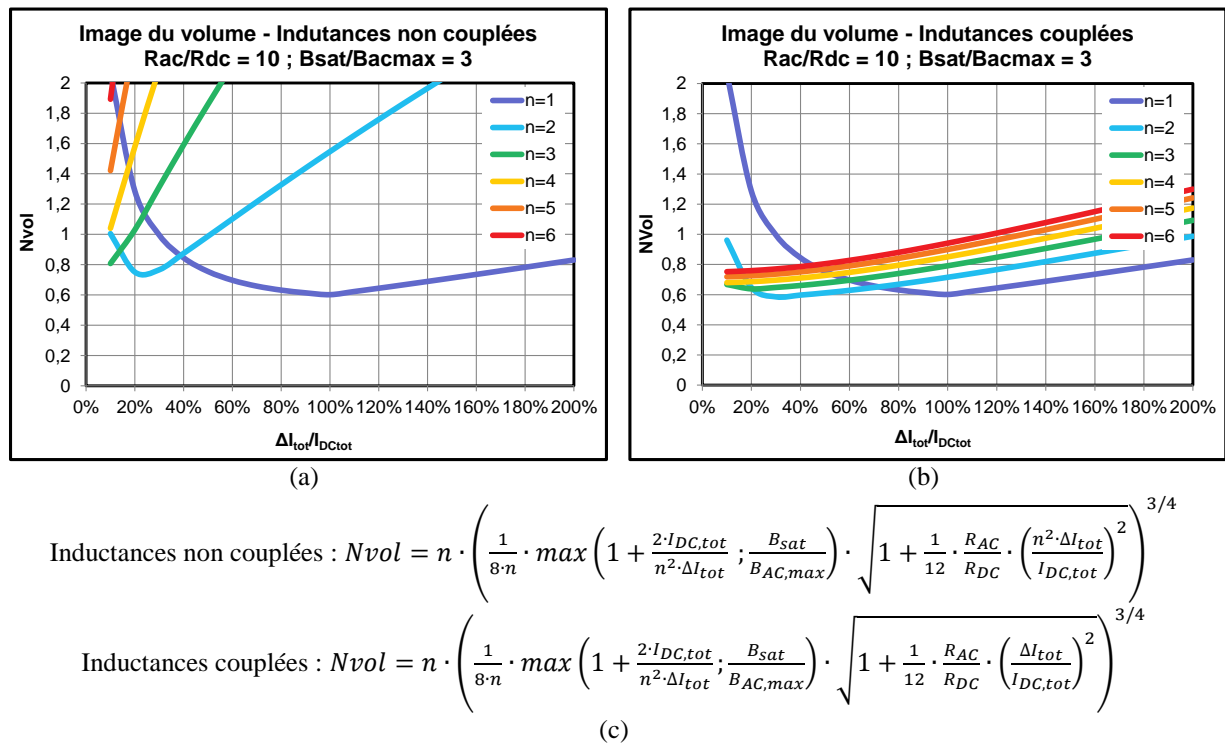


Figure 3.17 : Courbe de tendance - image du volume en fonction du nombre de phase en parallèle (a) inductances non couplées (b) inductances couplées (c) équations

La réduction de l'ondulation du courant de phase dans le cas couplés réduit les pertes Joule dans les bobinages. Le flux diminue aussi dans certaines parties du composant magnétique ce qui réduit les pertes fer ;

- **interrupteurs de puissance** : la réduction de l'ondulation du courant dans les phases réduit la valeur du courant efficace ce qui diminue les pertes par conduction. Les contraintes en courant à l'amorçage et au blocage sont quasiment les mêmes, les pertes

<sup>1</sup>  $K_s$  : coefficient traduisant la dépendance du volume à la forme du composant magnétique

<sup>2</sup>  $A_p = A_c \cdot A_w$  avec  $A_c$  : section du noyau magnétique,  $A_w$  : surface de la fenêtre de bobinage



par commutation peuvent être réduite dans le cas de composants ayant des pertes aux blocages plus importantes que les pertes à l'amorçage (§5.4.3).

- Principales caractéristiques de l'ICT utilisé :

Le détail des caractéristiques et de la conception du coupleur magnétique utilisé sont disponible dans [29]. L'ICT (Figure 3.18) a été dimensionné pour une ASI de 137kW. L'ICT supporte un courant maximal de 90A par phase, une tension de 400V et une fréquence de commutation de 20kHz. Les signaux de commande des phases sont déphasés de  $45^\circ$  ( $360^\circ/8$ ) et l'ordre des phases est déterminé afin de minimiser le flux dans l'ICT (Figure 3.19).

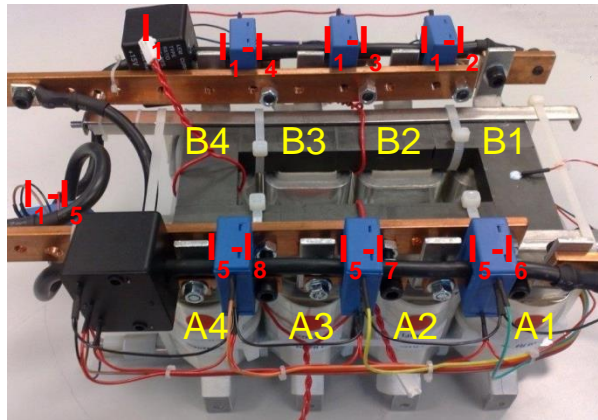


Figure 3.18 : ICT 8 phases (32cm×18cm×16cm) avec les capteurs de courants montés

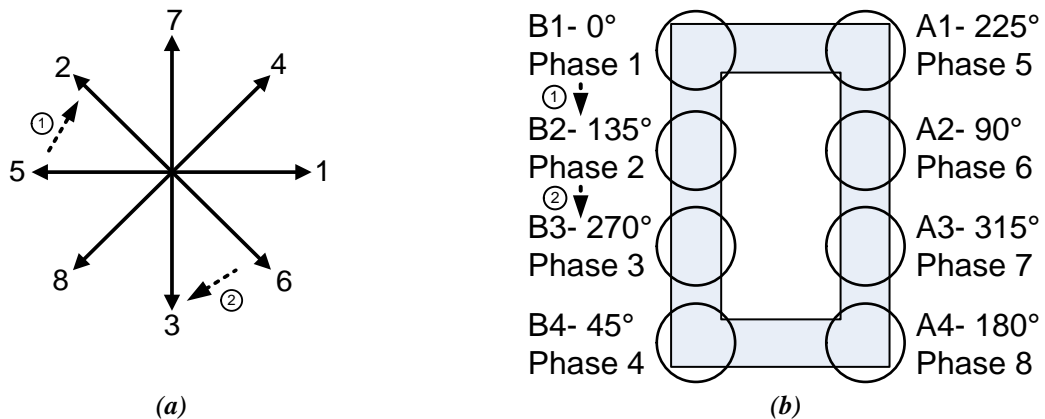


Figure 3.19 : ICT (a) détermination de l'ordre des phases des composants actifs (b) correspondance bobine/cellule de commutation/déphasage des signaux de commande

Le coupleur est constitué de 8 morceaux de ferrite de type U réalisés sur mesure. L'inductance magnétisante a été mesurée égale à  $500\mu\text{H}$  et l'inductance de fuite est égale à  $16,6\mu\text{H}$ . Une comparaison avec une solution à inductances non couplées a été réalisé par les concepteurs du coupleur [29] : le volume de l'ICT est d'environ 2 litres (2 fois moins encombrant que la solution non couplée), le poids de l'ICT est de 6Kg (soit environ 1,5 fois plus léger que la solution à inductances indépendantes), les pertes sont estimés à 340W (approximativement 2 fois moins de perte que le cas non couplé), pour un coût d'environ 30% inférieur au coût de la solution inductance non couplée.

### 3.3.2.3 Commande

- Présentation :

Une photo de la partie commande est présentée à la Figure 3.20. Les signaux de commande des cellules de commutation sont générés à partir d'une carte FPGA DE2-115. Plusieurs cartes électroniques assurent le filtrage, l'amplification et la conversion analogique digitale des différents signaux nécessaires à la commande du convertisseur. Enfin, des fibres optiques assurent la liaison et un isolement galvanique entre la partie commande et la partie puissance.

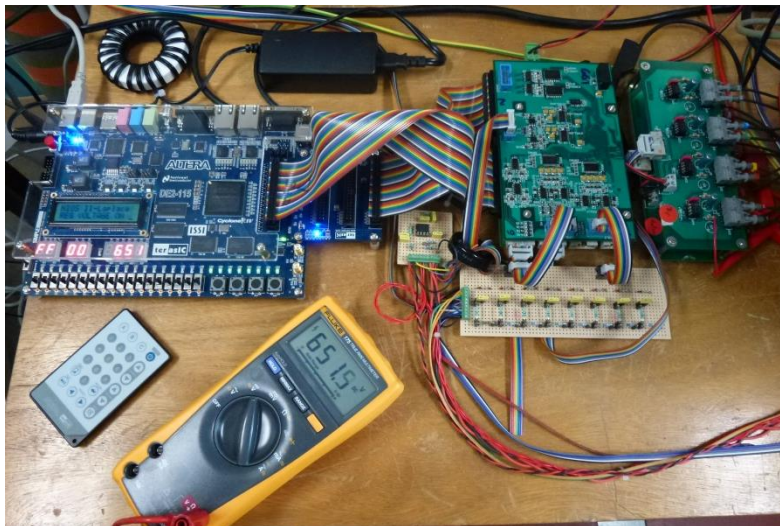


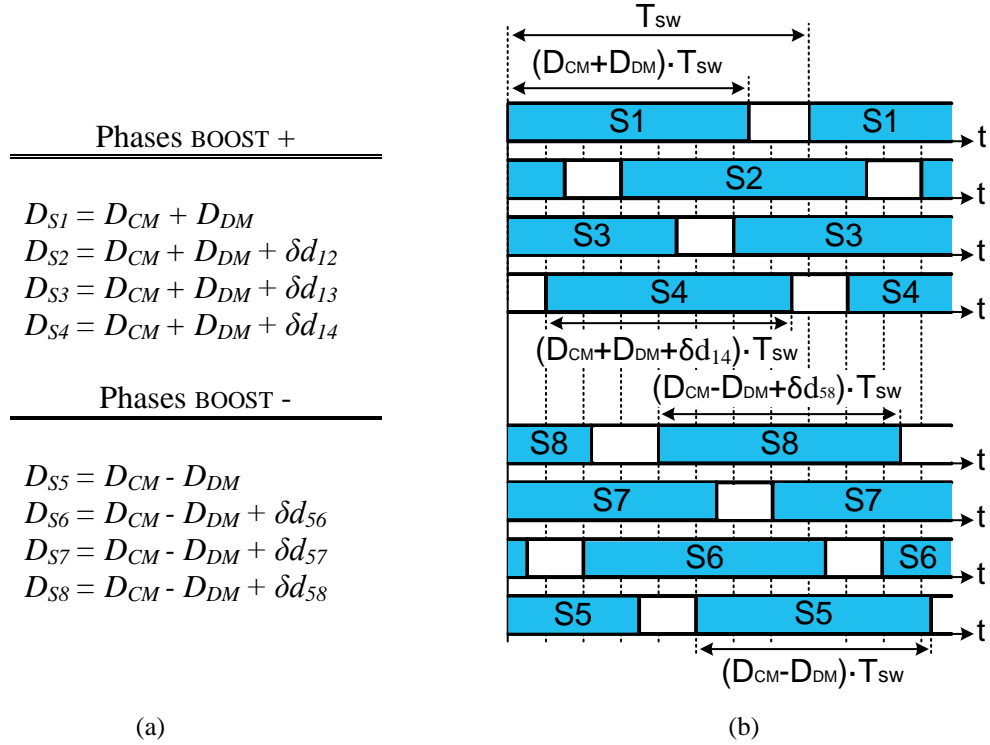
Figure 3.20 : Partie commande

- Régulations :

Le convertisseur miroir boost est commandé en boucle fermée. Les régulations doivent assurer 3 fonctions :

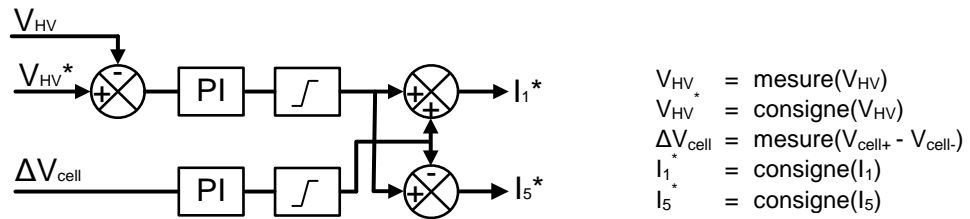
- **équilibre des courants de phase** : les courants des 8 phases doivent être équilibrés afin que le circuit magnétique ne sature pas. Pour cela, les déséquilibres interphases ne doivent pas excéder 1A ( $I_{phMAX} = 90A$ ) ;
- **équilibre des tensions flottantes** : les tensions aux bornes des condensateurs flottants  $V_{cell+}$  et  $V_{cell-}$  doivent être équilibrées pour que les contraintes en tension soient également réparties. En l'absence de déséquilibre  $V_{cell+/-} = (V_{HV} + V_{LV})/2$  ;
- **régulation de tension de sortie** : la tension de sortie  $V_{HV}$  doit être régulée et est fixée à 700V lors des essais.

Les rapports cycliques des interrupteurs sont composés d'un rapport cyclique commun et identique  $D_{CM}$  issu de la boucle de contrôle de la tension de mode commun  $V_{HV}$ , d'un rapport cyclique différentiel  $D_{DM}$  provenant du contrôle de la tension de mode différentiel  $\Delta V_{cell}$  et de rapports cycliques de compensation  $\delta d$  générés par le contrôle des courants en mode différentiel. Les séquences des interrupteurs et le calcul des rapports cycliques sont donnés à la Figure 3.21.



**Figure 3.21 : (a) rapports cycliques sur les composants actifs (b) séquences de commande des composants actifs**

Le schéma de principe de la régulation de la boucle externe contrôlant la tension de mode commun  $V_{HV}$  et la tension de mode différentiel  $\Delta V_{cell}$  est présenté à la Figure 3.22. La mesure de la tension de sortie est assurée par un capteur de tension LEM supportant 1000V. La grandeur différentielle  $\Delta V_{cell}$  est déduite à partir d'un circuit électronique à base d'un amplificateur d'instrumentation et de la mesure des deux tensions de cellules flottantes  $V_{cell+}$  et  $V_{cell-}$  par des capteurs de tensions LEM de calibre 600V. Cette solution a été adoptée afin de réduire le nombre de grandeurs à traiter par la carte de conversion analogique digitale.



**Figure 3.22 : Boucle externe - schéma de principe**

Le schéma de principe de la boucle interne des 4 phases du BOOST + est représenté à la Figure 3.23. Le courant de la phase  $I_1$  est mesuré à l'aide d'un capteur LEM à effet hall d'un calibre de 100A. Trois capteurs LEM à effet hall de calibre 25A sont utilisés pour la mesure différentielle des courants des phases 2, 3 et 4 respectivement avec le courant de la phase 1 (Figure 3.18). Cette solution a été mise en œuvre car elle améliore la précision de la mesure et qu'elle permet d'employer des capteurs moins onéreux de plus faible calibre en courant. Un principe similaire est appliqué pour les phases du BOOST +. Le courant de la phase 5 est reconstruit à partir de la mesure du courant  $I_1$  et de la mesure différentielle entre les deux courants de mode commun  $I_1$  et  $I_5$ .

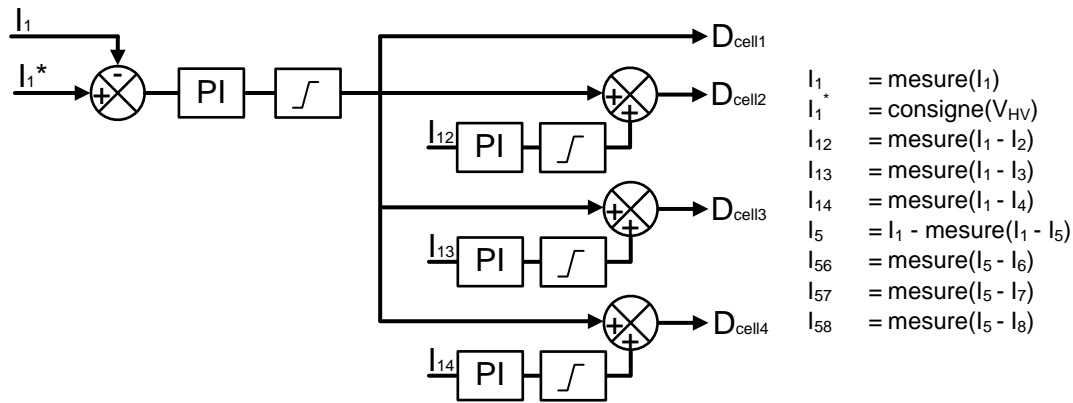
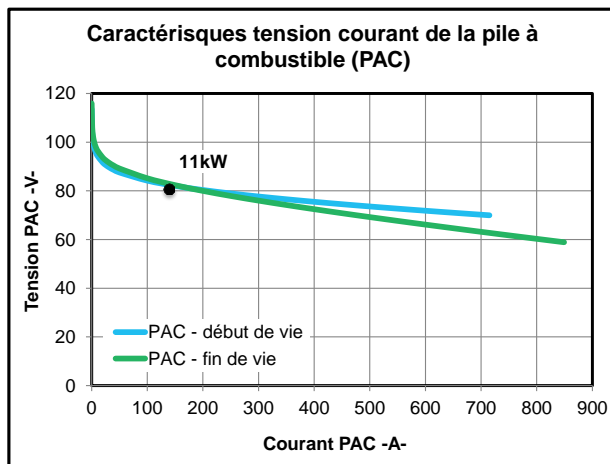


Figure 3.23 : Boucle interne - schéma de principe

Le calcul des coefficients des régulateurs a été réalisé avec la toolbox SISO de MATLAB<sup>®</sup>. L'implémentation des régulateurs sous forme discrète suit la méthode proposée dans [49].

### 3.3.3 Mesures

Les relevés temporels ont été réalisés pour une puissance de sortie d'environ 11kW en l'absence de l'émulation de la pile à combustible. C'est la raison pour laquelle la tension à l'entrée du convertisseur  $V_{LV}$  est plus faible que la tension théorique de la pile à combustible définie dans le chapitre d'introduction à ce niveau de courant  $V_{LV,théorique}(139A)=82.45V$ . Le point de fonctionnement de la source de tension par rapport à la caractéristique courant-tension théorique de la pile à combustible, les valeurs théoriques du convertisseur et les principales grandeurs électriques mesurées du convertisseur sont présentées à la Figure 3.24. Les valeurs théoriques sont déduites en faisant l'hypothèse d'un rendement unitaire et d'une ondulation des courants négligeable devant les courants mis en jeu.



(a)

$P_{OUT}$		11.2kW
$V_{HV}$		701V
$I_{HV}$		16A
$R$		8.7
$I-D$		20.6%
$I_L$		19.4A
$U_{cell+/-}$		391V
$D$	$I_{ave}$	4.0A
	$I_{rms}$	8.8A
$S$	$I_{ave}$	15.4A
	$I_{rms}$	17.3A
$\eta$		95.5%

(b)

$I_{LV}$	$V_{LV}$	$V_{HV}$	$I_{HV}$	$V_{cell+}$	$V_{cell-}$	$I-D$
139A	80.6V	701V	15.6V	393V	392V	20.4%

(c)

Figure 3.24 : Point de fonctionnement à 11kW (a) PAC courbe théorique - convertisseur (b) valeurs théoriques (c) valeurs mesurées

Les mesures temporelles sont effectuées avec un oscilloscope LeCroy Wave Runner HRO 64Zi. La mesure des courants est réalisée avec des sondes de courant HIOKI 3274 de calibre 150A, les tensions sont mesurées avec une sonde différentielle Testec SI9110 de calibre 1000V. Des multimètres FLUKE 175 assurent la mesure des tensions moyennes.

La Figure 3.25 et la Figure 3.26 montrent, à différentes échelles de temps, le courant dans la charge  $I_{HV}$  (rouge), le courant de la phase 2  $I_2$  (bleu), la tension aux bornes des interrupteurs actifs du bras 1  $V_{ph1}$  (vert) et le courant de la source de tension  $I_{LV}$  (jaune).

La Figure 3.25 met en évidence les performances de la source de tension employée. L'alimentation de puissance 45kW ACORE est composée d'un pont redresseur triphasé à son entrée et on retrouve en sortie une forte composante à  $6 \cdot f_{réseau}$  ( $T_{réseau}/6 = 3.3ms$ ) du fait de l'absence d'un filtrage adéquat. La variation du courant de la source entraîne la variation des courants de phase. La régulation de la boucle externe assure une tension constante aux bornes du banc de charge ; ce faisant, le courant de sortie est constant.

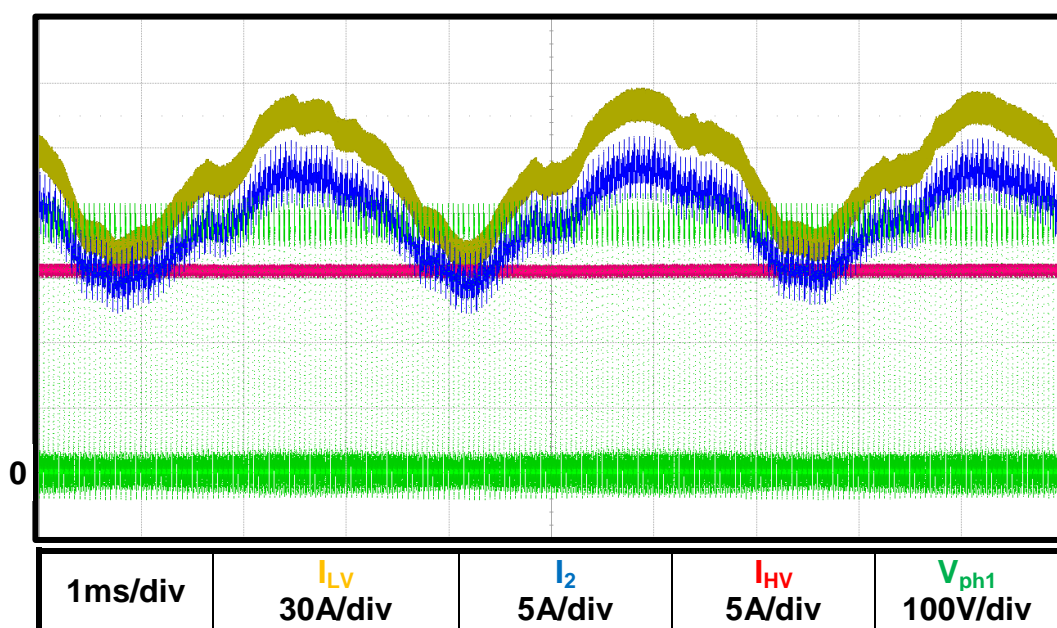


Figure 3.25 : Puissance de sortie 11kW - courant d'entrée  $I_{LV}$ , de sortie  $I_{HV}$  et de la phase 2  $I_2$  et tension aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1  $V_{ph1}$  - observation de la composante  $6 \cdot f_{réseau}$  de la source de tension

L'effet bénéfique de l'entrelacement des phases est visible sur le courant d'entrée (Figure 3.26). La fréquence du courant dans la source basse tension est de 160kHz soit 8 fois la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance. L'ondulation du courant  $I_{LV}$  est de 16.5A, soit une ondulation relative de 12% ( $\Delta I_{LV}/I_{LV} = 16.5A/139A$ ) à 11kW. Ce point de fonctionnement simulé donne une ondulation relative de 15.6%. La différence peut s'expliquer en partie par la non prise en compte des nombreuses inductances de câblage dans la simulation. L'ondulation relative au point de fonctionnement maximal du convertisseur ( $I_{phMAX} = 90A$  et  $P_{PACnew} = 46kW$ ) dans le cas d'une pile à combustible en début de vie est d'environ 2.5% (résultat simulation). Les commutations des interrupteurs créent des perturbations sur les tensions flottantes, perturbations se retrouvant sur la tension de sortie. L'oscillation relative du courant de sortie est de 7% ( $(I_{HV,MAX} - I_{HV,min})/I_{HV} = 1.05A/15.6A$ ).

Le caractère parallèle de la topologie miroir boost est favorable à la pile à combustible dont la durée de vie est supposée assujettie au contenu spectral de son courant [50], [6]. Multiplier le nombre de phases entrelacées assure une ondulation relative faible du courant



côté basse tension évitant de détériorer précipitamment les membranes des cellules de la pile à combustible.

Les deux tensions flottantes sont quasi-égales et valent en valeur moyenne 392V et 393V. Les 1-2V de différence avec la théorie s'expliquent principalement par le rapport cyclique qui est très légèrement plus élevé dans la pratique  $I-D_{mesuré} = 20.4\%$  que le rapport cyclique théorique  $I-D_{théorique} = 20.6\%$  afin de compenser les pertes. Des essais sans la boucle interne de mode différentiel en tension ont montré que les deux tensions flottantes sont naturellement équilibrées ( $\Delta V_{cell} < 5V$ ) en régime permanent lorsque celles-ci avoisinent 400V. L'équilibrage naturel des tensions flottantes réduit le rapport cyclique de mode différentiel. La tension maximale mesurée sur les semi-conducteurs est de 430V, loin des limites en tension des semi-conducteurs.

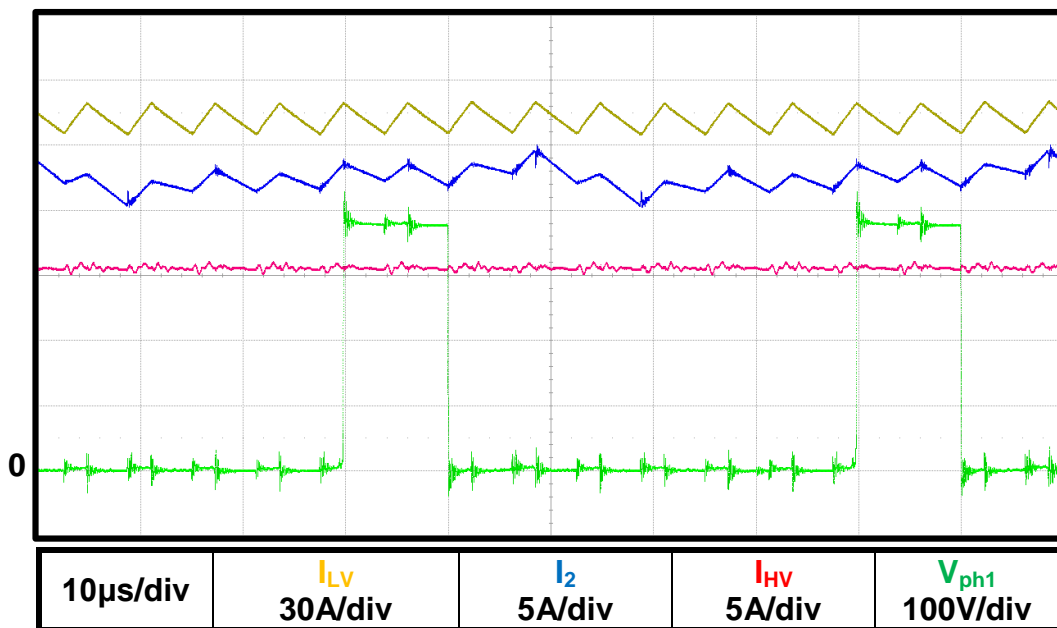


Figure 3.26 : Puissance de sortie 11kW - courant d'entrée  $I_{LV}$ , de sortie  $I_{HV}$  et de la phase 2  $I_2$  et tension aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1  $V_{ph1}$

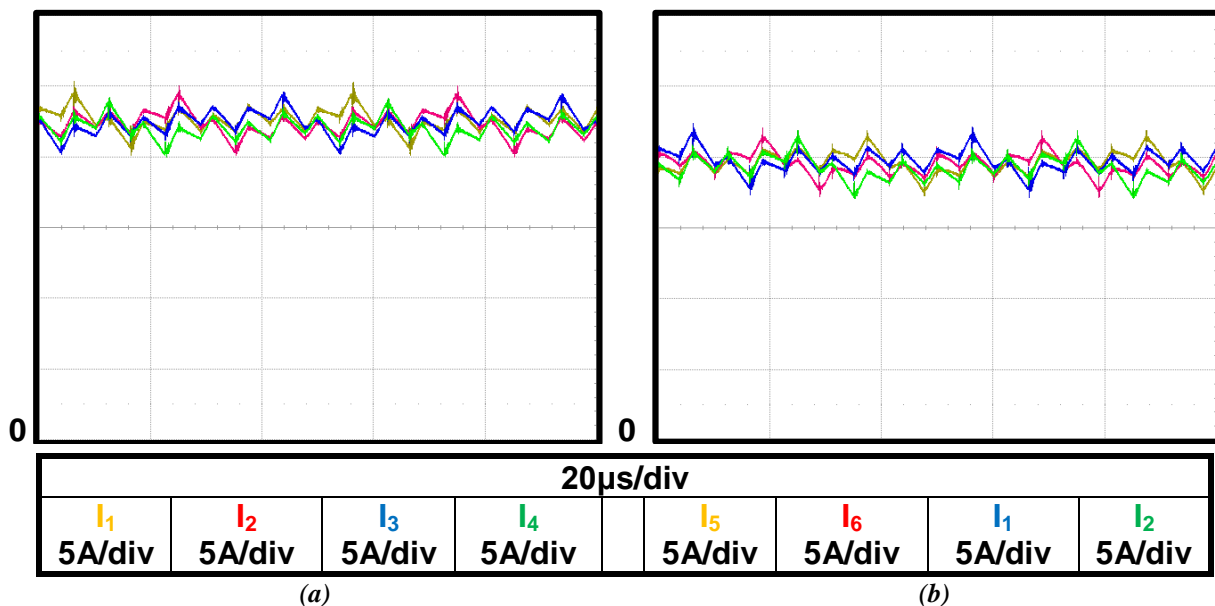


Figure 3.27 : Puissance de sortie 11kW - courant de phases (a)  $I_1, I_2, I_3, I_4$  (b)  $I_1, I_2, I_5, I_6$

Les courants des phases sont équilibrés : les courants de mode différentiel sont inférieurs à 150mA (Figure 3.27 et Figure 3.28). Les courants de phases suivent la composante  $6 \cdot f_{\text{réseau}}$  de la source de tension (Figure 3.28).

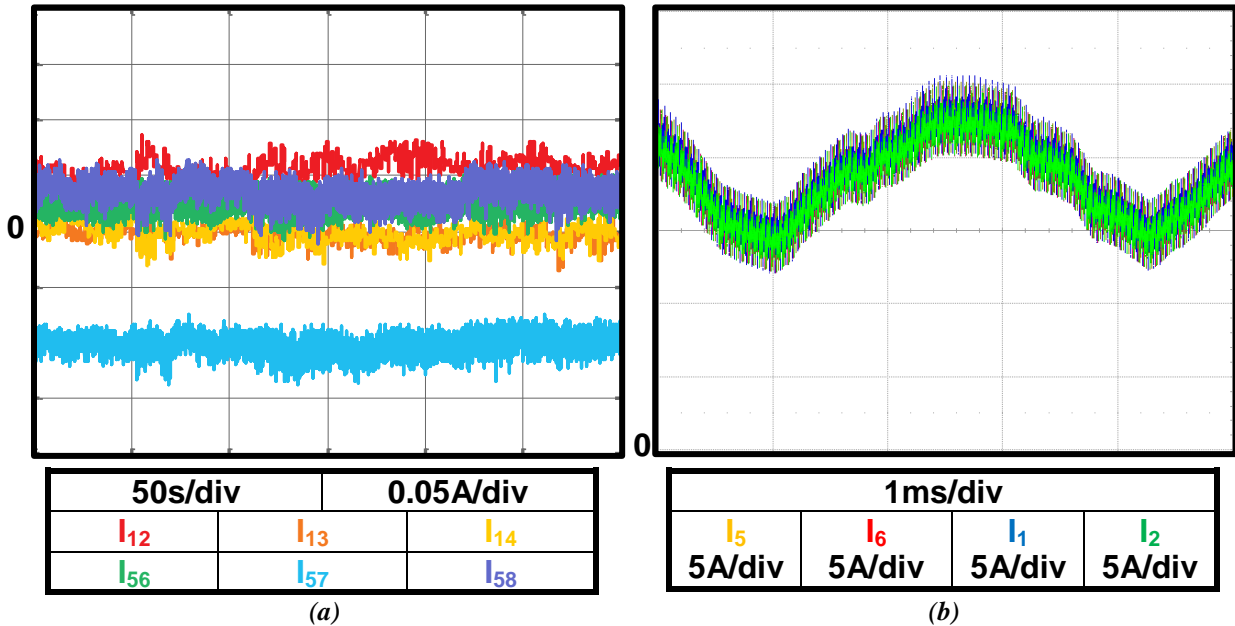


Figure 3.28 : Puissance de sortie 11kW - (a) mesure des déséquilibres en courant (b) courants des phases  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_5$ ,  $I_6$

La Figure 3.29 montre le courant d'entrée  $I_{LV}$  et la tension d'entrée  $V_{LV}$  du convertisseur. D'une fréquence de 160kHz, l'ondulation de la tension d'entrée du convertisseur est de 32% (26V/80.6V).

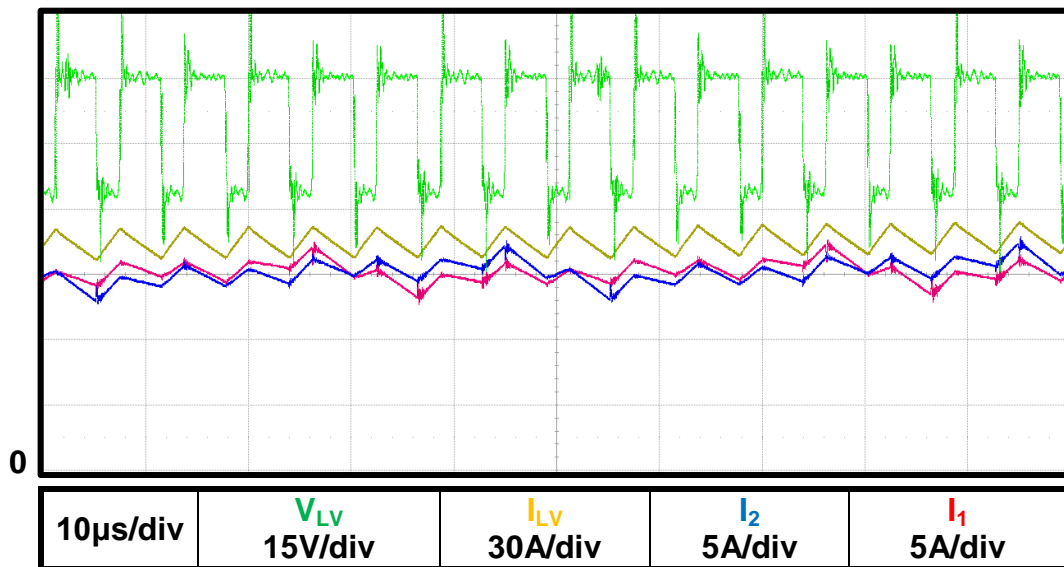


Figure 3.29 : Puissance de sortie 11kW - tension aux bornes de la source  $V_{LV}$ , courant de la source  $I_{LV}$ , courants des phases  $I_1$  et  $I_2$

La Figure 3.30 montre l'état de la cellule 1 (bleu clair), la durée de l'algorithme (bleu foncé) implanté dans le FPGA et la tension  $V_{ph1}$  aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1. Le temps de calcul est de 25µs soit la moitié de la période de commutation ( $T_{sw}=50\mu s$ ). Le calcul commence 1.6µs après l'ordre de la conversion analogique digitale des courants de phase. Ce résultat a été rendu possible par l'utilisation de nombres entiers au

détriment de nombres flottants lors de l'implémentation des régulateurs et de l'augmentation de la fréquence de l'horloge du FPGA à 150MHz.

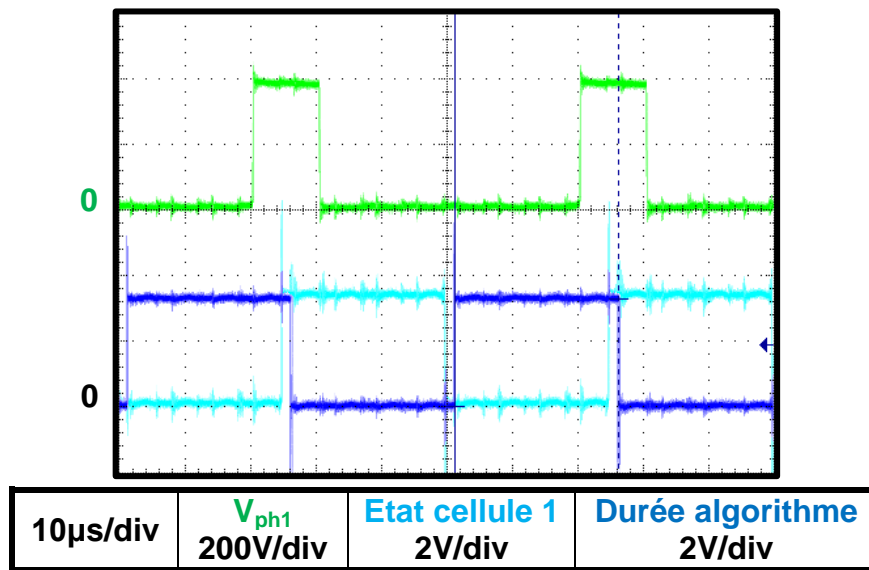


Figure 3.30 : Puissance de sortie 11kW - tension aux bornes des interrupteurs actifs de la cellule 1  $V_{ph1}$ , état de la cellule master et durée de l'algorithme

### 3.3.4 Rendements

#### 3.3.4.1 Rendement théorique

Le calcul des pertes dans les composants de puissance est réalisé en suivant la démarche utilisée au paragraphe §3.2.4. L'expression des contraintes sur les semi-conducteurs a été développée dans le paragraphe §2.4.4 traitant du dimensionnement de la structure miroir boost/miroir buck.

Les pertes dans l'ICT sont estimées à partir de la relation suivante :  $P_{ICT} = k_1 \cdot V_{cell}^2 + k_2 \cdot I_{phase}^2$ . Les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  sont déterminés à partir de résultats obtenus par un outil de dimensionnement d'ICT du laboratoire LAPLACE. On trouve  $k_1 = 0.424 \text{ mW/V}^2$  et  $k_2 = 47.2 \text{ mW/A}^2$ .

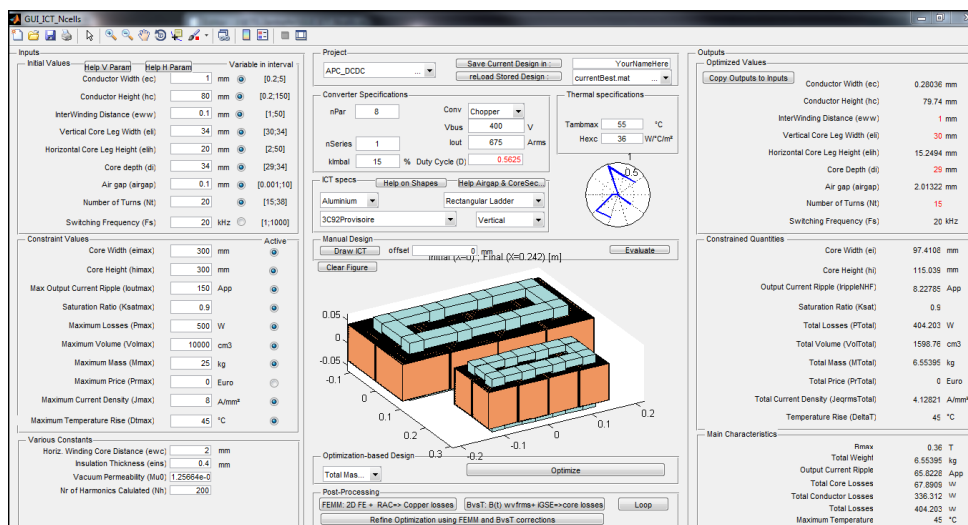


Figure 3.31 : Capture d'écran de l'outil de dimensionnement d'ICT du laboratoire LAPLACE



Les paramètres des composants sont issus des notices des fabricants ou d'essais préalablement réalisé par APC/Schneider Electric. Les pertes des composants actifs sont réparties entre les 4 boîtiers : les trois IGBTs IKW75N60H3 assurent la conduction et l'amorçage, le MOSFET IPW65R041CFD assure le blocage (Figure 3.14). Les paramètres des composants actifs sont synthétisés au Tableau 3-5. Les composants non commandés sont réalisés par la mise en parallèle de trois modules de diodes SiC SCS140AE2 dont les pertes par recouvrement peuvent être négligées. La tension de seuil  $V_{D0}$  et la résistance dynamique  $R_D$  de chaque diode sont déduites à partir des datasheets constructeurs et valent 0.98V et 32mΩ.

Les courbes de rendement théorique sont présentées dans le paragraphe suivant.

$V_{T0}$	$R_T$	$V_{CE\ test}$	$A_{on}$	$B_{on}$	$C_{on}$	$A_{off}$	$B_{off}$	$C_{off}$
-V-	-mΩ-	-V-	-mJ/sw-	-mJ/A-	-mJ/A <sup>2</sup> -	-mJ/sw-	-mJ/A-	-mJ/ A <sup>2</sup> -
1,018	14	400	0	3E-2*	0	0	1.3E-2*	0

\* énergie mesuré

Tableau 3-5 : Cellule de commutation - paramètres des composants commandés

### 3.3.4.2 Résultats

- Méthode de mesure

La détermination du rendement du convertisseur à partir de la mesure des puissances d'entrée ( $P_{IN}=V_{LV}\times I_{LV}$ ) et de sortie ( $P_{OUT}=V_{HV}\times I_{HV}$ ) n'est pas une méthode satisfaisante pour cette application. En effet, une estimation réalisée au laboratoire de la précision du calcul du rendement à partir des mesures implémentées sur le convertisseur miroir boost est de  $\pm 2.4\%$ . Cette marge d'erreur n'est pas compatible avec la mesure d'un rendement pouvant avoisiner 98%. Pour pallier ce manque de précision, la méthode d'opposition a été mise en œuvre.

La Figure 3.32 montre le schéma de principe électrique de la méthode d'opposition permettant de déterminer les pertes dans une cellule de commutation. Le principe est généralisable à tout type de convertisseur respectant les règles présentées dans [51]. La méthode d'opposition est une technique permettant de mesurer les pertes globales d'un convertisseur ou les pertes des composants de puissance par une méthode non invasive. [52], [53] et [54] décrivent la méthode permettant de déterminer séparément les énergies à l'amorçage, au blocage et en conduction. La méthode d'opposition utilise deux convertisseurs connectés sur un même bus à courant continu. Le premier convertisseur fonctionne en générateur, le second en récepteur. Les pertes des convertisseurs sont directement mesurées et sont égale au produit tension  $V_{DC}$  courant  $I_{DC}$  d'entrée. Ces variables continues peuvent être mesurées aisément avec une grande précision assurant une erreur relative faible de la mesure des pertes. Un autre point intéressant de la méthode d'opposition est que la source utilisée lors des essais fournit une puissance égale aux pertes, puissance très faible au regard de la puissance du convertisseur. Enfin, il n'est pas nécessaire d'utiliser une charge lors des essais réduisant l'impact énergétique des mesures.

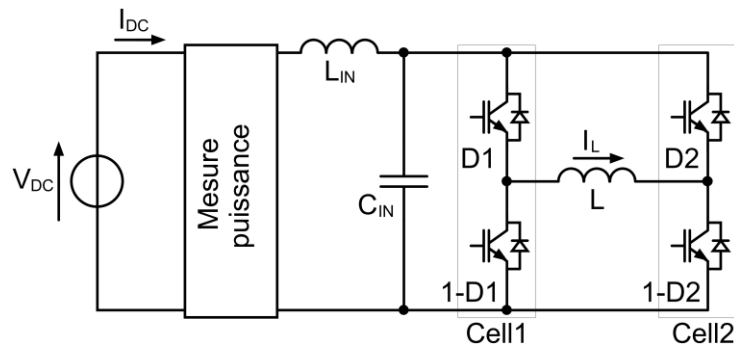


Figure 3.32 : Méthode d'opposition - schéma électrique de principe - mesure des pertes dans les composants

Pour la détermination des pertes dans les semi-conducteurs illustré ci-dessus, deux degrés de libertés sont utilisés. Le rapport cyclique de mode commun  $D$  est identique et est égale à  $D=0.5$  afin de répartir également les pertes par conduction sur les deux interrupteurs de chaque cellule de commutation. Le courant  $I_L$  commuté par les semi-conducteurs est contrôlé à l'aide d'un rapport cyclique différentielle  $\delta d$  entre les deux commandes de cellules. La tension commutée par les interrupteurs est réglée à partir de la tension de la source continue  $V_{DC}$ . Typiquement, la cellule de commutation 1 est commandée en boucle ouverte, la cellule de commutation 2 est commandée en boucle fermée.

Dans le but de réaliser les mesures du convertisseur miroir dans les conditions les plus proches de son fonctionnement, le rapport cyclique  $D$  de mode commun appliquée aux deux cellules de commutation est aussi utilisé comme degré de liberté afin de régler le point de fonctionnement en tension du convertisseur.

- Courbes

La Figure 3.33 compare le rendement théorique et le rendement mesuré du convertisseur en fonction de la puissance ou du courant de la pile à combustible. Les mesures ont été réalisées jusqu'à 89% du courant maximal par phase ( $I_{phMAX}=90A$ ). Le rendement mesuré est très proche du rendement théorique. Le rendement maximal mesuré atteint environ 96,5% pour un ratio de conversion proche de 8.8 et une puissance égale à 17kW. Dans le cas de la pile à combustible en début de vie, le rendement mesuré vaut 95.3% pour une puissance d'environ 42kW et un ratio de conversion de 9.7. Le rendement avoisine les 95% dans le cas de la pile à combustible en fin de vie mais avec un ratio de conversion plus élevé égale à 10,5 et une puissance d'environ 39kW.

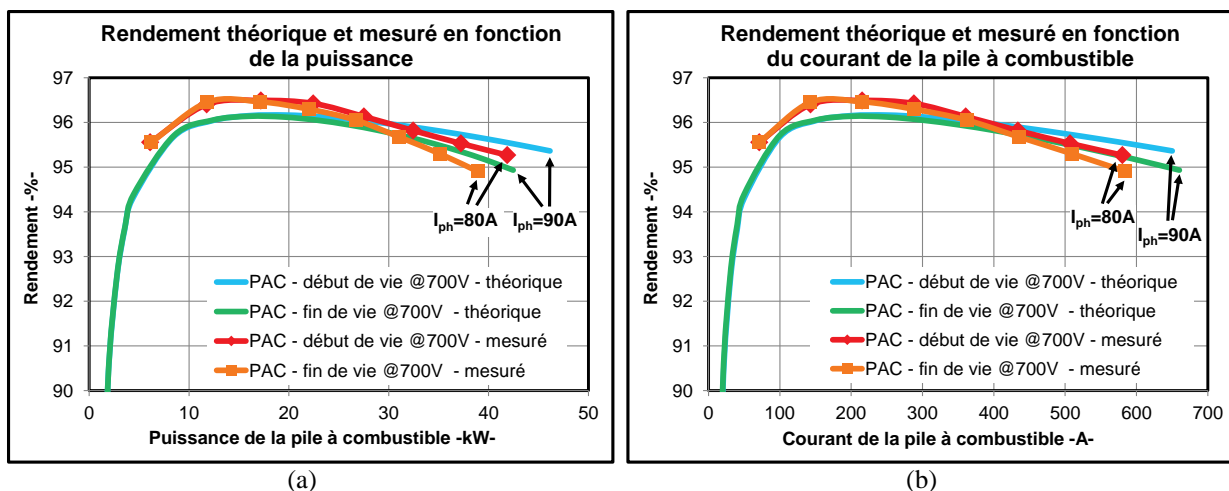


Figure 3.33 : Rendements théorique et mesuré en fonction (a) de la puissance de la pile à combustible (b) du courant de la pile à combustible

A forte puissance, le rendement du convertisseur est plus élevé lorsque la pile à combustible est en début de vie. En fin de vie, la tension aux bornes de la pile à combustible se réduit (principalement : perte de catalyseur, dégradation de la membrane, dégradation des couches de diffusion) conduisant à l'augmentation du ratio de conversion et du courant ce qui pénalise le rendement (Figure 3.34).

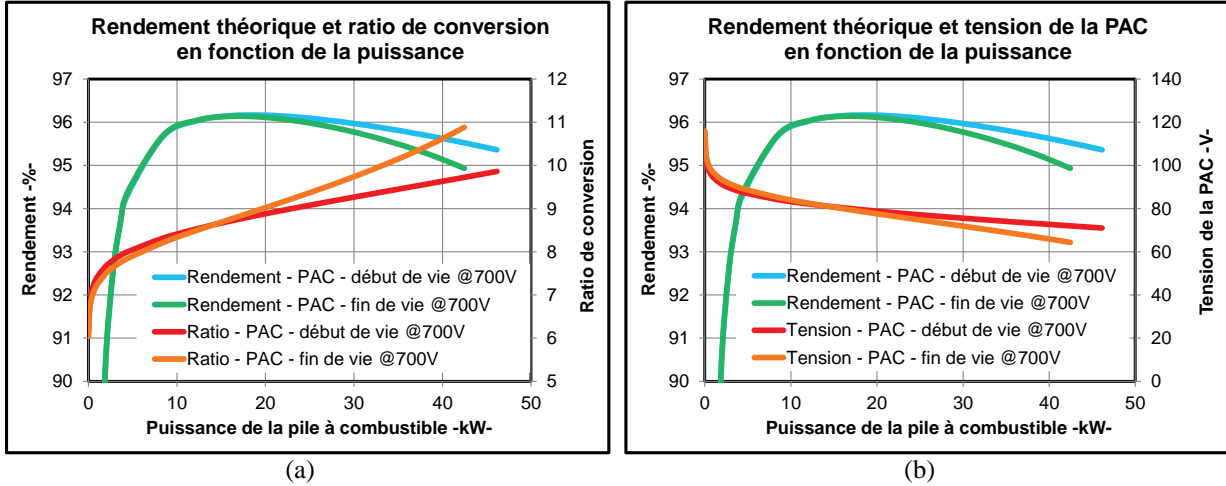


Figure 3.34 : En fonction de la puissance de la pile à combustible (a) ratio de conversion (b) tension de la pile à combustible

Le courant est limité à 90A par phase, la puissance maximale théorique atteint environ 46kW et 42kW pour la pile à combustible, respectivement, en début et en fin de vie. La variation de la tension de la pile à combustible entraîne la variation des tensions flottantes (§2.4.1). La tension maximale commutée par les semi-conducteurs est inférieure à 400V une fois la zone d'activation de la pile à combustible passée (Figure 3.35).

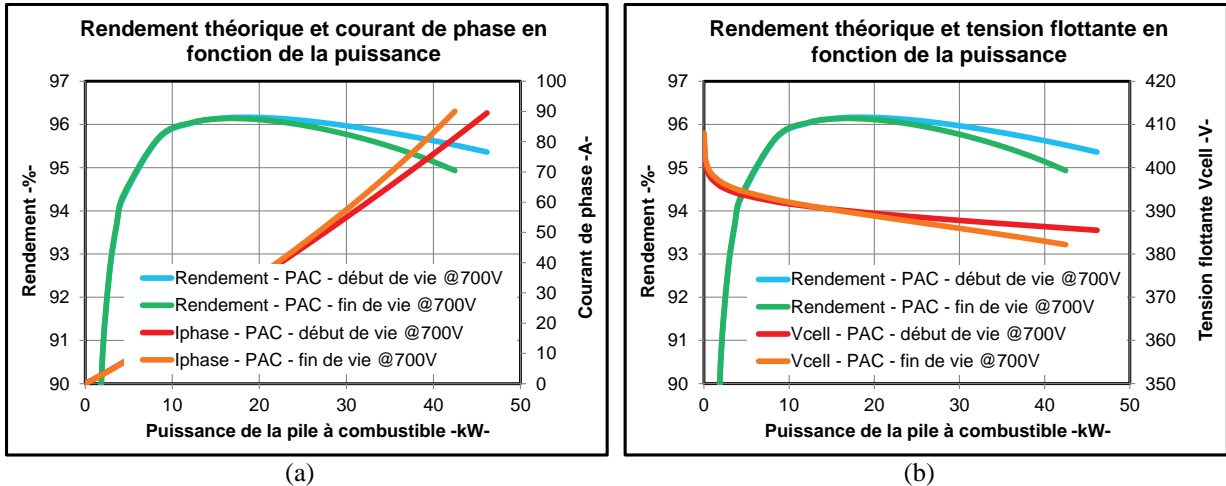


Figure 3.35 : En fonction de la puissance de la pile à combustible (a) courant de phase (b) tension flottante

La répartition des pertes dans une cellule de commutation et dans le convertisseur (Cvs) est illustrée à la Figure 3.36. Les pertes liées au refroidissement par air forcé sont constantes et sont égales à 76W. A faible puissance de la pile à combustible, la composante des pertes proportionnelle au carré de la tension de cellule dans l'ICT est déjà maximale. Pour cette raison, on retrouve le rendement avec l'allure caractéristique des convertisseurs possédant un

élément magnétique (en l'absence d'élément magnétique le rendement serait de type linéaire et décroissant en fonction du courant de la source).

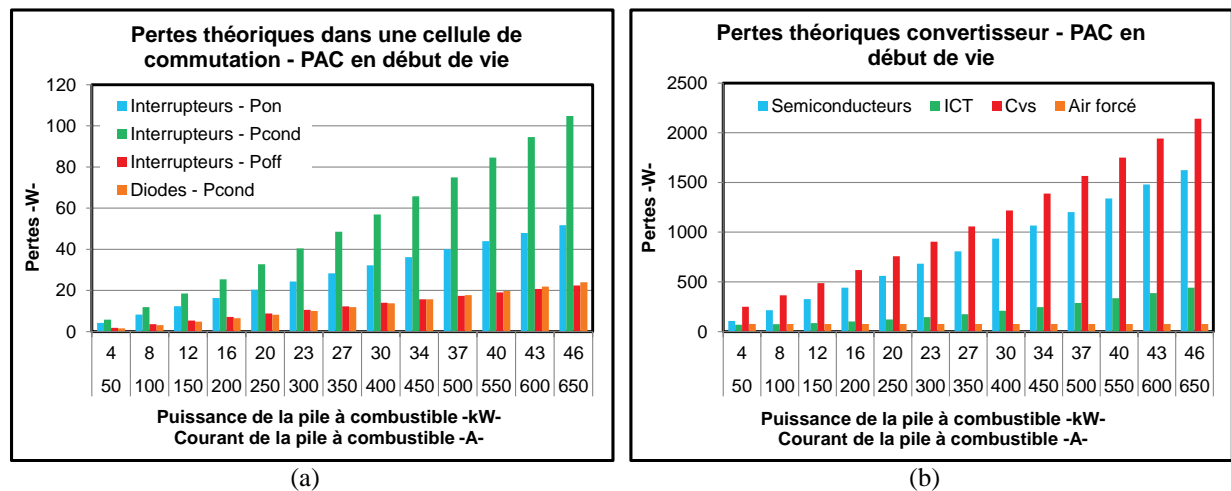


Figure 3.36 : Répartitions des pertes en fonction du courant de sortie et de la puissance de la pile à combustible en début de vie (a) dans une cellule de commutation (b) dans le convertisseur

### 3.3.4.3 Comparaison avec la topologie double boost

Le rendement maximal mesuré de la pile à combustible en fin de vie atteint 94.3% à environ 7 kW pour un ratio de conversion de 8.1 (Figure 3.37). Cela représente environ 2.2% de moins que le rendement maximal atteint par le convertisseur miroir boost. La puissance maximale mesurée ( $I_{ph}=80A$ ) est approximativement 41% plus faible que la puissance maximale atteinte par le convertisseur miroir (pile à combustible en début de vie). On retrouve ainsi une des propriétés de la topologie miroir : la puissance commutée de la topologie miroir est réduite par rapport à celle des topologies série ou parallèle à nombre de cellule de commutation équivalent et haut ratio de conversion (§2.3.3). Avec des cellules de commutation et un coupleur magnétique identique, la topologie miroir boost permet d'une part, d'atteindre de meilleur rendement et d'autre part, de fonctionner à de plus haute puissance améliorant la densité de puissance du convertisseur.

La topologie double boost qui possède la même fonction de transfert que la topologie boost, fonctionne avec un rapport cyclique plus élevé et donc plus défavorable vis-à-vis du rendement que le cas du convertisseur miroir boost (Figure 3.38).

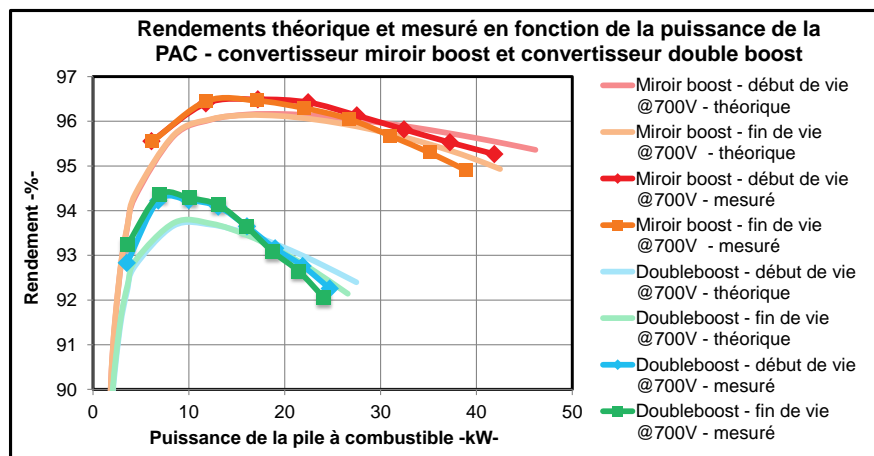


Figure 3.37 : Comparaison du rendements théorique et mesuré en fonction de la puissance de la pile à combustible - convertisseur miroir boost et convertisseur double boost

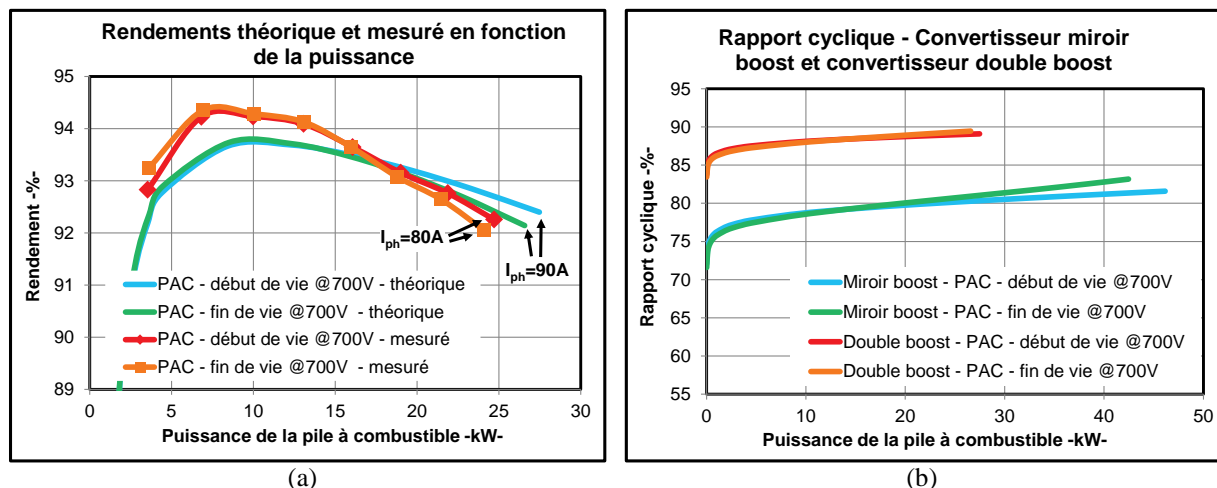


Figure 3.38 : En fonction de la puissance de la PAC (a) rendement (b) rapport cyclique

La Figure 3.39 donne la répartition des pertes dans les semi-conducteurs et dans l'ICT. Des niveaux de pertes maximales quasi-identiques sont atteintes.

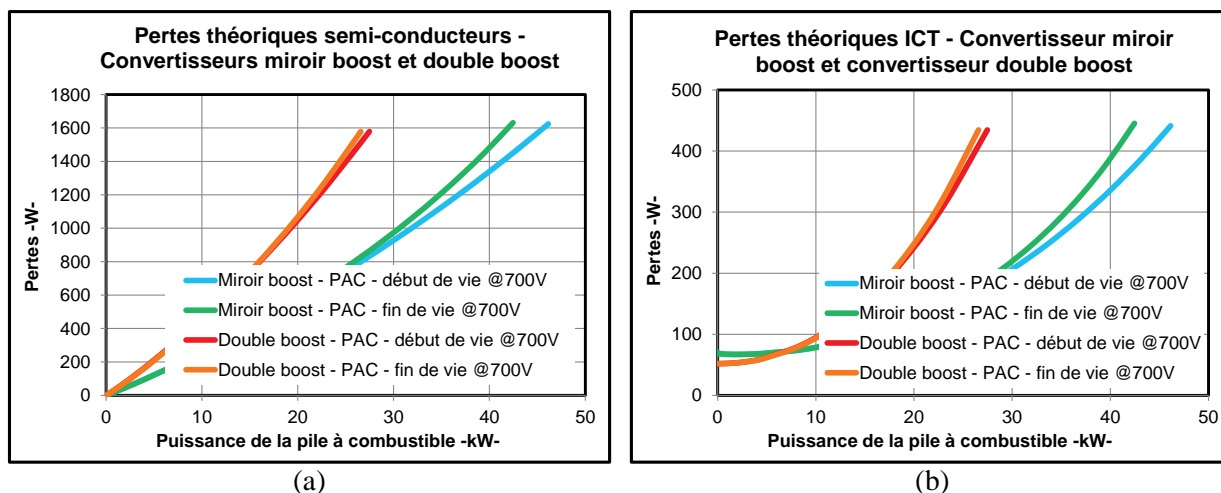


Figure 3.39 : En fonction de la puissance de la PAC (a) pertes dans les semi-conducteurs (b) pertes dans l'ICT

Enoncé dans l'introduction du Chapitre 2, la puissance commutée est une image des pertes dans les semi-conducteurs (Figure 3.40). Le courant maximal commuté est de 90A. La tension aux bornes des cellules de commutation est constante et égale à 350V dans le cas du convertisseur double boost (Figure 3.41).

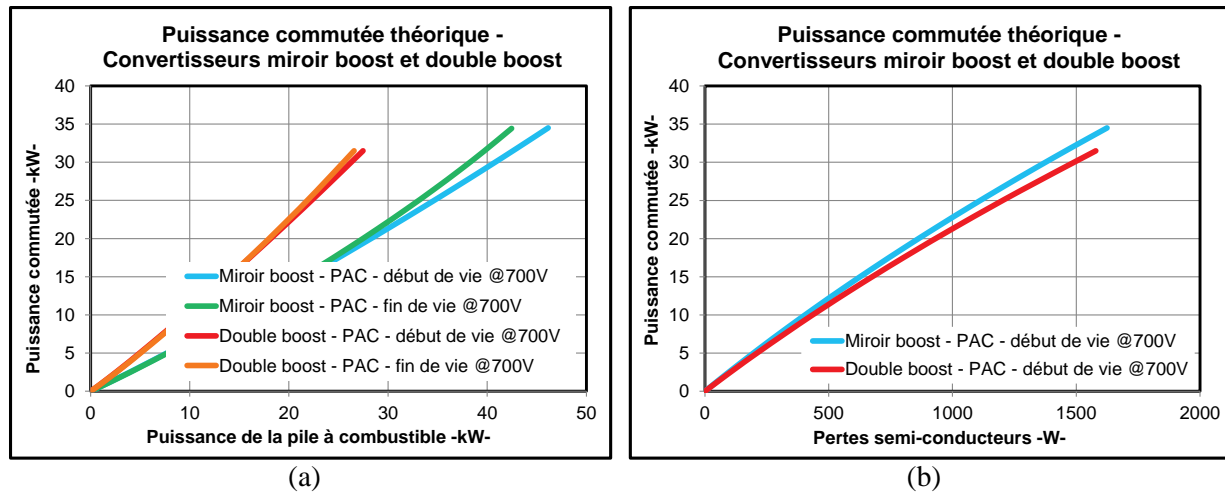


Figure 3.40 : Puissance commutée en fonction (a) de la puissance de la PAC (b) des pertes des semi-conducteurs

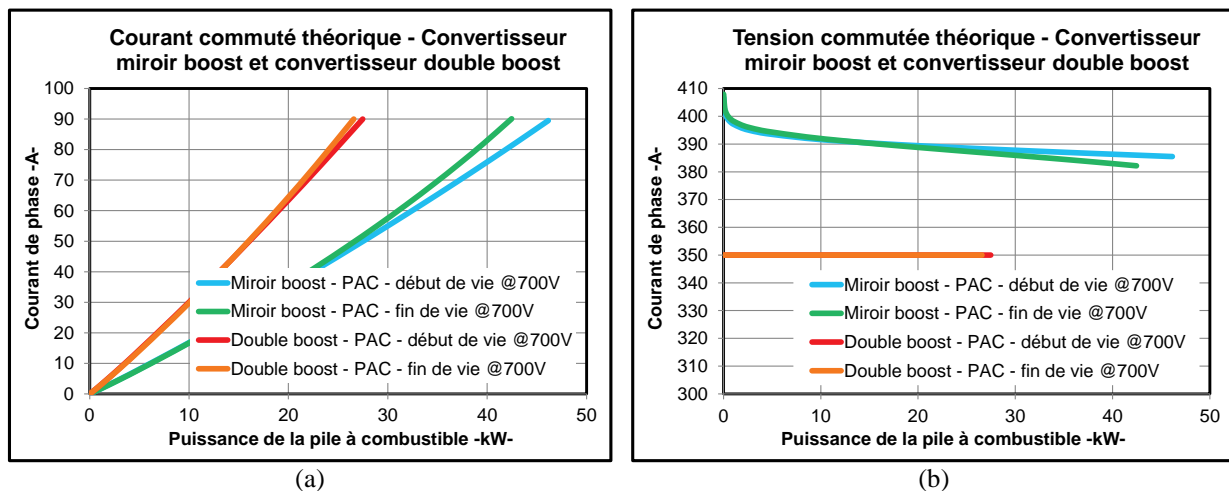


Figure 3.41 : En fonction de la puissance de la PAC (a) courant commuté (b) tension commutée

### 3.3.5 Conclusion

La topologie miroir boost possède un meilleur rendement et une plus grande plage de fonctionnement que la topologie double boost à haut ratio de conversion. Ces résultats viennent consolider les conclusions de la partie expérimentale précédente, à plus forte puissance et en mode élévateur de tension avec la pile à combustible définie dans le chapitre d'introduction.

Cette seconde partie expérimentale a également permis de rappeler l'intérêt de l'ICT en termes de pertes, de volume et de masse par rapport à une solution inductances indépendantes ainsi que les principales spécificités de sa mise en œuvre.

La commande en boucle fermée a été réalisée à l'aide d'un FPGA assurant l'équilibrage des courants de phase et des tensions flottantes et la régulation de la tension de sortie.

La méthode d'opposition a été utilisée afin de mesurer les pertes des convertisseurs dans le but d'obtenir une évaluation plus fiable des pertes.

## 3.4 Conclusion du chapitre

Les deux expérimentations ont permis de comparer les performances de la topologie miroir face aux topologies conventionnelles. A fort ratio de conversion, le rendement mesuré

de la topologie miroir est supérieur aux rendements obtenus avec les convertisseurs de références.

La mise en œuvre du convertisseur miroir en mode abaisseur de tension a été réalisée pour une conversion 270V vers 28V et pour une conversion 540V vers 28V. L'objectif principal de ces mesures est de comparer le rendement de la topologie miroir et de la topologie buck entrelacé à 2 phases en utilisant des interrupteurs de puissance 600V identiques. Avec un ratio de conversion d'environ 10, les mesures du rendement du convertisseur miroir buck sont plus élevées que les mesures du rendement du convertisseur buck entrelacé. Dans le cas de la conversion 540V vers 28V seul le rendement du convertisseur miroir a pu être mesuré atteignant 90% pour un ratio de conversion de 19 (rendement quasi-similaire au rendement du convertisseur buck dans le cas de la conversion 270V vers 28V). Ces mesures n'ont pas été réalisées avec le convertisseur buck entrelacé du fait de la forte contrainte en tension exercée sur les composants de puissance, contrainte incompatible avec le calibre en tension des composants utilisés. Avec des contraintes élevées et des composants de puissance de calibre en tension supérieure à ceux utilisés, le rendement de la topologie buck entrelacé sera fortement pénalisé. Le calcul des pertes dans les semi-conducteurs a été réalisé à partir d'un modèle de pertes présenté et basé sur les énergies de commutation des composants.

La seconde expérimentation a validé l'utilisation du convertisseur miroir boost pour connecter la pile à combustible au réseau continu. Comparé à la topologie série double boost, la topologie miroir boost possède un meilleur rendement et peut atteindre une puissance de conversion bien plus élevée (pile en début de vie, la puissance maximale du convertisseur miroir est égale à 168% de la puissance maximale atteinte avec le convertisseur double boost). Le rendement atteint plus de 96% et reste constant sur une grande plage de fonctionnement.

La faisabilité du convertisseur a été démontrée avec un convertisseur 8 phases utilisant un ICT monolithique. La régulation de la tension de sortie, des tensions flottantes et l'équilibrage des courants de phase a été réalisé à l'aide d'un FPGA.

Enfin, la mesure du rendement a été effectuée à l'aide de la méthode d'opposition pour garantir l'exactitude des mesures.





## **Chapitre 4**

**Apport technologique : composants de puissance au Nitrure de Gallium (GaN)**

## 4.1 Introduction

- *Contexte*

La technologie des composants de puissance Silicium (Si) est une technologie mature. L'exemple des transistors Power MOSFETs [25] silicium est représentatif : apparus à la fin des années 1970 (1979 : International Rectifier propose les premiers MOSFETs de puissance sous la dénomination de HEXFET® [55]), les améliorations se font dorénavant de plus en plus rares et de moins en moins conséquentes [56]. L'évolution des performances des interrupteurs de puissance MOSFET a suivi l'évolution de la technologie CMOS des circuits intégrés introduite dans les années 70. Les semi-conducteurs de puissance bénéficient de la technologie de pointe des fonderies CMOS (1 $\mu$ m, 0.8 $\mu$ m, 0.5 $\mu$ m, 0.35 $\mu$ m, 0.25 $\mu$ m, 0.18 $\mu$ m, etc.) dans un délai de l'ordre de 3 à 5 ans [57]. La réduction des améliorations s'observe aussi avec les autres types de composants de puissance à base de silicium (diode, IGBTs, etc.). Illustré à la Figure 4.1, la limite théorique de la résistance à l'état passant en fonction de la tension de blocage du matériau silicium est en passe d'être atteinte par les composants silicium actuels [56], [58], [59] (la courbe est commentée par la suite).

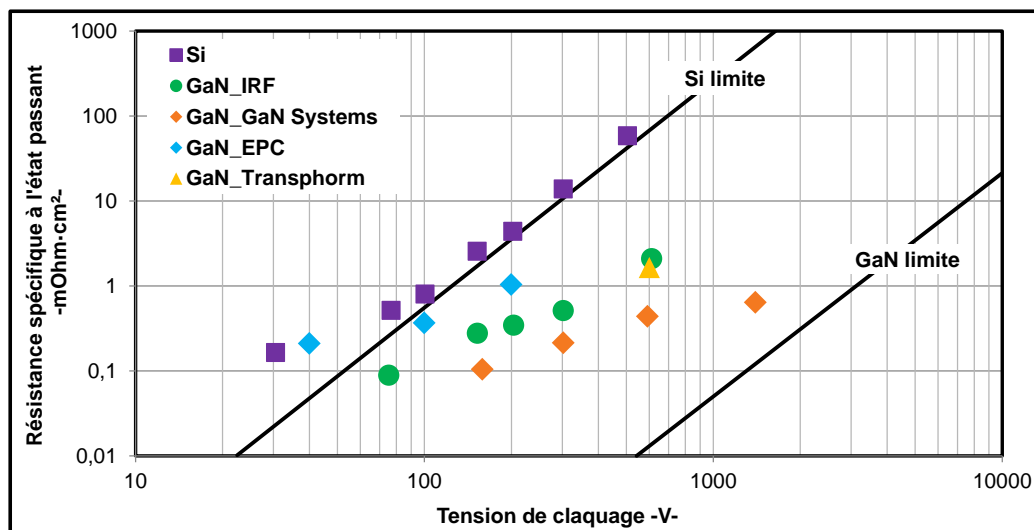


Figure 4.1 : Comparaison des résistances passante à l'état passant - composants Si et GaN

Les composants de puissance à large bande interdite semblent être de bons candidats pour remplacer dans les années à venir, les composants silicium dans les applications exigeantes : principalement dans des applications basse tension à haute fréquence de commutation ou pour des applications de forte puissance à haute tension. Le domaine spatial et militaire est lui aussi intéressé à l'émergence de nouveaux composants car les semi-conducteurs silicium actuellement disponibles présentent peu de perspectives d'améliorations et sont insatisfaisants au niveau de la thermique (management thermique limité), du rendement (caractéristiques des composants insuffisantes) et du faible niveau de tension des meilleurs composants 'high reliability' (Hi-Rel) disponibles (<400V) [60]. A cela s'ajoute des contraintes en termes d'immunité face aux radiations ('Rad-hard') qui font des interrupteurs à large bande une technologie à fort potentiel dans le domaine spatial [61]. Marché de niche plus anecdotique, les composants de puissance à large bande semblent très prometteurs pour les convertisseurs statiques présents dans des environnements à haut niveau de radiation comme cela est le cas, par exemple, dans les détecteurs à particule du CERN [62], [63]. Pour les applications moins contraignantes et lorsque le coût des composants de puissance est critique, il faudra attendre

que la gamme des composants de puissance à large bande interdite disponible s'étoffe et que les coûts deviennent plus compétitifs.

Devant la nécessité d'utiliser des composants plus performants, les composants à large bande interdite offrent de nouvelles perspectives et possèdent un grand potentiel : les transistors à base de matériaux SiC (Carbure de Silicium), GaN (Nitrure de Gallium) et diamant sont les plus prometteurs car ils possèdent de meilleures propriétés physiques que le matériau silicium (Tableau 4-2). Actuellement, seuls quelques composants SiC et GaN sont commercialisés avec des composants SiC de tenue en tension 1200V et 1700V et des composants GaN de tenue en tension inférieure à 200V. Les recherches sur les composants à base de diamant [64], [65], [66] sont nombreuses mais de multiples verrous technologiques sont à résoudre avant l'apparition d'interrupteurs de puissance.

- Emergence de composants GaN : vers une rupture technologique ?

Récemment apparus (juin 2009 [67]), les composants de puissance GaN sont d'ores et déjà compétitifs par rapport à la technologie silicium en termes de performances et de coût et semblent préfigurer une amélioration de la densité de puissance des convertisseurs statiques :

- **performances** : les premiers transistors GaN commercialement disponibles sont loin d'avoir atteint leur limite théorique de résistance à l'état passant en fonction de la tension de blocage (composants GaN de EPC, Figure 4.1), mais ils offrent d'ores et déjà de bonnes caractéristiques électriques (Figure 4.4 et Figure 4.5) et préfigurent l'arrivée de composants de puissance aux performances bien supérieures aux composants silicium actuels. De plus, la structure latérale des HEMTs GaN permet l'utilisation de boîtiers performants ne dégradant pas les caractéristiques du composant à haute fréquence de commutation.

L'évaluation de la technologie GaN est effectuée avec des composants de calibre en tension inférieure à 200V afin de réaliser une comparaison avec des composants GaN et Si actuellement disponibles. Dans cette gamme de tension, ce sont les interrupteurs Power MOSFET Silicium qui se sont imposés au fil des années. Principalement quatre technologies de MOSFET cohabitent : VDMOS, TrenchMOS, LDMOS et récemment apparu la technologie NexFET (Figure 4.2 et Figure 4.3) [57], [30].

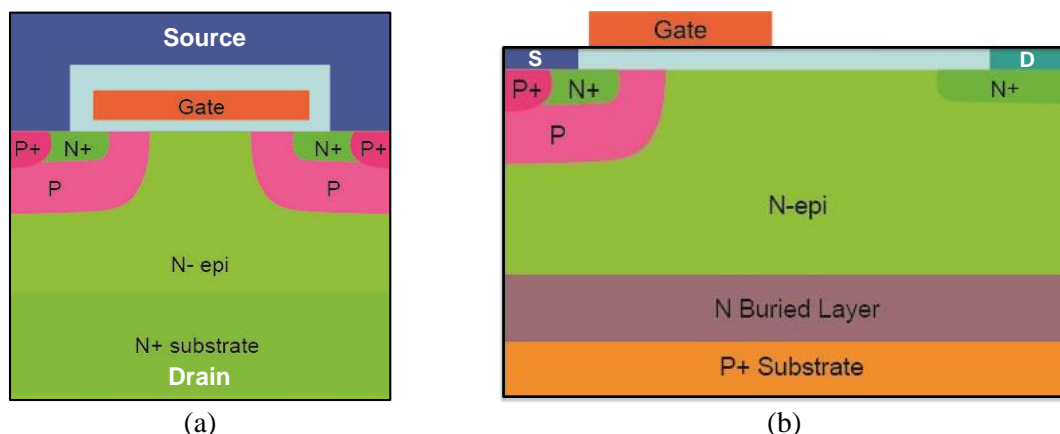


Figure 4.2 : Structures des composants de type (a) VDMOS (b) LDMOS

La technologie VDMOS (MOS à Diffusion Verticale) a été introduite à la fin des années 70 par International Rectifier (IRF). Un composant VDMOS à une grille de type 'planar' et tire avantage du courant vertical qui circule entre les électrodes de source et de drain qui sont placées au-dessus et au-dessous de la puce silicium (Figure 4.2). La structure verticale permet d'atteindre de hautes densités de courant ce qui s'oppose au cas des MOSFETs à Diffusion Latérale (LDMOS) (Figure 4.2). La structure verticale supporte facilement de hautes tensions.

Proposé par Siliconix la technologie TrenchFET est devenue populaire dans les années 90 (Figure 4.3). Cette technologie apporte une amélioration de la résistance passante des composants. Dans un TrenchFET, les canaux sont conçus le long de la tranche verticale. La technologie TrenchFET possède une faible capacité de grille et une plus basse résistance à l'état passant pour des composants de calibre en tension 100-200V, raisons pour laquelle cette technologie s'est imposée dans cette gamme de tension auprès des fabricants de semi-conducteurs. L'inconvénient de cette structure est la capacité  $C_{GD}$  (capacité de Miller) qui est importante du fait du recouvrement direct de la grille par le drain ( $C_{GD}$ , Figure 4.3) ralentissant la vitesse de commutation du composant et conduisant à l'augmentation des pertes. Les MOSFETs Trench et de type latéral sont communément employés pour des tensions inférieures à 30V (les composants latéraux sont les plus rapides en vitesse de commutation).

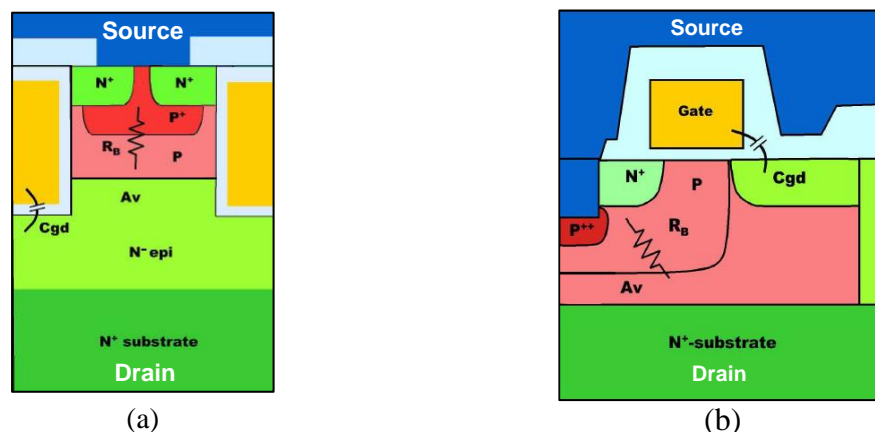


Figure 4.3 : Structures des composants de type (a) TrenchFET (b) NexFET  
figures extraite à partir de [68]

Propriétaire de Texas Instruments (TI), la technologie NexFET [68], [69] a vu le jour à la fin des années 2000 (Figure 4.3). Cette technologie répond au besoin de plus d'intégration pour les applications de type POL (§5.1). Afin de réduire le coût, la masse, l'encombrement et le temps de réponse des convertisseurs, la fréquence de commutation est augmentée ce qui conduit à l'augmentation des pertes par commutation en commutation dure. La technologie NexFET met en œuvre des composants de type latéral possédant une résistance passante compétitive par rapport à la technologie Trench mais avec une capacité d'entrée  $Q_G$  et de Miller plus faible ce qui permet de réduire les pertes par commutation et de travailler à plus haute fréquence. La capacité de Miller  $C_{GD}$  est réduite grâce à un recouvrement minimal de la grille par le drain et par l'effet bénéfique de la source qui enveloppe la grille créant un écran électrostatique entre la grille et le drain. D'après TI, cette technologie est la plus avantageuse pour des tensions inférieures à 30V.

Pour résumer, les composants VDMOS et Trench sont plus appropriés pour des applications basse fréquence et fort courant. Les MOSFET LDMOS et NexFET sont appropriés pour des applications haute fréquence à faible courant [30].

La Figure 4.1 compare les résistances passantes en fonction de la tension de blocage des meilleurs composants silicium et les valeurs déclarées de celles-ci par quelques fabricants de composants GaN [55], [70], [71], [72] (composants Si [59], limites théoriques des matériaux [73]). Les courbes théoriques des limites des résistances à l'état passant en fonction de la tension de blocage montrent la supériorité du matériau GaN par rapport au Si. Les composants GaN supportent de très hautes tensions de claquage, environ deux décades plus élevées de ce qui est observé avec des composants Si à résistance passante équivalente. Bien que la technologie GaN n'en soit qu'à ses débuts, les résistances spécifiques annoncées sont bien plus faibles que celles obtenues avec la technologie Si à tension équivalente ce qui préfigure de meilleures performances.

La Figure 4.4 et la Figure 4.5 comparent les performances des meilleurs composants silicium par fabricant avec les premiers composants GaN commercialement disponibles ( $V_{DS} < 200V$ ). Ces figures de mérite sont typiquement utilisés afin d'évaluer les performances des semi-conducteurs. La figure de mérite  $R_{DS(on)} \times Q_G$  et la figure de mérite  $R_{DS(on)} \times Q_{QD}$  donne une image des performances des composants. Plus petit est le produit  $R_{DS(on)} \times (Q_{QD} \text{ ou } Q_G)$ , meilleures seront les performances. Les performances statiques dépendent de la résistance passante  $R_{DS(on)}$ , les performances dynamiques dépendent principalement de  $Q_G$  et de  $Q_{QD}$ .

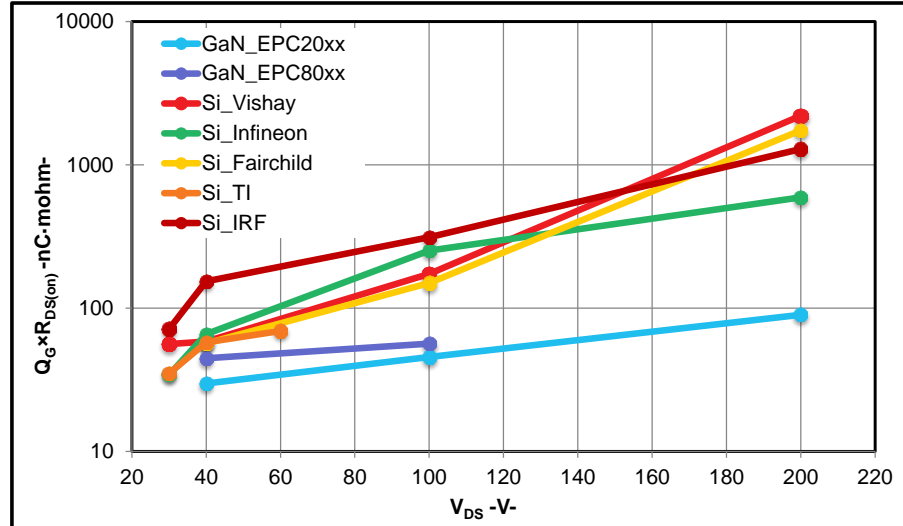


Figure 4.4 : Figure de mérite  $Q_G \times R_{DS(on)}$  - transistors Si et GaN

La liste des composants comparés est présentée au Tableau 4-1. Les valeurs typiques des résistances passantes et les valeurs typiques des charges sont utilisées. Pour les composants de la série EPC80xx, ce sont les valeurs préliminaires de résistance passante maximale  $R_{ds(on)MAX}$  qui sont employées. Les valeurs de résistances et de charges sont déduites pour une tension de commande  $V_{GS}$  de 5V pour les composants EPC (Efficient Power Conversion). La série EPC20xx est la deuxième génération de composants de puissance de EPC. La série EPC80xx, récemment apparue, est dédiée à des applications de puissance haute fréquence (>MHz). Les

valeurs typique des composants Si sont données pour des tensions de commande  $V_{GS}$  de 10V, 5V ou 4,5V en fonction des informations fournies par les fabricants.

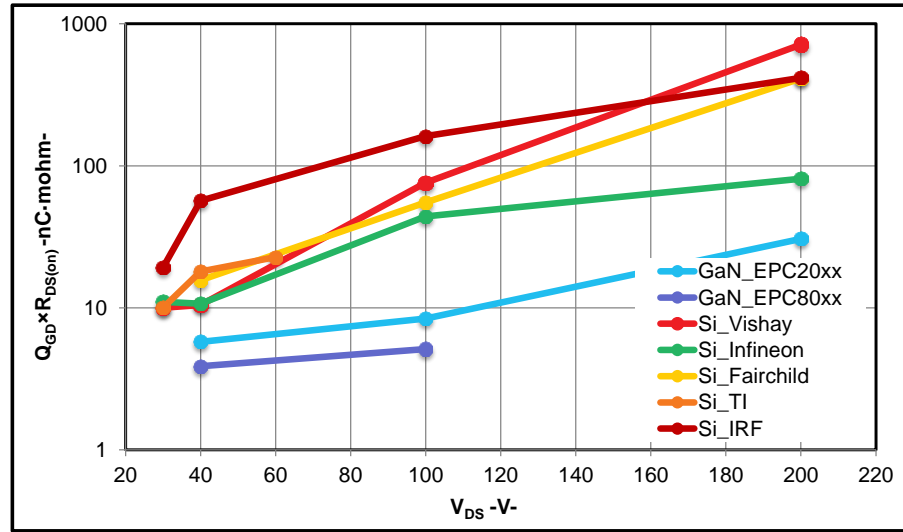


Figure 4.5 : Figure de mérite  $Q_{GD} \times R_{DS(on)}$  - transistors Si et GaN

Les figures de mérites montrent les très bonnes caractéristiques des composants GaN alors que la technologie est encore peu mature. Les bénéfices de la technologie HEMT GaN sont d'autant plus présents que la tension de claquage est importante. A 200V, les composants GaN possèdent une figure de mérite  $Q_G \times R_{DS(on)}$  environ 7 fois plus petite et une figure de mérite  $Q_{GD} \times R_{DS(on)}$  environ 3 fois plus petite que le meilleur composant Si 200V. A 100V, le bénéfice de la technologie GaN reste indiscutable. Les composants GaN possèdent un  $Q_G \times R_{DS(on)}$  environ 3 fois plus petit et un  $Q_{GD} \times R_{DS(on)}$  environ 8.7 fois plus petit que celui du meilleur composant Si 100V. A 40V, les composants GaN restent compétitifs avec un produit  $Q_G \times R_{DS(on)}$  environ 1.6 fois plus petit et  $Q_{GD} \times R_{DS(on)}$  environ 4.6 fois plus petit que le meilleur composant Si 100V. La figure de mérite  $Q_G \times R_{DS(on)}$  des 2 composants GaN 40V est quasi égale à celle des meilleurs composants Si 30V. Ces résultats laissent présager des composants GaN avec d'excellentes caractéristiques lorsque la technologie GaN sera mature.

	30V	40V	60V	100V	200V
<b>EPC20xx</b>		EPC2014	/	EPC2016	EPC2010
<b>EPC80xx</b>		EPC8004	/	EPC8010	/
<b>Vishay</b>	SiRA04	SiR640	/	SiR870	Si7462
<b>Infineon</b>	BSC052N03	BSC014N04	/	BSC046N10	BSC320N20
<b>Fairchild</b>		FDMC8321	/	FDMS86150	FDB2614
<b>TI</b>	CSD17527	CSD18504	CSD18532	/	/
<b>IRF</b>	IRFH8330	IRF7739	/	IRL4030	IRFP4668

Tableau 4-1 : Liste des composants comparés Si et GaN

Un autre aspect à prendre en considération est le type de boîtier utilisé car celui-ci impacte les performances des composants de puissance [30]. Les différentes technique permettant la connexion entre le puce de puissance et les connecteurs du boîtier ('wire bonding', connexion directe sur des pistes de cuivre, etc.) introduisent des éléments parasites pénalisant les performances des composants (§5.2). La structure verticale des MOS Trench rend difficile la minimisation simultanée des inductances de drain  $L_D$  et

de source  $L_S$ . Les composants de type latéral utilisent des boîtiers de type LGA (Linear Grid Array) possédant le moins d'éléments parasites [74]. De type LGA les boîtiers des composants GaN de EPC ont leurs connecteurs situés sous le composant avec des connecteurs drains et sources interdigités ce qui réduit la valeur des éléments parasites (détail au §4.3.4).

- **coût** : le coût des premiers composants GaN commercialement disponible est compétitif au regard des composants silicium (EPC2001 : composant 100V, 25A, 125°C, 7mΩ, environ \$4 pour 500 pièces). En effet, les composants GaN ont l'avantage de pouvoir être réalisés par hétéroépitaxie sur des substrats en silicium de grande surface (150-200mm) [75]. Contrairement aux composants de puissance SiC qui doivent obligatoirement être réalisés sur un substrat de même composition, l'utilisation de la technologie substrat Si permet aux composants de puissance GaN de bénéficier de la maturité des installations de production et de l'expertise de la filaire Si ce qui réduit les coûts de production ;
- **densité de puissance** : outre de meilleures performances et donc moins de pertes dans les semi-conducteurs, un enjeu important de l'arrivée de composants à large bande interdite est l'amélioration de la densité de puissance des convertisseurs [30]. En effet, la plus haute température de fonctionnement annoncée des composants à large bande interdite laisse envisager une réduction de l'encombrement des éléments de refroidissement et la haute fréquence de commutation des interrupteurs permet d'espérer pour certaines applications une réduction du volume et de la masse des éléments passifs (§5.1) tout en maintenant un rendement élevé.
- Approche proposée

L'apparition récente des premiers composants de puissance GaN suscite un intérêt certain des acteurs académiques et industriels. Annoncé comme une technologie de rupture, la technologie GaN en est à son balbutiement. Dans ce contexte, ce chapitre vise à présenter les principales spécificités de la technologie GaN et à situer les composants de puissance GaN actuellement disponibles par rapport aux composants de puissance de la technologie dominante silicium. Pour ce faire, les remarquables caractéristiques du matériau GaN sont d'abord rappelées. Le fonctionnement et la structure des composants GaN est ensuite introduit avec un accent particulier porté sur les problématiques liées à la réalisation de ces composants à partir d'un substrat silicium, substrat qui assure un coût compétitif par rapport à la technologie silicium mais dont la mise en œuvre est délicate.

La comparaison des performances des premiers composants commercialement disponibles ou des composants dont la spécification technique préliminaire est accessible, montrent que les caractéristiques de ces composants sont particulièrement encourageantes et préfigurent des composants aux performances inégalées.

La présentation détaillée des composants EPC a pour but de se familiariser avec les premiers composants GaN disponible sur le marché. Inférieure à 200V, avec des composants sans boîtier, etc. les composants GaN de EPC possèdent quelques singularités sur lesquelles il est bon de s'attarder afin de les exploiter au mieux et en toute sécurité.

Ce chapitre d'introduction sur la technologie GaN permet ensuite d'explorer l'utilisation des composants GaN au Chapitre 5.



## **4.2 Introduction à la technologie HEMT GaN**

Cette partie a pour but de donner un aperçu de la technologie GaN. Les propriétés du matériau à large bande interdite GaN en font un candidat idéal pour les interrupteurs de puissance de demain : compatible avec les substrats silicium, les composants GaN possèdent de remarquables propriétés électriques et ne sont pas pénalisés par un substrat onéreux comme cela est le cas avec le carbure de silicium SiC. Depuis de nombreuses années, des composants GaN sont utilisés dans les applications de type radio-fréquences. Les premiers composants de puissance GaN sont quant à eux apparus sur le marché plus récemment et ils sont loin des limites théoriques du matériau mais ils sont cependant déjà plus performants que les meilleurs composants silicium commercialement disponibles. Comme c'est souvent le cas pour une technologie à peine émergente, les choix technologiques des principaux acteurs du marché des composants GaN sont très nombreux et différents. Sans être exhaustif, cette partie s'attache à montrer les difficultés auxquels doivent faire face les fabricants de composant GaN et fait un bref état de l'art des transistors GaN disponibles ou en passe de l'être prochainement.

- **Matériaux à large bande interdite :**

Les matériaux à large bande interdite permettent de s'approcher un peu plus de l'interrupteur idéal : tension de blocage infinie, courant infini, durée des commutations nulle, température de fonctionnement élevée, normalement ouvert ('normally off') et pertes nulles du circuit de commande. En effet, les semi-conducteurs à large bande interdite offrent de nouvelles perspectives : fréquence de commutation et température de fonctionnement plus élevée et résistance à l'état passant réduite par rapport aux composants de puissance silicium. Le compromis entre fréquence d'utilisation et rendement qui impacte la densité de puissance du convertisseur est repoussé, ce qui peut conduire à des convertisseurs plus intégrés à haut rendement.

Le Tableau 4-2 donne les principales propriétés électriques du silicium et des semi-conducteurs à large bande interdite [58], [76], [77]. A noter que le carbure de silicium est présenté sous deux types de substrats tous deux pressentis pour la réalisation de composants de puissance qui diffèrent de mobilité des électrons et de structure cristalline [75].

Les composants grands gaps ou à large bande interdite possèdent une température de fonctionnement élevée, une tenue en tension exceptionnelles et une fréquence de découpage importante :

- ***tension de claquage élevée*** : le champ de rupture critique des matériaux semi-conducteurs (tension maximale que peut supporter le composant) dépend de l'énergie de bande interdite : le champ de rupture critique est d'autant plus important que la hauteur de la bande interdite est grande [78], [79]. Cette propriété permet d'envisager des composants de puissance de forte tenue en tension et avec une résistance à l'état passant réduite ;
- ***température de fonctionnement élevée*** : la large bande permet aux composants de fonctionner à haute température et de posséder un faible courant de fuite. Du fait de l'agitation thermique dans le réseau cristallin, la hauteur de la bande interdite diminue lorsque la température augmente [75]. La bande interdite fixe donc la tension de claquage, la température d'utilisation des composants et aussi le niveau d'immunité



vis-à-vis des radiations. Avec une bande interdite élevée et une variation très faible de la hauteur de la bande interdite en fonction de la température, les composants GaN peuvent fonctionner à haute température. De plus, les matériaux à large bande interdite possèdent une faible densité de porteurs intrinsèques conduisant à de faibles courants de fuite à haute température [78] ;

- **fréquence de commutation élevée** : la grande mobilité des électrons et la vitesse de saturation électronique élevée du GaN permettent d'envisager des composants de puissance fonctionnant à haute fréquence de commutation.

La faible conductivité thermique du GaN (légèrement plus faible que celle du silicium) rend la conception des composants à forte densité de puissance délicate [80].

	Si	6H-SiC	4H-SiC	GaN	Diamant
<b>Largeur de bande <math>E_g</math> (eV)</b>	1.12	3.03	3.26	3.45	5.45
<b>Mobilité des électrons <math>\mu_n</math> (<math>\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}</math>)</b>	1500	80	1000	1250	2200
<b>Mobilité des trous <math>\mu_p</math> (<math>\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}</math>)</b>	600	101	115	850	850
<b>Champ critique de claquage <math>E_c</math> (<math>\text{MV} \cdot \text{cm}^{-1}</math>)</b>	0.3	2.5	2.2	2	10
<b>Concentration intrinsèque des porteurs <math>n_i</math> (<math>\text{cm}^{-3}</math>)</b>	$1.1 \times 10^{10}$	$2.3 \times 10^{-6}$	$8.2 \times 10^{-9}$	$1 \times 10^{-10}$	$1.6 \times 10^{-27}$
<b>Conductivité thermique <math>\lambda</math> (<math>\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}</math>)</b>	1.5	4.9	4.9	1.3	22
<b>Permittivité relative <math>\epsilon_r</math></b>	11.9	9.66	10.1	9	5.5
<b>Vitesse de saturation des électrons <math>v_{\text{sat}}</math> (<math>\times 10^7 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}</math>)</b>	1	2	2	2.2	2.7

Tableau 4-2 : Comparaison des propriétés électriques des semi-conducteurs Si et à large bande interdite à 300K

Pour conclure, les composants GaN présentent de nombreux atouts justifiant l'intérêt qui leur est porté : propriétés électriques des matériaux prometteuses, technologie compatible avec celle du silicium et coût de réalisation qui tend à rapidement converger vers celle des composants silicium.

- HEMT GaN :

Les HEMTs (High Electron Mobility Transistor) sont des interrupteurs de type FET (Field Effect Transistor). Dans la littérature scientifique, les HEMTs sont aussi désignés par HFET

(Heterojunction Field Effect Transistors) ou par MODFET (Modulation Field Effect Transistors).

Le Nitrure de Gallium (GaN) est issu de l'association de Gallium (Ga) découvert en 1875 en France par Lecoq de Boisbaudran et de l'Azote (N) découvert en 1772 par Cavendish et Rutherford en Angleterre. Dans la continuité des travaux réalisés au Bell Laboratories [81] (Etats-Unis) sur le concept de 'dopage modulé', il faut attendre les années 1979-1980 pour que le concept d'interrupteur HEMT soit formulé par Thomson CSF [82], [83] (France) et par Fujitsu Limited [84], [85] (Japon). La structure AlGaN/GaN HEMT a quant à elle été démontrée en 1992 [86] et un premier transistor fonctionnement a été présenté en 1993 [87].

Les avantages du AlGaN/GaN HEMT sont nombreux par rapport aux autres semi-conducteurs nitrure III-V (AlGaAs/GaAs, InAlAs/InGaAs, etc.) [88] :

- la large bande interdite des GaNs induit une tension de claquage élevée ce qui permet aux interrupteurs de fonctionner avec de hautes tensions ;
- la vitesse de saturation des électrons dans le GaN est plus de deux fois supérieure à celle du Si, ce qui permet un fonctionnement en haute fréquence (Tableau 4-2) ;
- dans une structure HEMT, une haute concentration d'électrons est induite à l'interface AlGaN/GaN produisant un courant élevé (Figure 4.6).

Tous ces facteurs aboutissent à des composants avec de remarquables capacités d'amplification à des fréquences très élevées. Pour cette raison, les composants GaN HEMT ont d'abord été développés pour des applications RF ou micro-ondes (radar, électronique spatiale, radio digitale, etc.) civiles ou militaires [89], [90], [91]. Ce n'est que récemment que des composants de puissance HEMT GaN sont commercialement disponibles [67].

- Structure des composants de puissance et principe de fonctionnement :

Le HEMT GaN est une hétérostructure semi-conductrice constituée de plusieurs couches possédant différentes largeurs de bandes interdites [92]. A l'interface entre le GaN et l'AlGaN se forme un gaz bidimensionnel (2DEG) présentant une haute concentration d'électrons à haute mobilité (Figure 4.6) [93]. Cette propriété permet d'obtenir des composants latéraux possédant une résistance à l'état passant très faible.

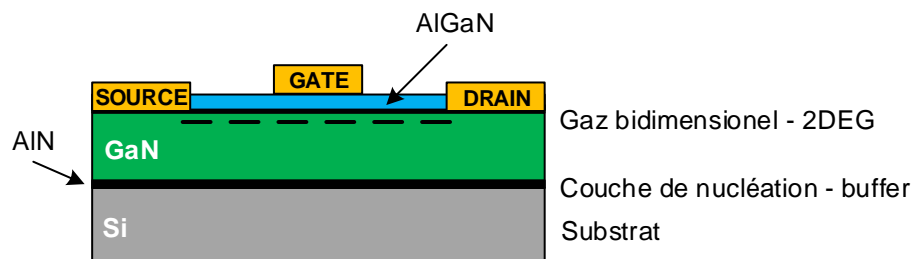


Figure 4.6 : Structure élémentaire d'un HEMT GaN

L'absence de substrat GaN nécessite une hétéroépitaxie avec un substrat compatible. Les deux méthodes de croissance les plus utilisées permettant de faire croître une fine couche de haute qualité de GaN (couche atomique par couche atomique) sont les méthodes par dépôt en phase vapeur avec précurseurs organométalliques (Metallo-Organic Chemical Vapor Deposition - MOCVD [94]) et la méthode de croissance par épitaxie par jets moléculaire (Molecular Beam Epitaxy - MBE [95], [96]) [89], [97]. Les substrats les plus fréquemment utilisés sont le saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) et le carbure de silicium ( $\text{SiC}$ ) [89], [98]. Onéreux, ces

matériaux ont été peu à peu abandonnés au profit du silicium pour la réalisation de composants de puissance. En effet, le coût d'un substrat 6'' (152.4mm) SiC est environ 100 fois supérieur au prix d'un substrat de taille équivalente silicium (2011 : wafer Si 6'' = \$25 [99]). Utiliser un substrat de type Si est plus compétitif mais plus difficile à mettre en œuvre du fait de la différence de structure cristalline et de la différence de coefficient de dilatation thermique (dans la littérature : CTE pour 'Coefficient of Thermal Expansion') entre le silicium et le GaN [100], [101].

L'hétéroépitaxie avec des matériaux possédant des paramètres cristallins différents rend la réalisation de la couche de cristal GaN délicate : la qualité de l'épitaxie dépend principalement de la différence de maille entre le substrat et le cristal. L'utilisation de couches tampons permet de réduire cette différence et évite la propagation de défauts cristallins dans la structure électronique [101]. Le désaccord de paramètre cristallin entre GaN et le Si est de 17% (SiC et GaN désaccord de maille de 3.5%) [97]. La Figure 4.7 donne les paramètres de mailles de matériaux semi-conducteurs, le GaN, l'AlN et l'InN sont représentés en phase hexagonale appelée phase Wurtzite [98]. En effet, le GaN possède deux formes cristallines différentes : phase Wurtzite (structure hexagonale) et phase Zinc de Blend (structure cubique). Possédant une bande interdite plus élevée que la structure cubique (3.2eV), la phase Wurtzite est privilégiée pour la réalisation d'interrupteurs de puissance [101]. Le désaccord de maille crée des contraintes dans la couche épitaxiée, contraintes qui engendrent des déformations de la maille de la couche conduisant à des défauts néfastes à sa qualité (dislocations) lorsque la couche va se relaxer (variation du paramètre de maille et de la qualité structurale en fonction de la profondeur) [97], [102]. La couche initiale d'aluminium nitride (AlN) (couche tampon ou appelé couche 'buffer' dans la littérature) évite que le Ga dans le GaN réagisse avec le substrat Si et relaxe les contraintes dues aux différences de paramètres cristallin et de CTE [103]. L'épaisseur de la couche épitaxiée totale de GaN est plus ou moins épaisse en fonction de la tension de claquage de l'interrupteur car celle-ci dépend de l'épaisseur de l'épitaxie totale au-dessus du silicium (claquage vertical) [103]. La tenue en tension du composant dépend aussi de la distance entre les connecteurs source et drain.

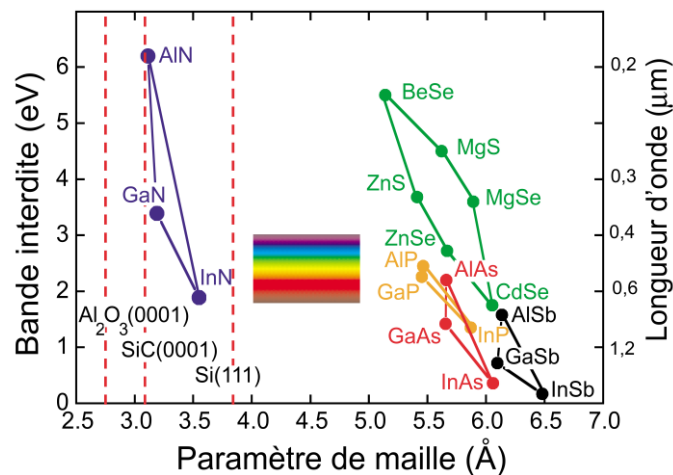


Figure 4.7 : Bande interdite de divers composés semi-conducteurs en fonction de leur paramètre de maille  
figure extraite de l'article [98]

La Figure 4.8 illustre le phénomène de polarisation naturelle présent dans l'hétérostructure AlGaN/GaN. Le gaz d'électron bidimensionnel 2DEG ('two-Dimensional Electron Gas') à l'interface de l'hétérostructure AlGaN/GaN est la conséquence des charges présentes à l'interface, charges induites par les effets de polarisation spontanée et de polarisation

piézoélectrique (aucun dopage n'est nécessaire) [93]. Le gaz présente sur une fine couche une haute concentration d'électrons à haute mobilité.

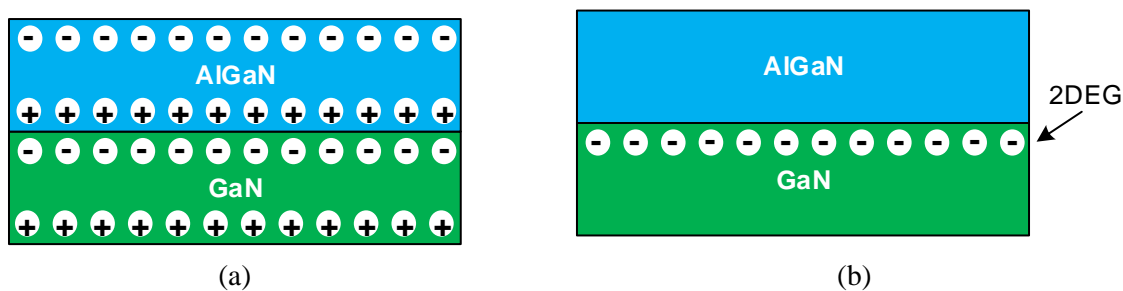


Figure 4.8 : Polarisation (a) spontanée et piézoélectrique (b) résultante

Le champ électrique interne résulte de la superposition de deux phénomènes de même nature physique : phénomène de polarisation spontanée (présent à l'équilibre) et d'un phénomène de polarisation piézoélectrique (résultat d'une contrainte extérieure) [93], [98], [104]. Le champ électrique interne peut atteindre plusieurs MV/cm [93], [105]. La polarisation spontanée de la structure cristalline apparaît lors de la croissance des couches de GaN et de AlGaN due au décalage entre le barycentre des charges positives et celui des charges négatives (dans le cas de la phase Wurtzite ; pas de polarisation spontanée dans les semi-conducteurs à phase cubique) [97], [98], [102]. L'apparition d'une polarisation piézoélectrique est provoquée par les contraintes qui s'exercent sur la maille du cristal (symétrie du cristal brisée) [97], [102]. La densité du gaz bidimensionnel 2DEG dépend de tous les effets de polarisations appliquées à l'hétérostructure.

Le phénomène de polarisation naturelle de l'hétérostructure rend le composant normalement fermé ('normally on') de type 'depletion mode' (d-mode). Typiquement, l'électrode de la grille est de type contact Schottky [56], [101], [106]. Appliquer une tension négative à ce contact par rapport à l'électrode de source module le gaz bidimensionnel d'électron sous la grille. En l'absence d'une tension négative suffisante appliquée sur la grille, le courant circule dans la couche 2DEG (Figure 4.9). Appliquer une tension  $V_{GS}$  négative supérieure à la tension de seuil sur la grille 'détruit' localement la polarisation bloquant le composant [56], [107].

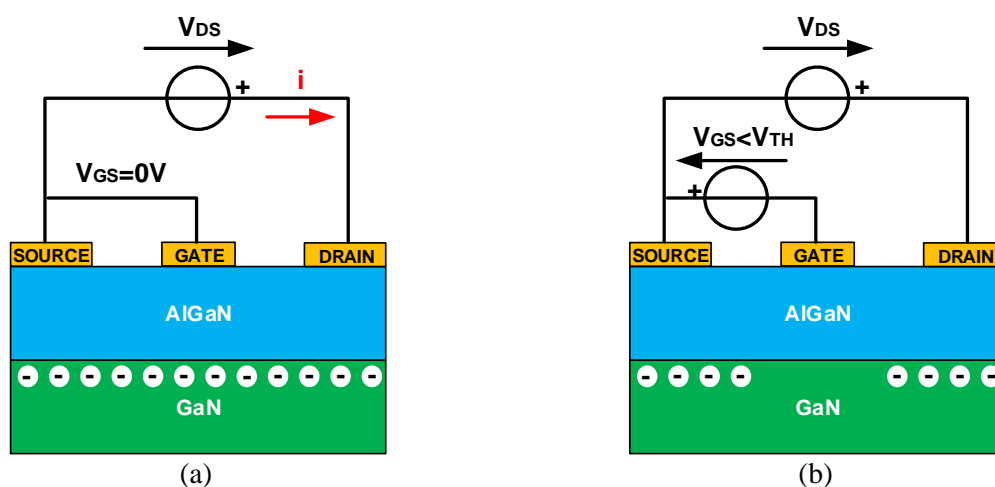


Figure 4.9 : Principe de fonctionnement d'un transistor HEMT GaN 'depletion mode'  
(a) composant passant (b) composant bloqué

Pour des raisons de sécurité de fonctionnement et de facilité de mise en œuvre, les composants HEMTs normalement ouvert de type ‘enhancement mode’ (e-mode) sont généralement préférés [108], [109]. Différentes techniques sont décrites dans la littérature afin de rendre les composants HEMT GaN normalement ouverts. De manière non exhaustive, peuvent être citées les approches par grille encastrée (‘Recessed-Gate Structure’ [110], [111], [112]), grille avec un semi-conducteur de type p dopé ([113], [114], [115], [116]), implantation par plasma d’ions fluorure ([109], [117], [118]) et grille de type jonction PN [119].

- Composants GaN - tendances - choix technologiques :

Annoncés depuis 2011, les composants 600V GaN ne sont toujours pas commercialisés. La Figure 4.10 montre la figure de mérite  $R_{DS(on)} \times Q_G$  de composants GaN 600V-650V qui devrait être disponible dans les années à venir. Les valeurs des résistances typiques à 25°C et des charges typiques sont prises dans les spécifications techniques préliminaires des composants GaN fournies par les différents fabricants. La liste des composants comparés est détaillée au Tableau 4-3. Ces premiers composants GaN 600V possèdent une figure de mérite 4 à 6 fois plus faible que les composants Si comparés. De plus, les charges  $Q_{RR}$  par recouvrement des diodes internes des composants MOSFETs sont de l’ordre de quelques joules ( $5.04\mu J < Q_{RR \text{ échantillon}} < 15\mu J$ ), valeurs à mettre en perspective avec les quelques dizaines de nano coulombs annoncés par Transphorm (54nC). Cette faible valeur permet d’envisager le non-emploi de diode externe comme cela est typiquement le cas. Ces valeurs préliminaires, à confirmer, ouvrent de belles perspectives pour les applications en moyenne tension.

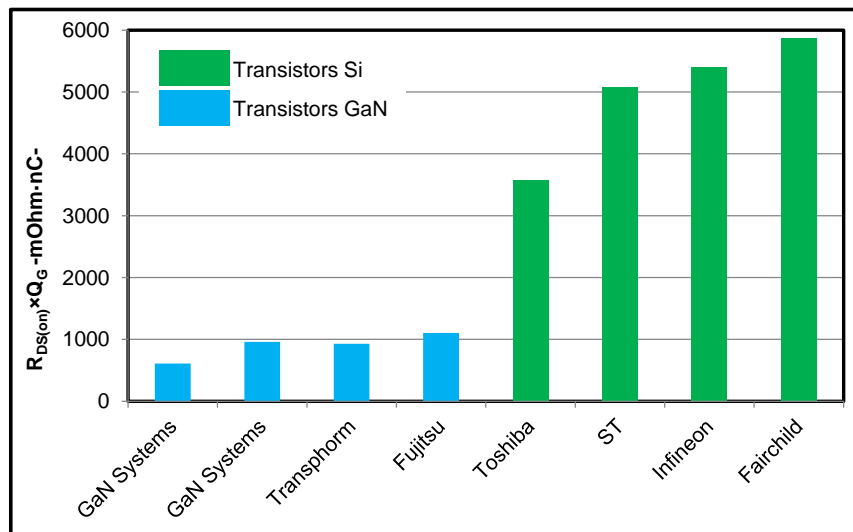


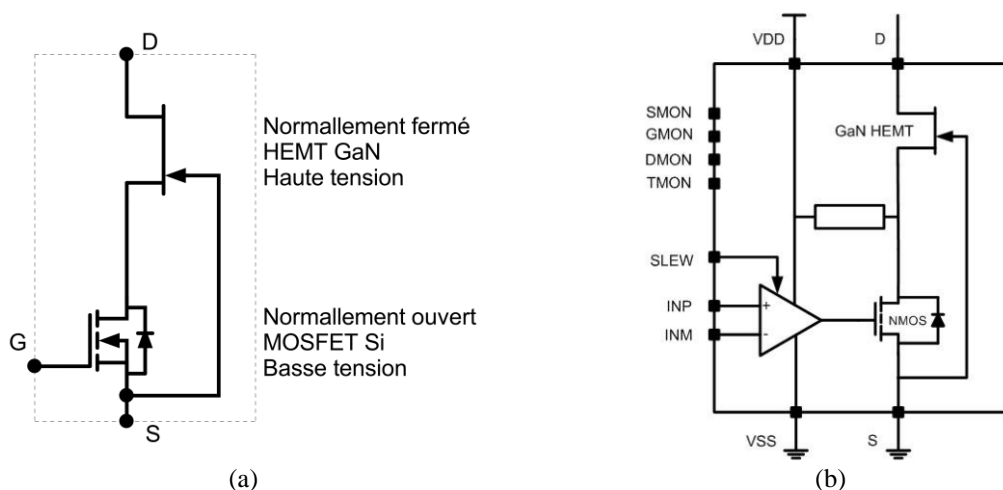
Figure 4.10 : Figure de mérite  $R_{DS(on)} \times Q_G$  - transistors 600V-650V Si et GaN

Fabricants	GaNsystems	GaN Systems	Transphorm	Fujitsu
Réf.	GS30012D	GS36530	TPH3006PD	/
Fabricants	Toshiba	ST	Infineon	Fairchild
Réf.	TK40J60U	STY139N65M5	IPP60R099CP	FCD9N60NTM

Tableau 4-3 : Liste des composants 600V comparés Si et GaN

Comparativement avec les composants commandés SiC, la filière de composants de puissance GaN semble plus dynamique (nombre d'acteurs annoncé important, évolution et apparition rapide de nouveau composants) et bénéficie d'un coût intrinsèquement plus faible. Néanmoins, il est difficile et prématuré de se prononcer sur la pertinence des choix technologiques des différents fabricants.

Devant les réticences de l'industrie à utiliser des composants de type d-mode, la plupart des fabricants ont opté pour des composants discrets de type e-mode. Plutôt que de rendre le composant normalement ouvert en modifiant localement le gaz 2DEG sous la grille (EPC, etc.), certains constructeurs proposent des composants avec une structure de type cascode (GaN Systems, Transphorm, IRF, etc.). La configuration cascode est représentée à la Figure 4.11. La structure associe en série un composant HEMT GaN haute tension normalement fermé et un composant MOSFET basse tension normalement ouvert. Le composant MOSFET est commandé par le circuit de commande, l'état du composant GaN dépend de la tension drain-source du MOSFET [120]. Ce choix permet de tirer avantage des deux technologies. L'utilisation d'un MOSFET très basse tension, très performant, permet de commander le composant avec une tension de seuil positive et compatible avec les circuits de commande conventionnelle et de tirer parti des très bonnes caractéristiques des composants GaN. Cette configuration est séduisante mais elle présente l'inconvénient que les solutions classiques de limitation de la vitesse de commutation à l'amorçage et au blocage du composant GaN ne sont plus effectives du fait de la connexion série entre le composant MOSFET et le composant GaN [121]. En effet, certaines applications requièrent le contrôle des  $dv/dt$  ou  $di/dt$  des composants de puissance pour réduire les émissions électromagnétiques (dans la littérature 'EMI/EMC') [122], [123]. Face à ce problème, des fabricants (GaN Systems, etc.) proposent des composants normalement ouverts de type cascode avec un circuit de commande intégré permettant de régler la vitesse de commutation du composant (Figure 4.11).



**Figure 4.11 : Schéma électrique de principe (a) configuration cascode (b) interrupteur GaN avec driver intégré GS50610/20/40 de GaN Systems**

Plus intégré, International Rectifier a introduit en 2010 des modules de puissances mettant en œuvre des convertisseurs abaisseurs de tension de type buck utilisant des transistors GaN 30V [106]. Le module iP2010 présenté à la Figure 4.12 comprends une puce monolithique 'flip-chip' (4.5mm×4.5mm) contenant 2 interrupteurs GaN de type d-mode, un circuit de commande 'flip-chip' ainsi que des condensateurs. Cette solution permet d'optimiser la commande, les performances thermiques du module et de minimiser les éléments parasites (§5.2). La fréquence maximale de commutation des interrupteurs est de 3MHz et le courant de



sortie peut atteindre 30A. Le boîtier (7.7mm×6.5mm×1.7mm) est de type LGA (Linear Grid Array).

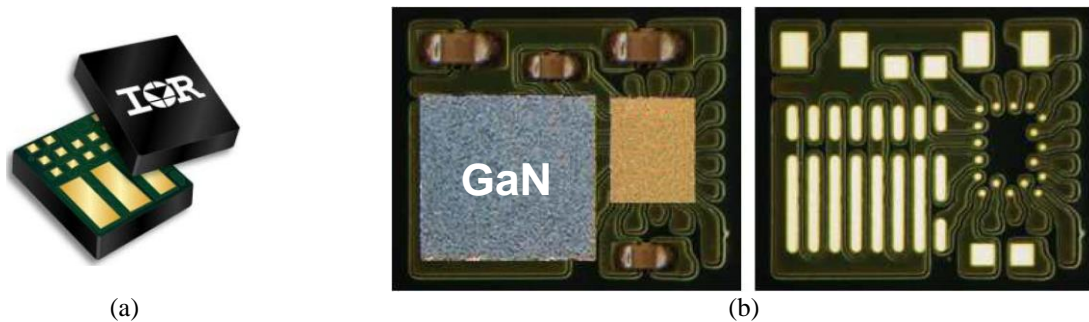


Figure 4.12 : Module iP2010 de IRF (a) boîtier LGA (b) vue intérieure

Les types de boîtier proposés par les fabricants de composants GaN sont très hétérogènes. La solution LGA/BGA (Ball Grid Array) est mise en œuvre par de nombreux fabricants (EPC, IRF, Fujitsu) pour des composants de calibre en tension inférieure à 200V et destinés à de hautes fréquences de commutation. Les composants GaN 600V proposés au Tableau 4-3 sont de plusieurs types : puces nues, boîtiers PQFN, boîtiers de type TO-220 ou boîtiers spécifiques du constructeur. La Figure 4.13 présente par exemple les différents boîtiers de GaN Systems.

Contrairement aux boîtiers TO-220 ou TO-247 typiquement utilisés pour des composants 600V, il semble difficile de penser interopérabilité à la vue des boîtiers actuellement proposés. La multitude de boîtier ne va pas faciliter l'acceptation de ces composants par les industriels. Autre point à souligner, les températures maximales des jonctions des puces GaN restent classiques et atteignent suivant les fabricants 125°C/150°C à 175°C. Ces premiers composants ne sont pas destinés aux marchés de niche que sont les applications dans des environnements à très haute température. L'utilisation de composants GaN avec des boîtiers de type TO-220 cible probablement la substitution de composant classique par des composants plus performants mais dont les attentes en termes d'augmentation fréquentielle sont faibles. Les éléments parasites de ce type de boîtier empêchant d'envisager de hautes fréquences de commutation (§4.3.4). Élément à noter, certains fabricants sont sensibles aux problématiques liées aux émissions électromagnétiques causées par les très rapides commutations des composants GaN et proposent différents types de solutions (les boîtiers TO-220 des transistors GaN de Transphorm sont disponibles avec la face arrière du composant connectée soit avec le drain soit avec la source ; une résistance extérieure permet de modifier la vitesse des commutation dans le cas des composants avec driver intégrés chez GaN Systems).



Figure 4.13 : Boîtier de composants GaN 650V de GaN Systems (a) PQFN 10mm x 10mm  
(b) X-6™ 29.9mm x 20.8mm x 5.08mm

Associée avec l'introduction de ce chapitre, cette partie a montré les excellentes caractéristiques des premiers composants GaN 40V/650V à l'aide des figures de mérites  $Q_G \times R_{DS(on)}$  et  $Q_{GD} \times R_{DS(on)}$ . Force est de constater, que les solutions techniques proposées par les différents fabricants sont très nombreuses : d-mode/e-mode, composant discret/composant discret avec circuit de commande intégré/module de puissance, composant nu/boîtier LGA/boîtier classique de type TO-220/boîtiers spécifiques, etc. Pour l'heure, il est bien difficile de savoir quels sont les choix technologiques pertinents et ceux qui s'imposeront.

### 4.3 Caractéristiques des composants GaN utilisés

Cette partie a pour objectif de présenter les principales caractéristiques des composants GaN mis en œuvre dans la partie expérimentale. Une première génération de composant 40V-60V-100V-150V et 200V (série EPC1xxx) a été introduite par EPC en juin 2009 [108]. De type LGA, ces composants de puissance ne possèdent pas de boîtier plastique. La puce nue (Figure 4.14) est isolée par rapport aux connecteurs de drain et de source du composant (la partie active du composant est isolée du substrat et encapsulée par des couches passivées [124]). Actuellement disponible (introduction en mars 2011), la seconde génération de composants de puissance EPC (série EPC2xxx) propose des composants de tenue en tension 40V-100V et 200V pour des résistances à l'état passant comprises entre 4mΩ et 100mΩ @25°C [125]. La principale évolution par rapport à la première génération est la connexion du boîtier du composant avec le connecteur 'substrat' (Figure 4.14) ; connecteur à relier aux autres connecteurs 'source' du composant afin ne pas dégrader les performances dynamiques du composant. Cette modification contraint à isoler électriquement le dissipateur avec cette génération de composant.

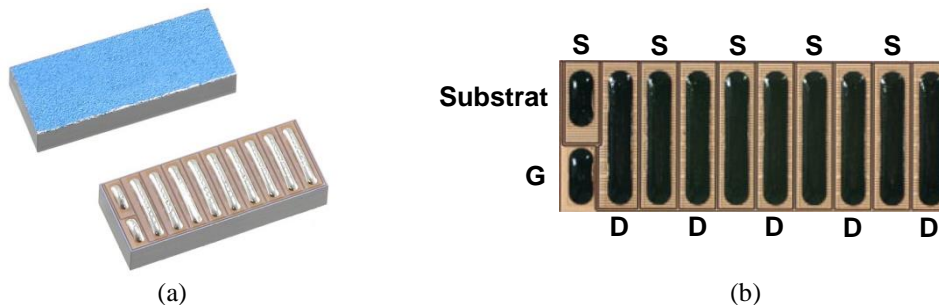


Figure 4.14 : EPC2001 (100V, 25A, 7mΩ, 125°C, 4.1mm x 1.6mm x 0.815mm) (a) boîtier LGA  
(b) face avant du composant - connecteurs grille G, drain D, source S

#### 4.3.1 Présentation

La Figure 4.15 montre la structure des composants de puissance e-mode de EPC. Un substrat Si est utilisé. EPC rappelle dans [56], [126] le principe de fonctionnement de leurs composants. Une fine couche d'AlGaN est déposée au-dessus d'une couche hautement résistive de GaN. A l'interface entre ces couches est présent le gaz 2DEG avec des électrons en abondance à haute mobilité. Un traitement ultérieur est réalisé sur l'électrode de la grille afin de rendre le composant de type e-mode. Le fonctionnement du composant est similaire à celui d'un composant de type MOSFET enhancement mode. Appliquer une tension positive sur la grille  $V_{GS}$  crée un champ qui attire les électrons et complète le canal bidirectionnel en courant entre le drain et la source. Lorsque la polarisation est supprimée, les électrons sous la grille se dispersent et bloquent le composant.



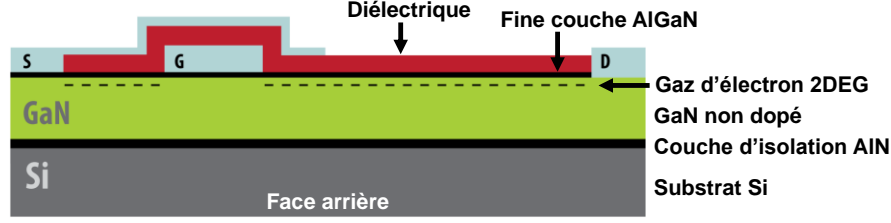
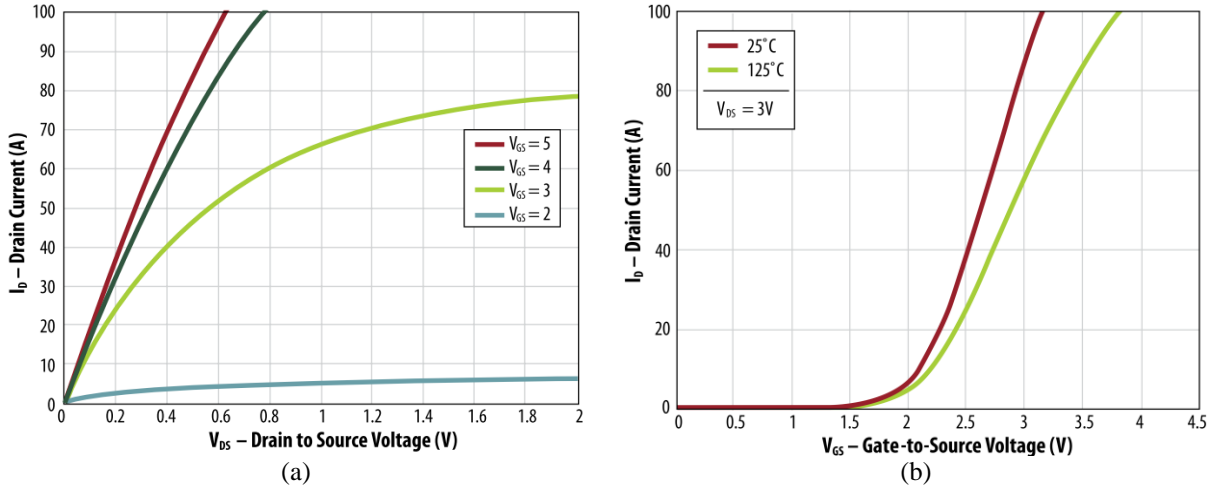
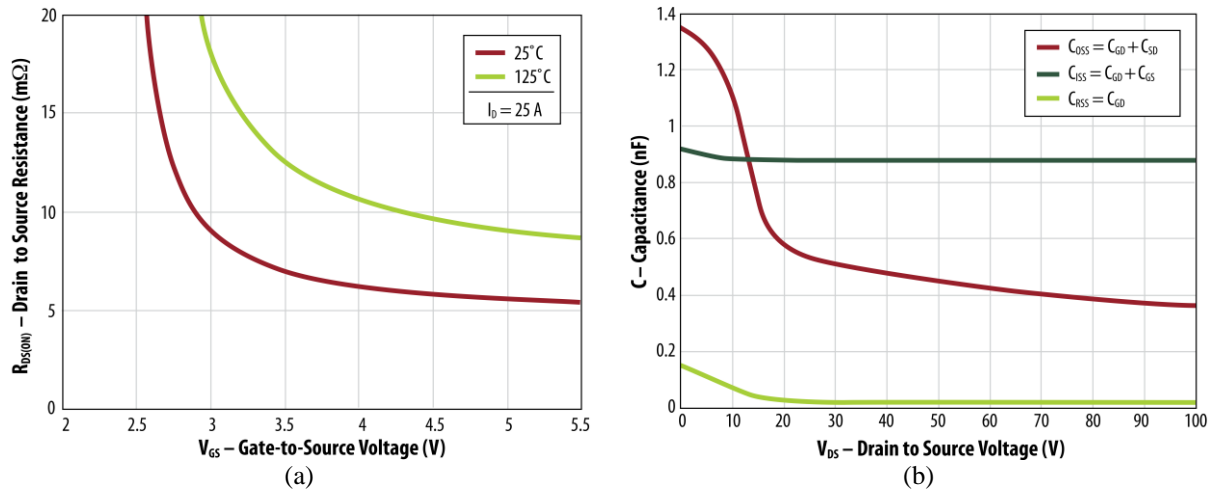


Figure 4.15 : Structure d'un transistor GaN 'enhancement mode' de EPC

La Figure 4.16 et la Figure 4.17 montrent la caractéristique de sortie  $I_D(V_{DS})$ , la caractéristique de transfert  $I_D(V_{GS})$  du composant 100V EPC2001, l'allure de la résistance passante en fonction de la tension de commande  $R_{DS(on)}(V_{GS})$  et les caractéristiques non linéaires des condensateurs parasites en fonction de la tension drain-source  $V_{DS}$ . Ces figures sont extraites de la spécification technique fournie par EPC [127]. Les caractéristiques du composant EPC2001 sont très similaires à celles du composant obsolète EPC1001 utilisé dans la partie expérimentale.


 Figure 4.16 : EPC2001 (a)  $I_D(V_{DS})$  (b)  $I_D(V_{GS})$ 

 Figure 4.17 : EPC2001 (a)  $R_{DS(on)}(V_{GS})$  (b)  $C_{OSS}$ ,  $C_{ISS}$  et  $C_{RSS}$  en fonction de  $V_{DS}$ 

Le transistor GaN est bloqué à  $V_{GS}=0V$  et pleinement passant à  $V_{GS}=5V$ . La tension de seuil typique est égale à  $V_{th}=1.4V$  et est plus faible que la tension de seuil typique des composants MOSFET qui avoisine typiquement 2.5V. Le composant commence à conduire

significativement à 1.6V. La commande supporte une tension de -5V à 6V. Le coefficient de température est positif ce qui permet de réaliser des mises en parallèle directe de composants.

La structure latérale des transistors GaN assure de faibles capacités parasites. Déterminant les caractéristiques dynamiques à l'amorçage et au blocage du composant [128], les faibles valeurs de charges permettent au composant de commuter d'importants  $dv/dt$  et de travailler à de hautes fréquences de commutation ( $>MHz$ ). La valeur des capacités parasites dépend de la structure/géométrie interne du composant [129]. Les capacités critiques sont la capacité d'entrée  $C_{ISS}$ , la capacité de sortie  $C_{OSS}$  et la capacité Miller  $C_{RSS}$  [130]. La Figure 4.18 fournit l'expression de ces capacités en fonction des  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  et  $C_{DS}$  et montre l'emplacement de ces dernières [126]. La capacité Miller  $C_{GD}$  est localisée dans une petite portion de la grille et sa taille est plus petite que  $C_{DS}$  et  $C_{GS}$ . La faible valeur de la capacité de Miller permet de très hautes vitesses de commutation. De plus, le haut rapport  $C_{GS}/C_{GD}$  permet au composant d'être mieux immunisé vis-à-vis des forts  $dv/dt$  générés sur la grille pouvant conduire à des auto-amorçages non désirés du composant [129].

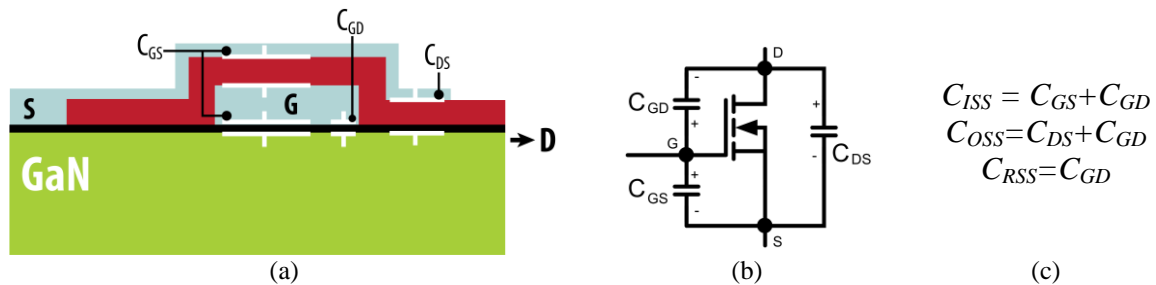


Figure 4.18 : (a) localisation des capacités parasites dans le transistor GaN FET de EPC (b) modèle équivalent d'un transistor GaN (c) expression de  $C_{OSS}$ ,  $C_{ISS}$  et  $C_{RSS}$  en fonction de  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  et  $C_{DS}$

### 4.3.2 Fonctionnement en mode diode

En fonctionnement diode, les composants GaN de EPC se comportent comme des composants de puissance de type MOSFET Si. Bloqué ( $V_{GS}=0V$ ), le transistor GaN peut être traversé par un courant négatif (un courant positif est défini comme un courant circulant du drain vers la source). Néanmoins, le mécanisme du fonctionnement en mode diode des composants GaN est différent de celui des composants Si [59], [74], [106], [131], [132]. Afin de présenter les caractéristiques en inverse des composants GaN de EPC, une comparaison des tensions inverses de composants Si et GaN est effectué avec des composants 100V. La chute de tension importante aux bornes des composants GaN conduit à quelques précautions afin de ne pas dégrader le rendement des transistors.

- Caractéristiques  $V_{SD}(I_{SD})$  des composants GaN

L'allure caractéristique de la tension aux bornes des composants GaN en fonctionnement diode est illustrée à la Figure 4.19. La caractéristique inverse du MOSFET Si 100V Infineon du Tableau 4-1 est utilisée pour la comparaison. La chute de tension aux bornes des composants GaN est plus élevée que celle du composant Si ce qui peut occasionner d'importante pertes pendant le temps mort du composant. La tension de seuil des composants GaN est environ 1V supérieure à celle du composant Si (1.57V et 1.48V pour les composants GaN de 1<sup>er</sup> et 2<sup>nd</sup> génération, 0.48V pour le composant Si, valeurs à  $@I_{SD}=0A @T_{jMAX}^{\circ}C$ ). A 15A, les composants GaN génèrent environ 4 fois plus de pertes que le composant Si (2.55V@EPC1001, 2.33V@EPC2001 et 0.62V@Si, valeurs à  $@I_{SD}=15A @T_{jMAX}^{\circ}C$ ).

Contrairement au composant Si, la caractéristique  $V_{SD}(I_{SD})$  des composants GaN est moins favorable à haute température qu'à température ambiante. Enfin, il est à noter que la seconde génération de composants EPC présente une amélioration de la caractéristique inverse.

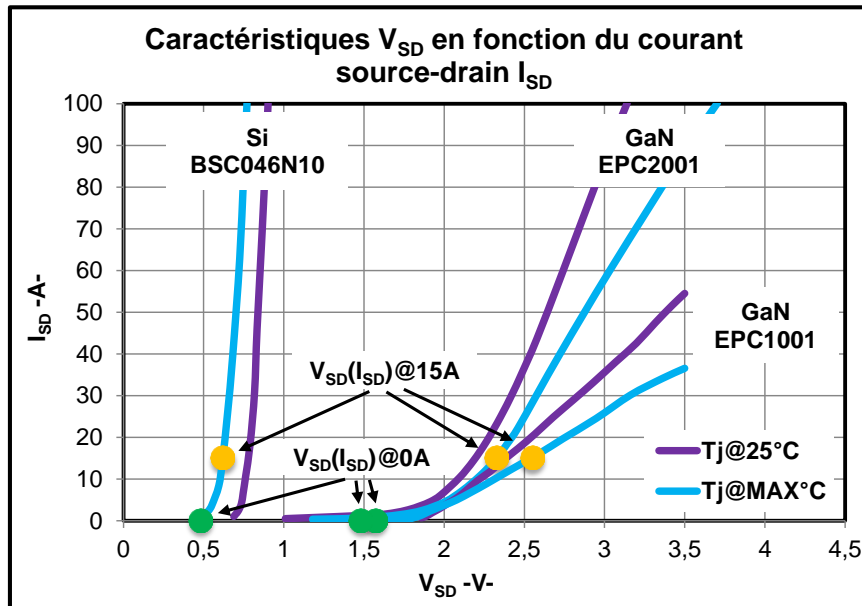


Figure 4.19 : Caractéristiques tension inverse  $V_{SD}$  en fonction du courant source-drain  $I_{SD}$  de composants 100V Si et GaN à 25°C et  $T_{jMAX}$

- Fonctionnement et analyse des pertes

Le mécanisme de la conduction inverse des composants GaN diffère de celui des MOSFETs Si. En effet, contrairement aux MOSFETs Si, les transistors GaN ne possèdent pas de diode de corps en interne. Bidirectionnels en courant, les composants GaN ont la particularité de pouvoir être commandés par une tension  $V_{GS}$  ou par une tension  $V_{GD}$  positive. Cette spécificité est mise à contribution lors de la conduction en inverse des interrupteurs GaN.

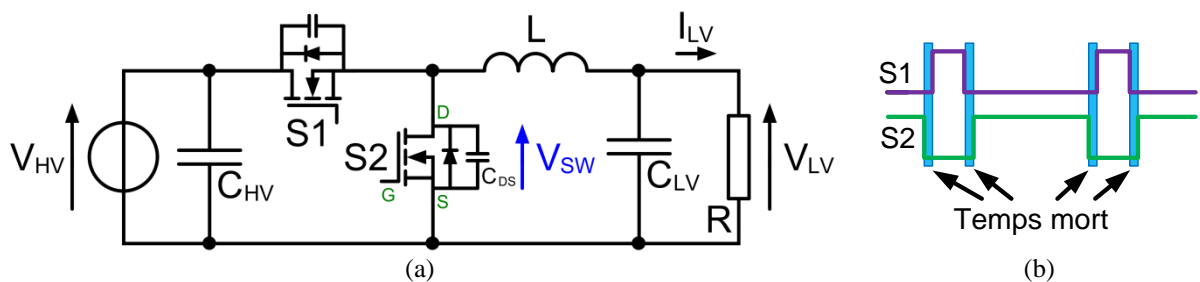


Figure 4.20 : Convertisseur buck synchrone (a) schéma électrique (b) visualisation du temps mort

Le mécanisme de la conduction inverse est décrit à la Figure 4.21 dans le cas d'un convertisseur buck fonctionnement en mode synchrone (§5.2). Les composants de puissance de la cellule de commutation sont considérés identiques. Durant la phase de temps mort (Figure 4.20), les composants ne sont pas commandés et le composant synchrone  $S_2$  est traversé par un courant négatif (un courant circulant de la source vers le drain). Défini comme le temps pendant lesquelles les deux interrupteurs de la cellule de commutation ne sont pas commandés, le temps mort est utilisé afin de se prémunir de la conduction simultanée des interrupteurs dans la cellule de commutation qui pourrait conduire à un phénomène

d'empiètement néfaste car réduisant le rendement. En effet, lors de l'empiètement, les transistors de la cellule de commutation sont parcourus par un fort courant qui crée des pertes supplémentaires dans les transistors et peut même entraîner la destruction de la cellule.

Les pertes durant les phases de temps mort sont de plusieurs types et elles dépendent du signe et de la valeur du courant de la charge  $I_{LV}$ . Pour cette raison, le fonctionnement en mode diode de l'interrupteur synchrone  $S_2$  et les pertes qui lui sont associées sont explicitées dans un contexte général avec l'analyse des pertes des interrupteurs dans le convertisseur buck synchrone. Les pertes liées à la conduction inverse sont importantes par rapport à celles de composants équivalents siliciums et elles peuvent être non négligeables par rapport aux autres pertes du transistor GaN. Typiquement d'une durée de l'ordre de 10ns à quelques dizaines de nano secondes, la phase de temps mort devient de moins en moins négligeable au fur et à mesure que la fréquence augmente. Les pertes associées à l'énergie du recouvrement de la diode  $E_{RR}$  et les pertes associés à la charge/décharge des capacités de sorties  $E_{OSS}$  sont aussi à prendre en considération. De plus, la variabilité de la durée des commutations modifie les pertes liées aux commutations des interrupteurs.

Pour un temps mort fixe, les différentes pertes liées à la phase de temps mort sont discutées et le fonctionnement en mode diode du transistor GaN est décrit ci-dessous. Le convertisseur fonctionne en conduction continue ( $I_L(t) > 0A$ ). L'analyse montrée ici est illustrée par la Figure 4.21.

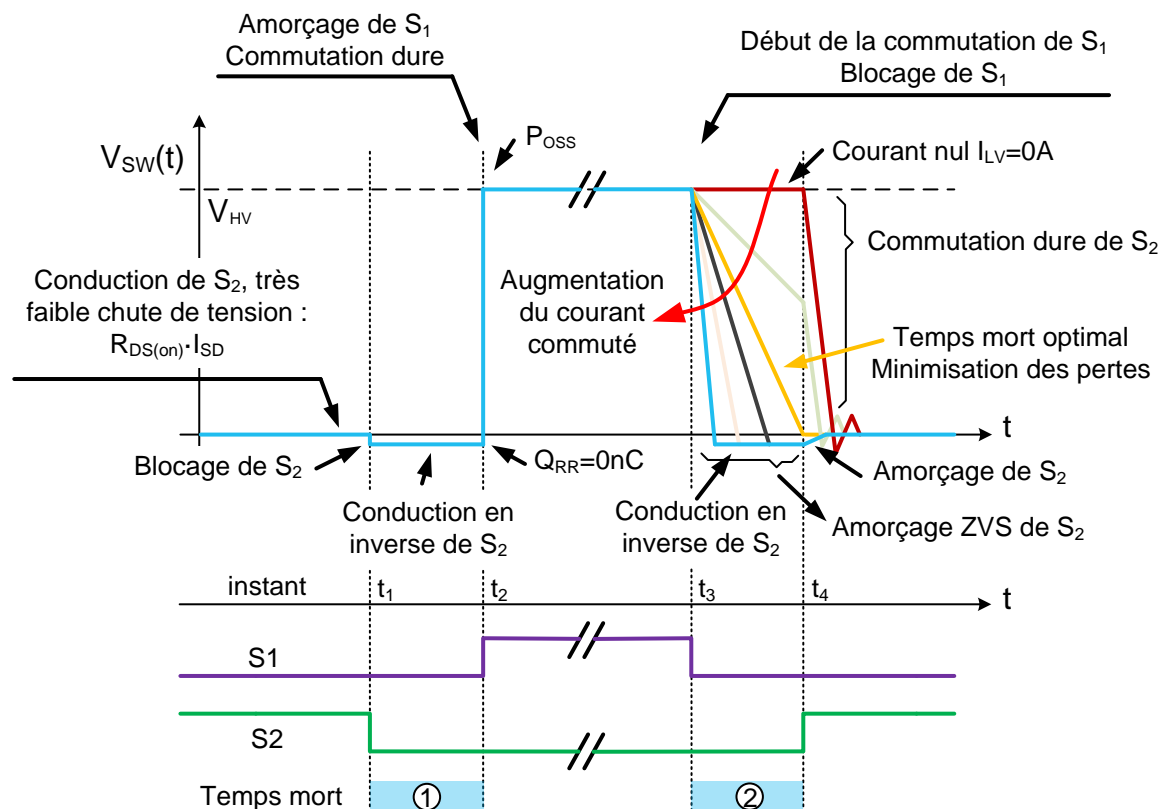


Figure 4.21 : Formes d'ondes idéalisées de  $V_{SW}$  pour différents courants de charge avec un temps mort fixe

### Temps mort 1 (amorçage commandé de $S_1$ ) :

Au début du temps mort, à l'instant  $t_1$ , le composant synchrone  $S_2$  se bloque. Il ne s'agit pas vraiment d'une commutation puisque le courant traversant le composant  $S_2$  reste constant et égal au courant de la charge et que la tension aux bornes du composant passe d'une tension quasi nulle égale à  $V_{DS} = -R_{DS(ON)} \cdot I_{LV}$  à la tension en mode inverse valant quelque volts (Figure 4.19). Les pertes lors de cette phase de commutation peuvent être négligées. Durant le temps mort, entre  $t_1$  et  $t_2$ , le composant synchrone fonctionne en conduction inverse. Les pertes associées sont d'autant plus importantes que le temps mort est long. A la fin du temps mort, l'interrupteur actif  $S_1$  est commandé à l'amorçage. Contrairement aux composants de type MOSFET qui possèdent une diode en interne, le courant, qu'il soit positif ou négatif (composant commandé ou non), emprunte le même chemin dans le composant GaN. Pour cette raison, il n'y a pas de pertes liées au recouvrement  $Q_{RR\_GaN\_EPC} = 0nC$ . Lors de la commutation de l'interrupteur actif, la capacité de sortie  $C_{OSS}$  de l'interrupteur synchrone se charge (il en est de même de la capacité de l'éventuelle diode Schottky mise en parallèle du transistor synchrone) ce qui occasionne des pertes supplémentaires dans l'interrupteur actif égale à  $0.5 \times Q_{OSS} \times V_{HV}$  (§5.4.3). L'amorçage du composant actif  $S_1$  est toujours réalisé en commutation dure quelle que soit la durée du temps mort. La décharge de la capacité de sortie de l'interrupteur  $S_1$  se fait dans le canal de celui-ci et occasionne des pertes égales à  $0.5 \times Q_{OSS} \times V_{HV}$ .

### Temps mort 2 (blocage commandé de $S_1$ ) :

Cette phase et les pertes qui lui sont associées sont dépendantes de la valeur du courant commuté. La durée du temps mort, ici considérée fixe, est elle aussi déterminante. Détaillé par la suite, un fort courant va permettre le transfert des charges  $C_{OSS}$  de l'interrupteur  $S_1$  vers  $S_2$  mais va conduire à des pertes supplémentaires dues à la conduction en inverse du transistor synchrone en mode diode. Dans ce cas de figure, l'amorçage de l'interrupteur synchrone est réalisé à tension quasi nulle (commutation de type ZVS pour 'Zero Voltage Switching'). Avec un faible courant dans la charge, la charge de la capacitance de sortie  $C_{OSS}$  de l'interrupteur  $S_1$  n'est pas complètement transférée à celle de l'interrupteur  $S_2$  avant la fin du temps mort. Ce faisant, le transistor GaN synchrone ne conduit pas en inverse mais son amorçage engendre une charge/décharge partielle des capacités de sortie  $C_{OSS}$  des deux interrupteurs, ce qui peut augmenter considérablement les pertes. L'amorçage de l'interrupteur synchrone est de type commutation dure avec une tension commutée positive plus faible que la tension de bus  $V_{HV}$ . Le cas le plus défavorable est le cas commutation à courant nul où la tension commutée est égale à la tension de bus  $V_{HV}$ . Le cas optimal qui minimise les pertes, se réalise lorsque l'amorçage de l'interrupteur synchrone a lieu juste après la décharge de la capacité de sortie du transistor  $S_1$ . La tension  $V_{SW}$  est parfaitement nulle lors de l'amorçage de l'interrupteur synchrone (commutation ZVS).

Le blocage de l'interrupteur  $S_1$  commence au début du temps mort. Le courant de la charge  $I_{LV}$  se répartit dans les capacités de sortie  $C_{OSS}$  des 2 composants de la cellule de commutation. La décroissance de la tension  $V_{SW}$  se fait au rythme de :

$$\frac{dV_{SW}}{dt} = \frac{-I_{LV}}{2 \cdot C_{OSS}} = \frac{I_{SD}}{C_{OSS}}$$

La suite de la commutation dépend de la valeur du courant de la charge et de la durée du temps mort. A courant de charge faible, la tension  $V_{SW}$  varie lentement et elle n'est toujours

pas nulle à la fin du temps mort. La commutation de l'interrupteur synchrone est de type commutation dure. L'augmentation du courant est favorable et conduit au cas optimal qui minimise les pertes par commutation. Un courant plus important conduit au fonctionnement en conduction inverse conduisant à de fortes pertes à l'amorçage du transistor synchrone. Le courant  $I_{SD}$  qui circule de la source vers le drain du transistor synchrone à travers la capacité de sortie  $C_{OSS}$  crée une tension aux bornes des capacités  $C_{DS}$  et  $C_{GD}$ . Durant la phase de temps mort, la grille et la source du transistor synchrone sont court-circuitées,  $V_{GS}=0V$ . La tension grille-drain est égale à la tension source-drain,  $V_{GD} = V_{GS}-V_{DS}$ . Lorsque  $V_{GD}$  atteint la tension de seuil ( $V_{th}=1,4V$ ), le composant se met à conduire faiblement.

La Figure 4.22 montre les résultats de mesures effectués sur la carte de puissance à 5 phases présentée au Chapitre 5 lors d'essais réalisés au laboratoire [52]. Les composants de la cellule de commutation sont des EPC1001 de tenue en tension 100V. La tension d'entrée est de 50V et le temps mort fixe est de 26ns. L'impact de la valeur du courant de la charge  $I_{LV}$  est mis en évidence par les formes d'ondes de  $V_{sw}(t)$ . La courbe de l'énergie au blocage montre que l'énergie à courant nul est significatif  $E_{off}(0A)=1.76\mu J$ . Cette valeur est très proche de la valeur théorique calculée à partir du  $Q_{OSS}@50V$  typique fourni par la spécification technique du composant  $E_{off\ theo}(0A)=1.6\mu J$  (§5.4.3). Pour cette durée de temps mort, le courant minimisant les pertes aux blocages est de 2.2A.

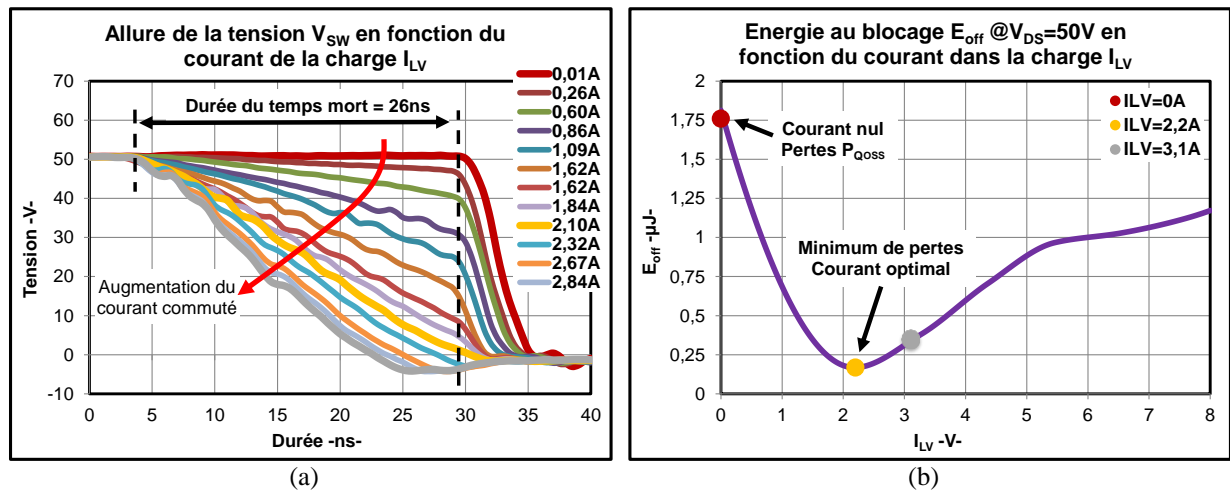


Figure 4.22 : En fonction du courant de la charge  $I_{LV}$  (a) allure de la tension  $V_{sw}$  (b) énergie au blocage  $E_{off}$

La valeur calculée de la capacité de sortie est de 572pF ( $C_{OSS} = 0.5 \cdot I_{LV\ optimale} \cdot t_{dead\ time}/V_{SW}$ ); valeur plus élevée que la valeur typique annoncée par la spécification technique du fabricant 450pF du fait de la non linéarité de la capacité. Augmenter le courant de la charge réduit la durée de la décharge de la capacité de sortie de l'interrupteur  $S_1$ . En utilisant la valeur de la capacité de sortie calculée, la durée du temps mort optimal théorique est de 1.9ns pour un courant de 15A à 50V. A la température de jonction maximale, cela donne environ 0.28W de pertes par conduction inverse (détail du calcul dans les lignes suivantes) lors de la conduction en mode inverse à 300kHz (fréquence de commutation utilisée dans le convertisseur mis en œuvre dans la partie expérimentale). Cette valeur atteint 0.92W à 1MHz (sans compter les pertes par conduction associées à la phase de temps mort 1), valeur particulièrement significative pour un composant dont les pertes totales n'excèdent pas 3W lors des essais réalisés dans la partie expérimentale.

Ces valeurs mettent en évidence l'importance de la durée du temps mort et du circuit de commande des interrupteurs. Avec des temps morts optimaux de quelques nano secondes et



des fréquences élevées de commutation, la réalisation du circuit de commande est critique. Augmenter la fréquence de commutation conduit à l'utilisation de commande numérique rapide ou de circuit de commande analogiques [45]. L'augmentation de la fréquence de commutation induit une réduction des éléments passifs et donc une réduction du coût associé du convertisseur mais dans le même temps le prix des circuits de commande peut augmenter du fait de l'augmentation des performances des circuits de commande.

### **Pertes associées aux phases de temps mort :**

A fréquence de commutation élevée, la durée du temps mort n'est plus négligeable et les pertes associées à cette période doivent être prises en compte. Une estimation majorée des pertes est égale à :

$$P_{dead\ time} = 2 \cdot V_{SD}(I_{SD}) \cdot I_{SD} \cdot t_{dead\ time} \cdot f_{sw}$$

avec  $V_{SD}$  la tension inverse,  $I_{SD}$  le courant source-drain circulant dans le transistor GaN,  $t_{dead\_time}$  la durée du temps mort et  $f_{sw}$  la fréquence de commutation de l'interrupteur.

### **Optimisation des pertes :**

Les pertes liées aux commutations et aux temps morts dépendent des caractéristiques du driver, des composants, du design de la carte électronique et de la charge. Dépendant de ces paramètres, la minimisation des pertes générées durant les temps morts n'est pas aisée. Idéalement, dans le cas du blocage commandé, le temps mort doit répondre à deux conditions : être suffisamment court afin que le composant GaN ne fonctionne pas en inverse et suffisamment long pour que les charges stockées dans l'interrupteur synchrone soient transférées.

Plusieurs méthodes sont présentées dans la littérature afin de minimiser les pertes liées aux temps morts. [131] propose une commande 3 niveaux pour l'interrupteur synchrone qui réduit la tension en conduction inverse lors du temps mort. Cette solution augmente très légèrement les pertes liées à la commande mais complexifie significativement la partie commande. Le chevauchement des signaux de commande dans la cellule de commutation supprime la phase de temps mort et la conduction inverse de la diode, mais les risques d'empiètement ou de court-circuit font que cette technique est difficilement mise en œuvre en pratique [59]. En plus, cela augmente les pertes dans l'interrupteur synchrone dû à la décharge de sa capacité de sortie lors de son amorçage. Enfin, ajouter une diode de type Schottky en parallèle du composant synchrone est un compromis entre le rendement et la sécurité de fonctionnement [59], [132]. La diode doit être placée au plus près du composant synchrone et posséder de faibles éléments parasites pour être efficace. Le rendement ne sera pas optimal, mais cette méthode est de mise en œuvre aisée.

### **4.3.3 Commande des composants GaN**

Les composants GaN de EPC supportent une tension de commande  $V_{GS}$  comprise entre -5V et 6V. Au-delà de 6V, le composant est endommagé. Cette valeur est bien plus faible que les 20V typiquement rencontrés avec les composants de puissance de type MOSFET. Illustrées à la Figure 4.23 les performances optimales des composants GaN de première génération mis en œuvre dans la partie expérimentale sont obtenues pour une tension de commande égale à  $V_{GS}=5V$ . La seconde génération de composant GaN de EPC possède de meilleures performances pour de plus faibles tensions de commande mais elle requière une

tension de commande comprise entre 4.5V et 5V. Le dépassement autorisé de la tension du circuit de commande lors de l'amorçage des composants est donc très faible. La marge de sécurité est inférieure à 1V ; marge bien plus faible que les 10V habituellement présents avec les composants MOSFETs [133]. Afin d'assurer le bon fonctionnement des composants GaN, la conception de la partie commande se révèle être critique.

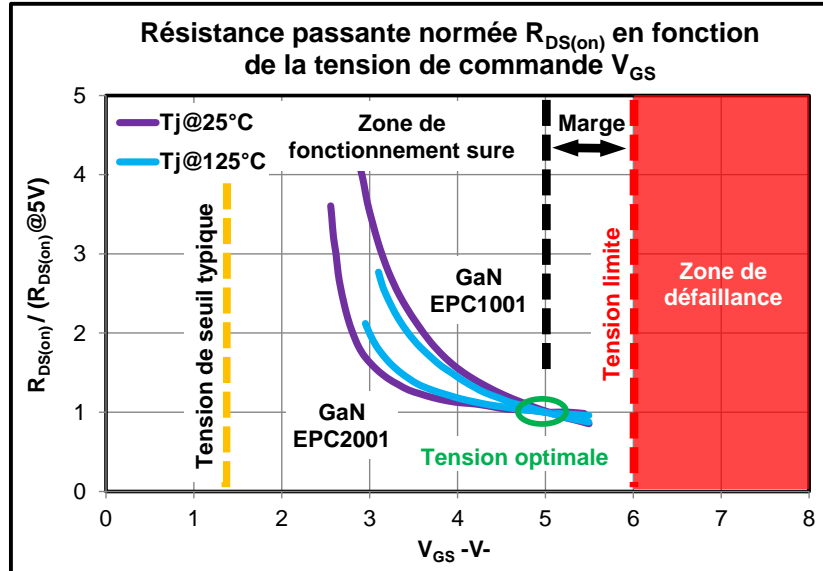


Figure 4.23 : Résistance passante normée  $R_{DS(on)}$  de transistors 100V GaN de EPC à 25°C et  $T_{jMAX}$

La Figure 4.24 montre le schéma électrique simplifié du circuit de commande du composant GaN du haut d'une cellule de commutation. La grille du composant GaN est typiquement commandée via un circuit de type 'push-pull'. La surtension du signal de commande  $V_{GS}$  lors de l'amorçage du transistor dépend des caractéristiques du composant GaN, de celles du circuit de commande et des caractéristiques de la carte électronique de puissance ou PCB dans la littérature ('Printed Circuit Board'). Le circuit électrique équivalent lors de l'amorçage est de type RLC série avec la tension de commande  $V_{GS}$  de type oscillatoire amortie. La capacité du circuit est égale à la capacité d'entrée  $C_{ISS}$  du composant GaN (Figure 4.18). La résistance série totale du circuit est égale à la somme de la résistance du circuit de commande  $R_{on}$  et de la résistance de grille du composant GaN  $R_G$  (la résistance liée au PCB est négligeable devant  $R_G$  et  $R_{on}$ ). L'inductance du circuit équivalent  $L$  est composée de l'inductance parasite des boîtiers du circuit de commande, de celle du transistor GaN et des inductances parasites du PCB (Figure 4.24).

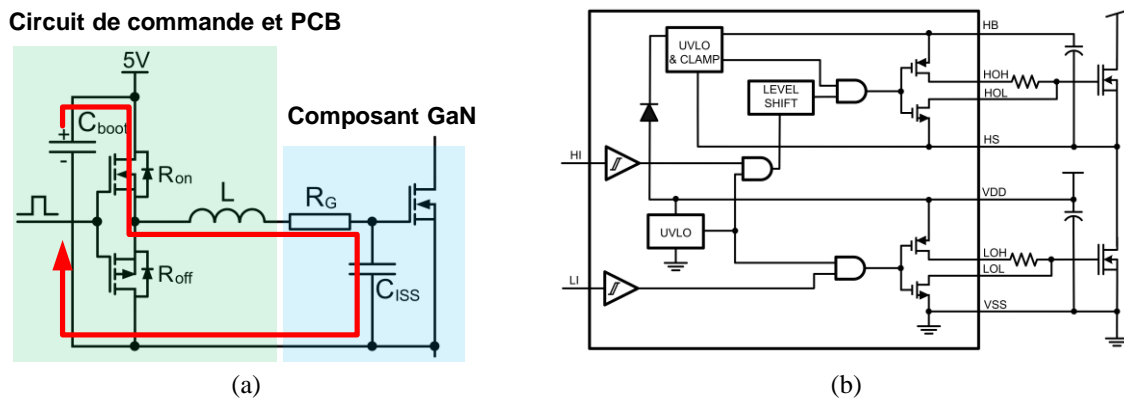


Figure 4.24 : (a) schéma électrique équivalent du circuit RLC (b) schéma électrique de principe du circuit de commande LM5113 de TI



Plusieurs degrés de liberté existent afin de réduire la valeur du dépassement de la tension de commande  $V_{GS}$ . Augmenter la capacité d'entrée ralentit l'amorçage du composant, augmente les pertes du circuit de commande et les pertes par commutation. Augmenter la résistance équivalente série ralentit l'amorçage du composant, augmente les pertes et limite la fréquence d'utilisation du composant. Enfin, réduire l'inductance  $L$  du circuit de commande réduit la surtension de  $V_{GS}$  lors de l'amorçage du composant GaN.

Dans ce contexte, National Semiconductor (racheté par Texas Instruments en 2011) propose un circuit de commande spécifiquement dédié aux composants GaN de type e-mode. Disponible en boîtier de type LLP (4mm×4mm) et  $\mu$ SMD (2mm×2mm), le circuit de commande LM5113 permet de commander les 2 transistors d'une cellule de commutation [133]. La tension du point milieu de la cellule de commutation ne doit pas excéder 100V. Le schéma de principe du circuit de commande est présenté à la Figure 4.24. Une capacité de 'bootstrap' est utilisée pour alimenter la grille de l'interrupteur du haut. Le driver possède une limitation en interne (bloque UVLO & CLAMP - Figure 4.24) afin de limiter la tension de l'interrupteur du haut à 5.2V. En effet, la tension aux bornes de la capacité de bootstrap est susceptible de dépasser 6V lors du fonctionnement en inverse de l'interrupteur synchrone (application typique buck synchrone,  $V_{boot} = V_{CC} - V_F + V_{SD}(I_{SD})$ ,  $V_{CC}=5V$ ,  $V_F=0.7V$ ). Les deux types de boîtiers sont illustrés à la Figure 4.25. La version BGA permet de minimiser les éléments parasites et de se passer de substrat multicouche (le boîtier LLP requière au moins 2 couches de conducteur pour commander les transistors de la cellule de commutation).

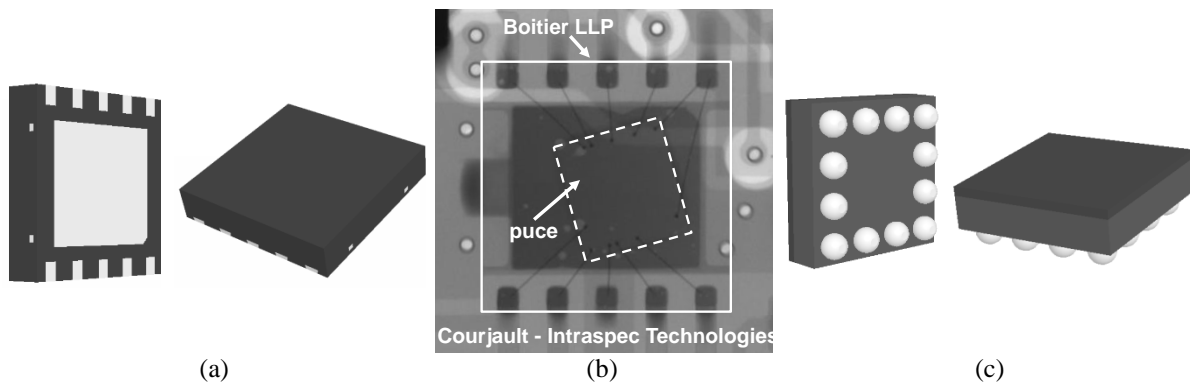


Figure 4.25 : LM5113

(a) boîtier LLP (4mm×4mm) (b) boîtier LLP – vue au rayon X (c) boîtier  $\mu$ SMD (2mm×2mm)

Le circuit de commande possède une résistance à l'amorçage  $R_{on}$  de  $2.1\Omega$  et une faible inductance de 5nH [59]. Ces caractéristiques et un routage de la carte de puissance optimisée (§5.3.2) permettent de minimiser les pertes et de commander le composant en toute sécurité. La Figure 4.26 présente 3 cartes de puissance mettant en œuvre le driver LM5113. La Figure 4.27 montre les signaux de commande  $V_{GS}$  des interrupteurs d'une cellule de commutation alimentée par le driver LM5113 (boîtier  $\mu$ SMD). Le dépassement des tensions de commandes n'excède pas 0.1V. La durée de l'amorçage avec une résistance de grille nulle est un routage optimisé est de 8ns. Le blocage du composant est de 4ns. La faible résistance au blocage du driver  $R_{off}$  de  $0.6\Omega$  permet d'améliorer l'immunité du composant du bas contre les auto-amorçages non désirés lors de forts  $dv/dt$  présents sur la grille,  $dv/dt$  typiquement engendrés par l'amorçage du composant du haut. Avec une tension de seuil typique de 1.4V et une tension minimale de 0.7V, l'amorçage des composants GaN de EPC est critique. La faible valeur de la résistance au blocage permet un blocage rapide du transistor minimisant les pertes. Enfin, il est à noter que les commandes des deux interrupteurs sont indépendantes. Cette spécificité peut être mise à profit afin de commander des interrupteurs adjacents de

cellules de commutation différentes (convertisseur DC-DC série de type FC [18], 3 niveaux avec condensateurs flottants à la Figure 4.26 [134]).

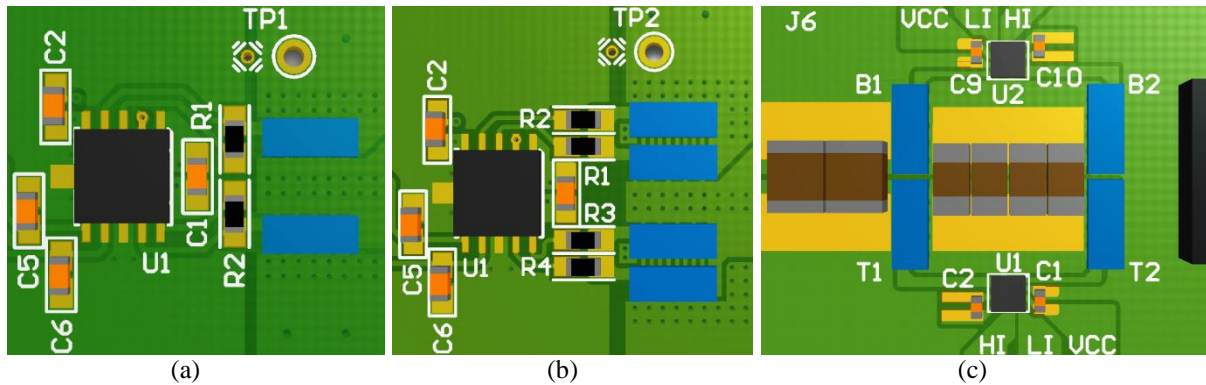


Figure 4.26 : Circuit de commande  
(a) buck (b) buck avec mise en parallèle directe de composants (c) 3 niveaux FC

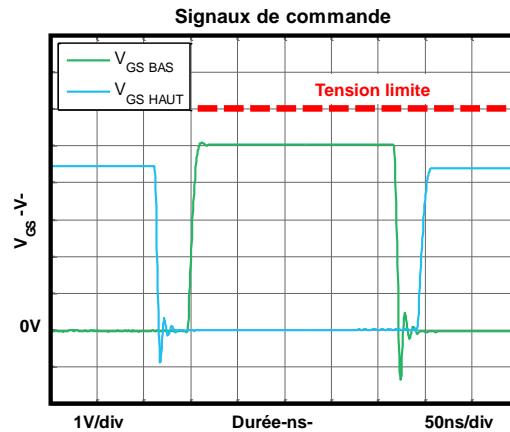


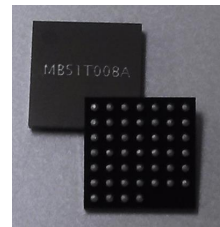
Figure 4.27 : Allures des signaux de commande  $V_{GS}$

#### 4.3.4 Package LGA

Rappelé dans l'introduction de ce chapitre, le choix du boîtier utilisé impacte les performances des composants de puissance. La Figure 4.28 présente des boîtiers de type LGA (Linear Grid Array) et BGA (Ball Grid Array) employés pour les composants latéraux. Les connecteurs grille, drain et source sont situés du même côté du composant ce qui permet de se passer de boîtier. Détaillée par la suite, la suppression du boîtier permet de réduire la valeur des éléments parasites et autorise un fonctionnement à plus haute fréquence de commutation sans dégrader les performances du composant.



(a)



(b)

Figure 4.28 : Boîtiers de composants GaN (a) EPC - LGA (Linear Grid Array) (b) Fujitsu - BGA (Ball Grid Array)

Le Tableau 4-4 compare la valeurs des éléments parasites de différents boîtiers typiquement utilisés pour des composants basse tension (les résultats sont issus de simulation par éléments finis à 1MHz [59]). Les boîtiers LFPAK [135] dont le drain de la puce est connecté à la partie du boîtier du composant monté directement sur le substrat (Figure 4.29), minimise l'inductance parasite du drain  $L_D$ . Les connecteurs de la source et de la grille possèdent de plus fortes valeur parasites car reliés au boîtier par des fils. Dans le cas des boîtiers DirectFET [136], les inductances de source  $L_S$  et de grille  $L_G$  sont optimisées au détriment de l'inductance parasite du drain (Figure 4.29). En l'absence de boîtier, les éléments parasites des composants GaN sont très faibles ce qui autorise de hautes vitesses de commutation et donc de hautes fréquences de fonctionnement. L'entrelacement des connecteurs de drain et de source participe à la réduction des éléments parasites sur la carte de puissance. Outre la réduction des éléments parasites, l'absence de boîtier permet de réduire l'encombrement et le coût du composant et évite l'ajout de résistances thermiques supplémentaires.

Présentées au Chapitre 5 avec un convertisseur buck, les faibles valeurs des éléments parasites des composants GaN participent à la minimisation des éléments parasites de la maille de commutation et des mailles de commande ce qui optimise le rendement du convertisseur et assure un fonctionnement du convertisseur en toute sécurité.

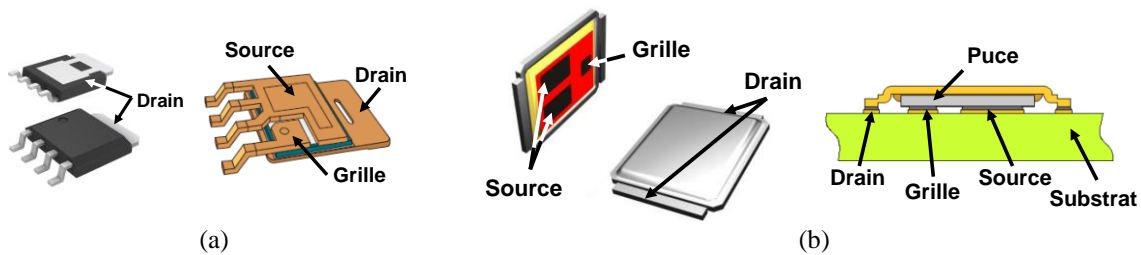


Figure 4.29 : Boîtier (a) LFPAK (b) DirectFET

	$L_G$ (nH)	$L_D$ (nH)	$L_S$ (nH)	$R_G$ (mΩ)	$R_D$ (mΩ)	$R_S$ (mΩ)
<b>SO-8</b>	2.06	0.48	0.83	9.44	0.13	0.96
<b>LFPAK</b>	1.64	0.10	0.54	0.73	0.10	0.14
<b>DirectFET</b>	0.09	0.44	0.09	0.22	0.39	0.23
<b>GaN LGA</b>	0.07	0.07	0.08	0.12	0.09	0.10

Tableau 4-4 : Résistances et inductances parasites de différentes boîtiers à 1MHz

## 4.4 Conclusion du chapitre

Les performances des premiers composants GaN disponibles sur le marché sont très prometteuses. Loin de leurs limites théoriques, les composants GaN possèdent d'ores et déjà de meilleures caractéristiques que les composants silicium. Les figures de mérite  $R_{DS(on)} \times Q_G$  et  $R_{DS(on)} \times Q_{GD}$  montrent que les composants GaN sont d'autant plus intéressants par rapport à la technologie silicium que la tension de claquage est élevée. Le nombre important d'acteurs annoncés est révélateur de l'intérêt des fabricants pour la technologie GaN et laisse présager des composants aux caractéristiques remarquables dans les prochaines années.

La compatibilité du matériau GaN avec le silicium (synonyme de coût compétitif avec les composants silicium) et les excellentes propriétés du matériau GaN font des composants de puissance HEMT GaN un sérieux candidat de substitution aux composants de puissance de

calibre en tension inférieure à 600V. Non annoncés jusqu'à présent, les potentiels composants HEMT GaN 900V et 1200V devront cohabiter avec les composants au carbure de silicium (SiC).

Les composants GaN de EPC ont un fonctionnement très similaire à celui des transistors MOSFETs car ils sont commandés en tension et sont passant en inverse. Ne possédant pas de diode de corps en interne comme cela est le cas des transistors MOSFETs, les composants GaN ont un fonctionnement particulier en conduction inverse induisant une forte tension aux bornes du composant. Cette particularité conduit à prêter une attention particulière aux phases de temps mort afin que les pertes en mode diode ne soient pas significatives par rapport aux autres pertes du composant. L'analyse des pertes lors des phases du temps mort a montré la dépendance des pertes vis-à-vis du courant commuté et de la durée du temps mort lors du blocage commandé de l'interrupteur du haut dans le cas d'un convertisseur buck synchrone. Différentes solutions ont été présentées afin de minimiser les pertes liées à la conduction inverse du composant GaN. Avec une tension de commande optimale de 5V et une tension maximale de 6V, la commande des composants GaN doit être soigneusement réalisée pour ne pas dégrader le rendement et fonctionner en toute sécurité. Enfin, les composants GaN de EPC utilisent des boîtiers nus particulièrement performants en termes d'éléments parasites propices à de hautes fréquences de commutation.

## **Chapitre 5**

### **Convertisseurs buck multicellulaires 5 phases avec transistors GaN**

## 5.1 Introduction

### • Contexte

Les enjeux environnementaux (Chapitre 1) et l'ère du numérique requièrent des convertisseurs statiques de plus en plus compacts et possédant de meilleures performances que ceux des générations précédentes. Présents dans les objets connectés et mobiles, ordinateurs, serveurs, fermes de calcul pour ne citer que quelques applications emblématiques, la demande est croissante pour des convertisseurs DC-DC à haut rendement et à densité de puissance élevée. Traditionnellement, la solution employée pour les convertisseurs DC-DC non isolés est l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance ce qui réduit la valeur des éléments passifs et donc réduit leur volume et leur poids (Figure 5.1) [30], [31], [32], [33]. Cette stratégie peut s'avérer payante en termes de densité de puissance car les éléments passifs représentent une part non négligeable du volume des convertisseurs (§3.3.2.2). Avec des fréquences de commutation comprises entre plusieurs centaines de kilohertz et un mégahertz, les pertes liées à la commutation deviennent rapidement significatives et réduisent le rendement. La Figure 5.1 illustre ce phénomène : l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs d'un convertisseur buck synchrone conduit à la réduction de la valeur de l'inductance (à paramètres constants, §2.2.1) et à l'augmentation des pertes par commutation (§5.4.3). Pour une technologie donnée, le volume et la masse de l'inductance sont proportionnels à la valeur de l'inductance (Figure 5.1).

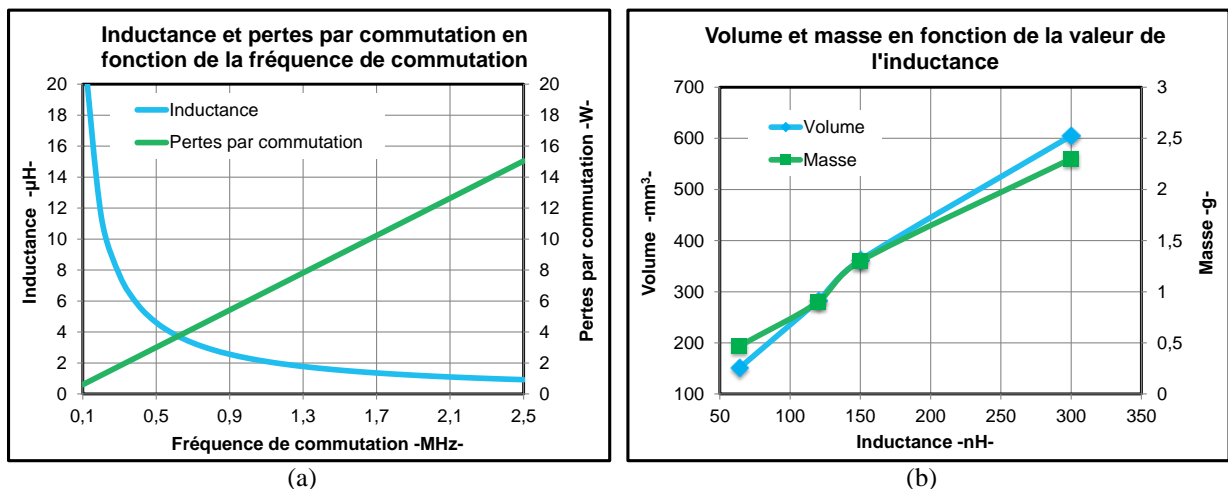


Figure 5.1 : (a) évolution typique des pertes et de la valeur de l'inductance en fonction de la fréquence de commutation dans un convertisseur buck (b) volume et masse en fonction de la valeur de l'inductance pour des inductances discrètes du commerce

Dans ce contexte, les composants au nitrure de gallium (GaN) apparaissent comme un bon candidat pour remplacer les composants silicium et repousser le compromis entre densité de puissance et rendement.

### • Composants GaN utilisés

Le composant GaN mise en œuvre dans ce chapitre est le EPC1001. Son fonctionnement et ses principales spécificités ont été introduits au chapitre précédent. Le Tableau 5-1 récapitule et compare ces caractéristiques électriques avec celles de deux composants silicium

de résistance à l'état passante plus ou moins équivalente et possédant de bonnes figures de mérite (§4.1). Entre parenthèse est indiqué le pourcentage par rapport à la valeur du composant GaN. Comparé aux composants silicium, le composant GaN montre une réduction significative de l'empreinte (§4.3.4) et des charges liées aux capacités parasites (§4.3.1). De plus, le composant GaN ne possède pas de perte par recouvrement (§4.3.2). La principale faiblesse du composant GaN est sa caractéristique inverse (§4.3.2) ainsi que sa tension de commande qui est très proche de sa limite maximale (§4.3.3). La réduction des éléments parasites et le boîtier LGA (§4.3.4) prédispose le composant à fonctionner à de hautes fréquences de commutation.

	GaN EPC1001	Si BSC046N10	Si BSC070N10
$I_D$ -A-	25	100	90
$V_{GS}$ -V-	+6/-5	+20/-20	+20/-20
$V_{th}$ -V-	1.4	2.7	2.7
Empreinte -mm <sup>2</sup> -	6.7	31.7 (473%)	31.7 (473%)
$R_{DS(on)}$ -mΩ-	5.6	4 (71%)	6.3 (113%)
$Q_G$ -nC-	10.5	63 (600%)	42 (400%)
$Q_{GD}$ -nC-	3.3	11 (333%)	7 (212%)
$Q_{OSS}$ -nC-	32	84 (280%)	55 (172%)
$C_{ISS}$ -pF-	800	4500 (563%)	3000 (375%)
$C_{OSS}$ -nF-	450	790 (176%)	520 (116%)
$Q_{RR}$ -nC-	0	101	55
$V_{SD}$ @15A@T <sub>jMAX</sub> °C -V-	2.55	0.62 (24%)	0.64 (25%)

Tableau 5-1 : Comparaison de valeurs typiques de composants GaN et silicium 100V

- Convertisseur buck multicellulaires 5 phases avec transistors GaN

L'objectif principal de ce chapitre est d'explorer la mise en œuvre de composant GaN avec la réalisation d'un convertisseur buck fonctionnant typiquement à 48V et délivrant 75A [31]. Le convertisseur est composé de 5 phases en parallèles entrelacées, magnétiquement couplés et dont l'ordre des phases est optimisé (§3.3.2.2). Le schéma électrique de principe du convertisseur est présenté à la Figure 5.2.

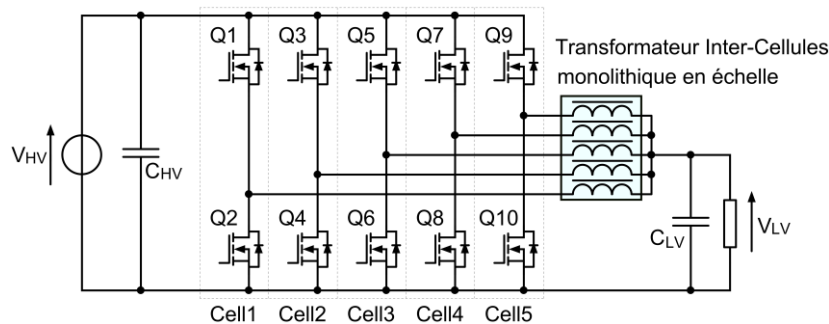


Figure 5.2 : Schéma de principe - convertisseur buck synchrone 5 phases avec un Transformateur Inter-Cellules monolithique en échelle

Le calibre en courant des composants GaN disponibles et de moins bonnes performances mesurées lors de la mise en parallèle directe massive de composants conduisent à la mise en parallèle indirecte de composants GaN. La Figure 5.3 illustre ce point et montre les énergies à l'amorçage (courant négatif) et au blocage (courant positif) de composants GaN 100V dans le cas de trois configurations qui diffèrent par le nombre de composants GaN directement en



parallèle. Les mesures des énergies de commutation ont été réalisées dans le cas de la mise en parallèle directe de 4 composants et de 2 composants EPC2001 par B. Cougo [137] et par J. Brandelero pour le composant EPC1001 à partir de la carte à 5 phases présentée dans ce chapitre [52]. Le composant de première génération possède de plus faibles éléments parasites et les mesures ont été réalisées avec un temps mort différent (10ns pour le EPC2001 et 26ns pour le EPC1001), raison pour laquelle l'énergie à courant nul est différente entre les composants EPC1001 et EPC2001 et l'énergie minimale n'est pas atteinte à même courant. Les énergies par composant sont d'autant plus importantes que le nombre de composant est élevé. Les énergies de commutation avec le composant seul ou 2 composants directement en parallèle sont quasi-équivalentes, l'énergie dans le cas 4 composants directement en parallèle est plus élevée que dans les autres cas. Pour cette raison, la mise en parallèle directe massive de composants GaN ne semble pas recommandée. L'augmentation des énergies s'explique par l'augmentation des inductances parasites des circuits de commande et de puissance (détail au §5.2).

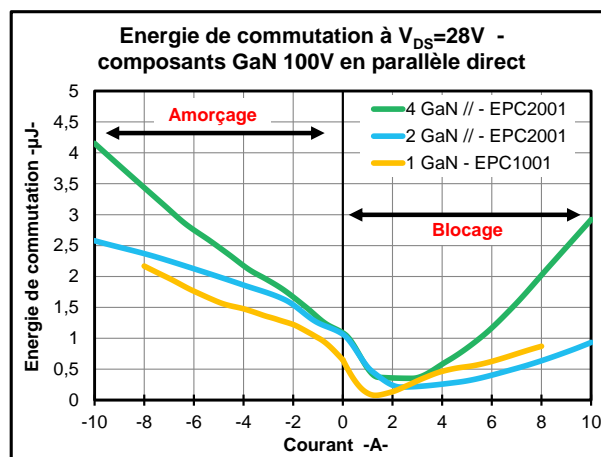


Figure 5.3 : Energie de commutation mesurée en fonction du courant commuté à 28V avec 1, 2 et 4 composants 100V GaN en parallèle direct

La mise en parallèle indirecte de composants GaN se caractérise par plusieurs phases connectées entre elles via un Transformateur Inter-Cellules (dans la littérature, ICT pour 'InterCell Tranformer'). L'un des grands avantages de la multiplication du nombre de phases est que la fréquence de commutation des interrupteurs est faible au regard de la fréquence apparente du courant  $I_{LV}$  ce qui est bénéfique à la fois pour les pertes par commutation dans les interrupteurs et pour le dimensionnement du condensateur  $C_{LV}$ . L'intérêt de la solution à inductances couplées est présenté au Chapitre 3 (§3.3.2.2).

- Approche proposée

La commutation rapide des composants GaN conduit à porter une attention particulière au routage de la carte de puissance. L'effet néfaste des éléments parasites sur le rendement du convertisseur et sur la sécurité de fonctionnement du convertisseur sont rappelés. La présentation de la carte de puissance mettant en œuvre les composants GaN est l'occasion de comparer certains routages conventionnels avec le routage proposé. La solution proposée est un compromis minimisant les pertes et permettant éventuellement l'utilisation d'une solution de refroidissement commun à tous les composants de puissance. Avant de présenter les résultats expérimentaux, les caractéristiques du coupleur magnétique intégré dans le PCB sont rappelées. Le rendement du convertisseur est mesuré et comparé avec le rendement théorique pour une conversion de 48V vers 24V et 48V vers 12V.



## 5.2 Impact des éléments parasites

Deux types d'inductances parasites ont un impact significatif sur les performances du convertisseur buck synchrone et sur son fonctionnement. De manière générale, le rendement du convertisseur décroît avec l'augmentation des éléments parasites. Les hautes fréquences de commutation rendues possible par les commutations très rapides des composants GaN (§4.3.3) conduisent à porter une attention particulière à la conception des cartes de puissance afin de ne pas détériorer le rendement et de fonctionner en zone sûre (absence de surtension susceptible de détériorer le composant).

La Figure 5.4 montre le schéma de principe du convertisseur buck multicellulaire avec les deux mailles critiques au niveau de la cellule de commutation. L'inductance parasite du circuit de commande est partagée avec l'inductance parasite du circuit de puissance. L'inductance du circuit de commande est modélisée par l'inductance de source commun  $L_{CS}$ . L'inductance de la maille de commutation  $L_{loop}$  est composée des inductances parasites de la maille  $C_{cell}-Q_{haut}-Q_{bas}$ .

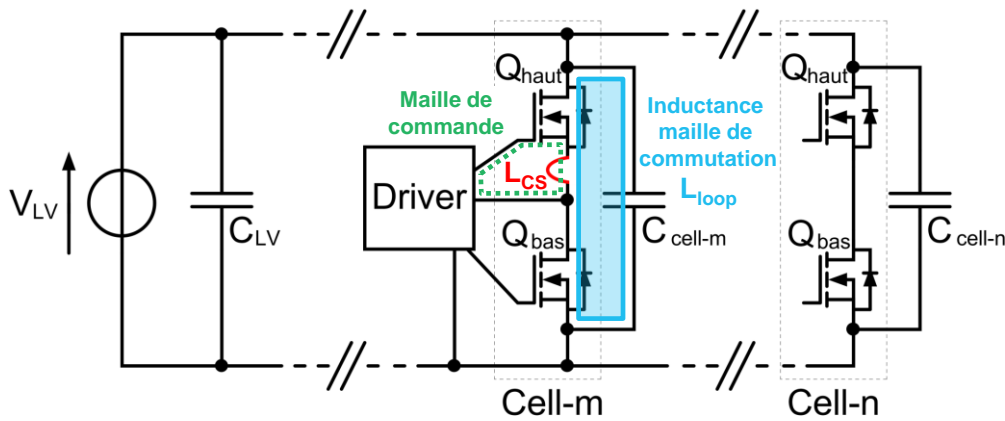


Figure 5.4 : Convertisseur buck synchrone multicellulaires avec les inductances parasites  $L_{loop}$  et  $L_{CS}$

Dans le cas du convertisseur buck synchrone, les deux interrupteurs sont commandés de manière complémentaire. Plutôt que d'utiliser une diode, l'utilisation d'un composant de puissance GaN en fonctionnement synchrone permet de réduire les pertes grâce à la très faible chute de tension à ses bornes en conduction. L'inductance parasite  $L_{CS}$  du circuit de commande de l'interrupteur du haut modifie la durée des commutations et donc les pertes. Ce phénomène n'intervient pas avec le composant synchrone car celui-ci commute habituellement à tension nulle (§4.3.2). A chaque commutation de l'interrupteur du haut, la tension induite aux bornes de l'inductance de source commun a un effet négatif sur la commutation. En effet, la tension induite s'oppose à la tension grille source  $V_{GS}$  du composant limitant la vitesse de commutation et donc augmentant les pertes [138]. L'inductance de source commune dépend principalement du boîtier des composants mis en œuvre, les valeurs varient d'un composant à l'autre (§4.3.4).

L'inductance parasite de la maille de puissance  $L_{loop}$  modifie la vitesse des commutations et la valeur de la surtension drain source  $V_{DS}$  aux bornes des composants. L'inductance haute fréquence de la maille de commutation dépend principalement des boîtiers des composants de puissance et du routage de la carte de puissance. La tension induite aux bornes de  $L_{loop}$  réduit les pertes à l'amorçage mais augmente les pertes aux blocages. En effet, la tension induite réduit la tension commutée lors de l'amorçage mais augmente celle-ci lors du blocage. Dans les deux cas, l'augmentation de l'inductance parasite augmente la durée des commutations.

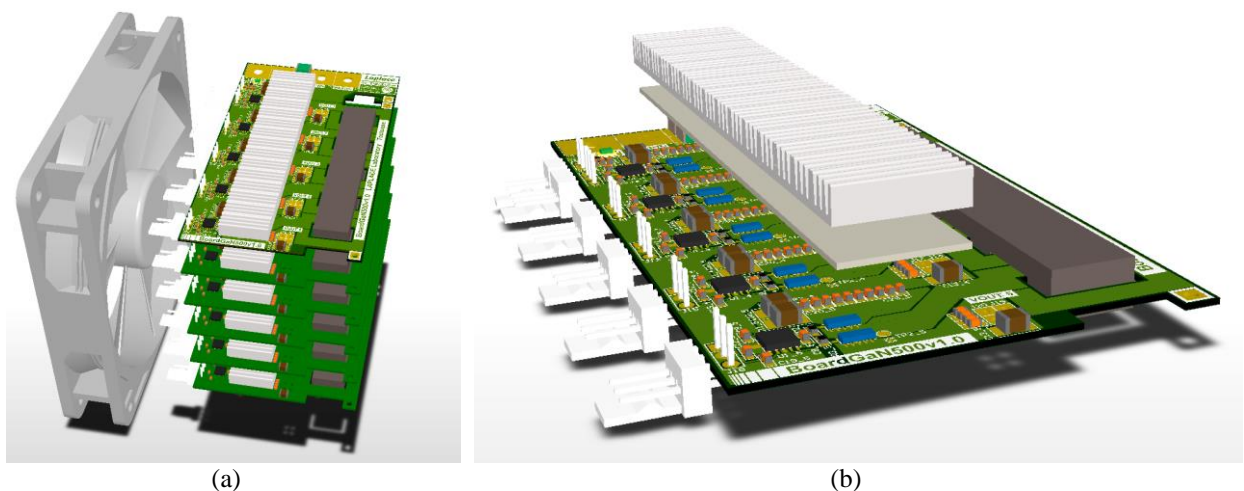
Les pertes par commutation sont très sensibles aux variations de la valeur de l'inductance parasite  $L_{CS}$  car l'inductance de source commune possède un effet négatif à la fois sur l'amorçage et sur le blocage. L'augmentation de la valeur de l'inductance parasite de la maille de puissance va de pair avec une augmentation des pertes par commutation mais dans une moindre mesure qu'avec l'inductance parasite  $L_{CS}$  car les pertes supplémentaires dues au blocage sont, partiellement compensées par de moindre pertes lors de l'amorçage [59].

Les éléments parasites des boîtiers des semi-conducteurs et de la carte de puissance doivent être minimisés afin de réduire les pertes et les surtensions aux bornes des composants. Les composants GaN offrent des éléments parasites particulièrement faibles, avec notamment des inductances typiquement inférieures à la centaine de pico-Henry (Tableau 4-4) grâce à la structure latérale des composants. Les connecteurs grille-drain-source sont tous du même côté de la puce ce qui permet de minimiser la valeur des éléments parasites car le composant est monté directement sur le PCB sans utiliser de bus internes (§4.3.4). L'entrelacement des connecteurs drains et sources permet de réduire les éléments parasites grâce aux multiples connexions en parallèle entre la puce et le PCB. Avec de très faibles valeurs parasites dans les composants GaN, les éléments parasites du PCB deviennent les principaux contributeurs des pertes par commutation. Le routage de la carte et le placement des composants doivent être optimisés afin de minimiser les pertes et de réduire les surtensions aux bornes des composants de puissance.

## 5.3 Conception du convertisseur

### 5.3.1 Introduction

La Figure 5.5 montre des images 3D de principe du convertisseur 5 phases. Les boîtiers des composants eGaN FET EPC1001 de première génération sont isolés (§4.3). Pour cette raison, l'utilisation éventuelle d'une solution thermique commune à tous les composants a été explorée. Bien que très performant, les composants GaN génèrent des pertes qui doivent être évacuées. La faible surface d'échange avec l'air et avec le substrat rend difficile le refroidissement du composant (Figure 4.14 et Tableau 5-1).



**Figure 5.5 : Images 3D de la carte de puissance (a) association de plusieurs cartes refroidies par convection forcée (b) vue éclatée de la solution thermique envisagée**

De manière générale pour le management thermique des composants, il est bon de commencer par minimiser les pertes avec une commande adaptée (optimisation du temps mort §4.3.2) et un routage optimisé (§5.2 et §5.3.2). Ensuite, la conception de la carte de puissance doit s'efforcer d'extraire un maximum de chaleur par les connecteurs du composant. Enfin, la chaleur peut être évacuée par la face arrière du composant en convection naturelle, forcée ou avec un refroidissement sur les deux faces du composant (dans la littérature 'double side cooling'). Pour des raisons thermo-électriques et de coût, le substrat de la carte de puissance est un PCB multicouches. Le PCB est composé de quatre couches de cuivre de 70 $\mu$ m (face active)/105 $\mu$ m/105 $\mu$ m/105 $\mu$ m (face arrière) pour une épaisseur totale de la carte d'environ 0.8mm (Figure 5.6). L'épaisseur du cuivre est maximisée afin de réduire la température des points chauds et de diffuser la chaleur sur l'ensemble de la carte de puissance (effet 'spreader'). L'épaisseur de la couche active est issue d'un compromis entre des considérations thermo-électrique et les contraintes de fabrication (200 $\mu$ m entre les connecteurs de source et de drain). Les quatre couches permettent aussi de paralléliser les couches à l'aide de multiples vias afin de réduire les résistances et les inductances du PCB. La face arrière de la carte de puissance ne possèdent pas de composant ce qui facilite la réalisation de la carte au laboratoire. Comme cela va être présenté dans la partie expérimentale (§5.4), le convertisseur a atteint 86A en convection forcée. Pour cette raison, la solution de double side cooling n'a pas été mise en œuvre.

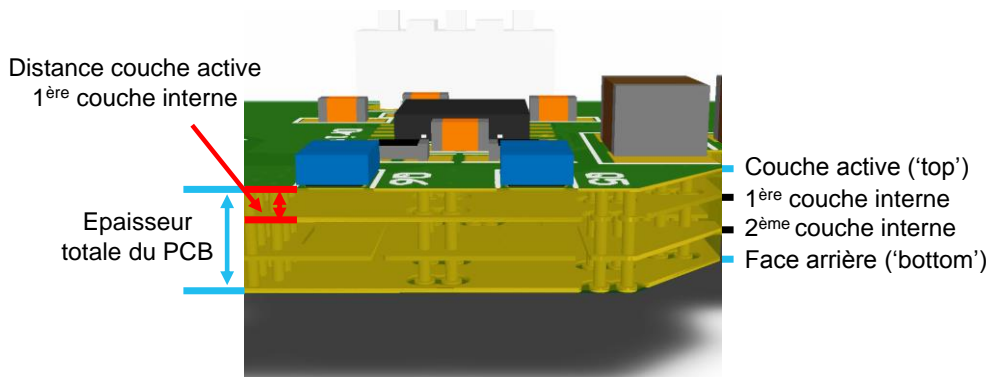


Figure 5.6 : Image 3D de la carte de puissance – vue en coupe du PCB

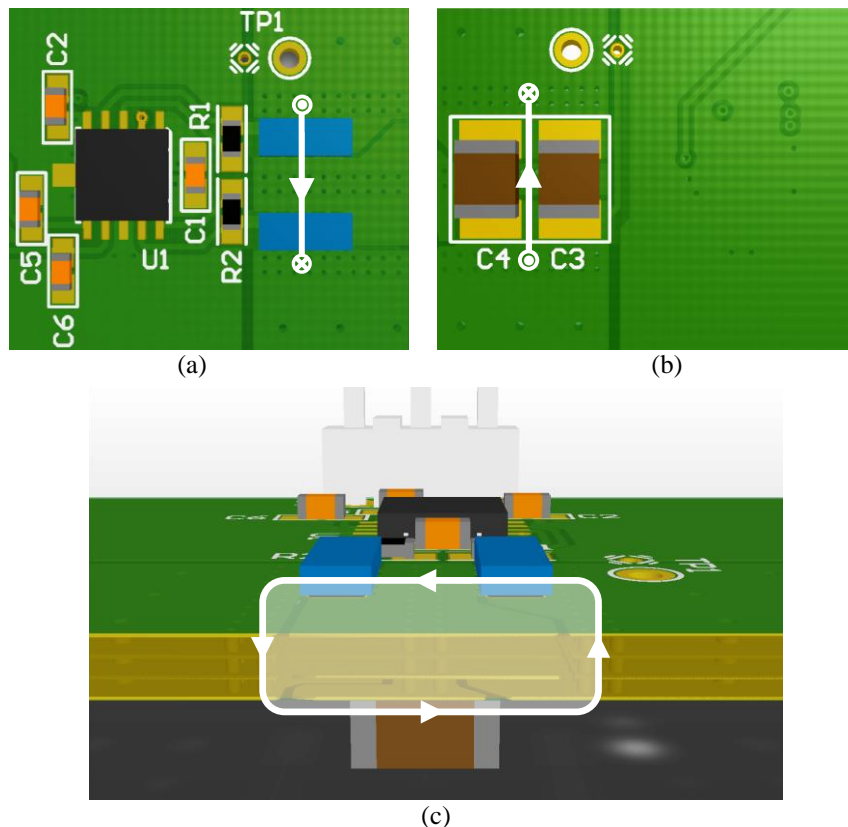
### 5.3.2 Routage proposé

De manière simplifiée, minimiser la valeur d'une inductance parasite de maille revient à minimiser sa surface. L'ajout de la couche de blindage dans le cas de maille latérale ou le phénomène d'auto-annulation du champ sont autant de moyens possibles de réduire la valeur de l'inductance parasite. La solution proposée optimise la maille de commutation afin de réduire la valeur de l'inductance parasite tout en étant compatible avec la mise en place d'une solution thermique commune aux 10 composants GaN de la carte de puissance.

#### 5.3.2.1 Maille de puissance - routage conventionnel

La Figure 5.7 illustre une solution fréquemment rencontrée pour la cellule de commutation d'un convertisseur buck ou boost : les composants de puissance et les condensateurs de la cellule de commutation sont sur des faces opposées du PCB et en vis-à-vis afin de minimiser la surface de la maille de commutation. La maille de commutation est de type verticale et est contenu entre la couche active (couche 'top') et la face arrière du PCB (couche 'bottom'). La surface de la maille dépend de l'espacement entre les composants de puissance et l'épaisseur totale du PCB. L'espace entre les composants est requis pour faire circuler le courant du point milieu de la cellule de commutation. Augmenter l'épaisseur du

PCB se traduit par l'augmentation de la valeur de l'inductance parasite de puissance conduisant à la réduction du rendement. Le phénomène inverse s'observe, aidé en cela par l'auto-annulation du champ qui apparaît lorsque l'épaisseur du PCB devient faible [139]. Réduire l'épaisseur du PCB diminue la surface de la maille de commutation et rapproche les couches top et bottom. A proximité l'une de l'autre, le courant qui circule dans des sens opposés dans la couche active et dans la face arrière du PCB s'influencent mutuellement réduisant la valeur de l'inductance parasite. La maille de type verticale est dépendante de l'épaisseur du PCB ; réduire cette épaisseur c'est réduire la surface de la maille de puissance et cela permet de bénéficier du phénomène d'auto-annulation du champ qui diminue la valeur de l'inductance parasite.



**Figure 5.7 : Maille de commutation verticale (a) vue de dessus (b) vue de dessous (c) vue de coté**

La Figure 5.8 montre deux mailles de type latéral d'un convertisseur série 3 niveaux utilisant des capacités flottantes [18], [134]. Les composants GaN et les capacités de découplage des cellules de commutation sont sur la face active du PCB. La maille de commutation latérale est contenue dans le plan de la face active du PCB. Ce type de maille est dépendante des autres couches conductrice du PCB. En particulier, la première couche interne peut jouer un grand rôle dans la réduction de l'inductance parasite. A ce titre, la distance entre la couche active et la première couche interne ainsi que le routage de la couche interne sont particulièrement critiques. En effet, la première couche interne sert de couche de blindage (dans la littérature 'shield layer') [139]. Le courant dans la couche de blindage génère un champ magnétique qui s'oppose au champ initial de la maille de commutation de puissance. Le résultat final est l'annulation des champs magnétiques qui se traduit par la réduction des éléments parasites mais au détriment de pertes par courant de Foucault dans la couche de blindage. Contrairement à la maille de type vertical, les inductances de maille latérale ne montrent pas une dépendance vis-à-vis de l'épaisseur totale du PCB mais par rapport à

l'épaisseur de l'isolant électrique entre la couche active et la couche de blindage. Les meilleures performances sont obtenues avec une couche interne très proche de la couche active et une couche de blindage sans discontinuité sous l'inductance de maille de puissance.

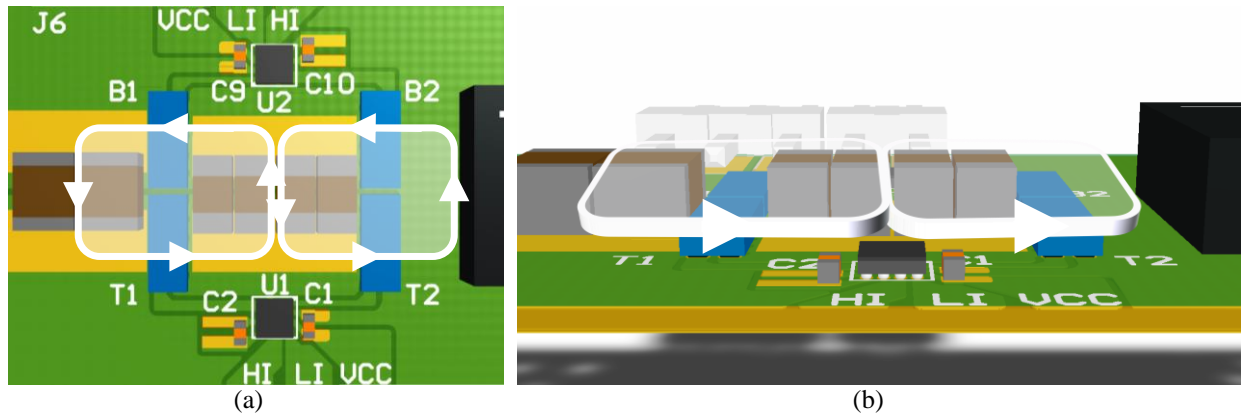


Figure 5.8 : Maille de commutation latérale (a) vue de dessus (b) vue de côté

### 5.3.2.2 Maille de puissance - routage proposé

La solution proposée a l'avantage d'être indépendante de l'épaisseur totale du PCB et ne requière pas de couche de blindage. Elle a été développée par la suite, et dans ce cas la surface de la maille de commutation est réduite et le phénomène d'auto-annulation du champ permet de minimiser la valeur de l'inductance parasite. Confirmant la pertinence de cette solution, le fabricant des composants GaN mis en œuvre dans ce chapitre préconise depuis mi 2013 la même solution [139].

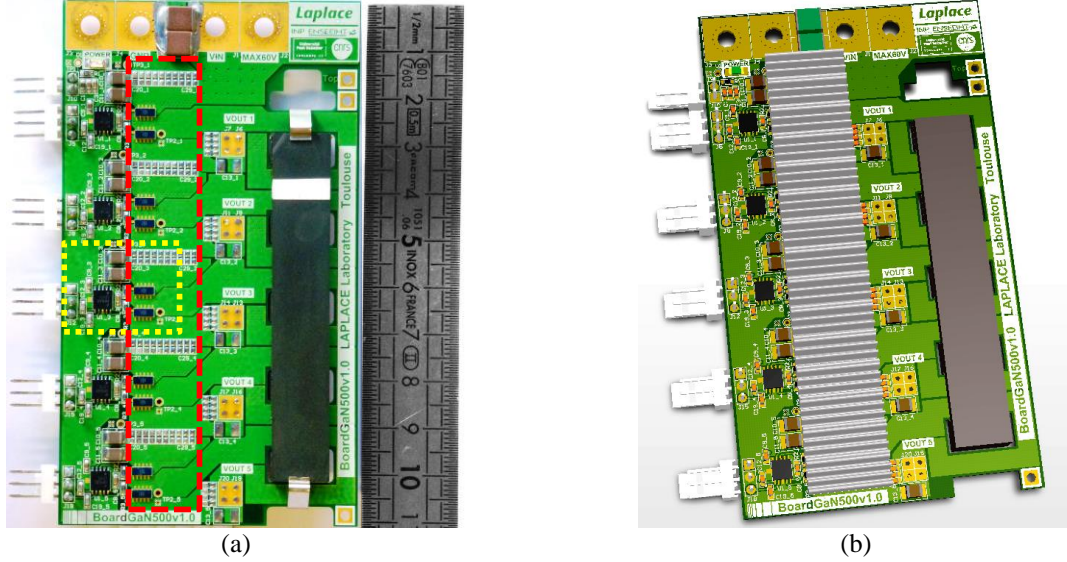
Le routage de la maille de la cellule de commutation est issu d'un compromis entre la minimisation de la valeur de l'inductance parasite  $L_{loop}$  et la thermique des composants. Malgré la présence de quatre couches de cuivre, le PCB est loin d'être un spreader idéal (la résistance thermique du FR4 est de 0.4W/m.K). Fournie dans les spécifications techniques de la seconde génération de composants eGaN 100V, la résistance thermique jonction-boîtier est 7 fois plus faible que la résistance thermique jonction-PCB. Dans ce contexte, la mise en œuvre d'une solution thermique commune à tous les composants semble attractive.

La Figure 5.9 montre une photo de la carte de puissance réalisée et une vue 3D de la carte avec un dissipateur commun monté. La zone signalée en rouge ne peut pas contenir de composant plus haut que les composants GaN afin que le dissipateur commun puisse être monté. La zone marquée de jaune entoure la troisième cellule de commutation de la carte. Le routage proposé des cellules de commutation est explicité à l'aide du zoom de cette cellule de commutation présenté à la Figure 5.10.

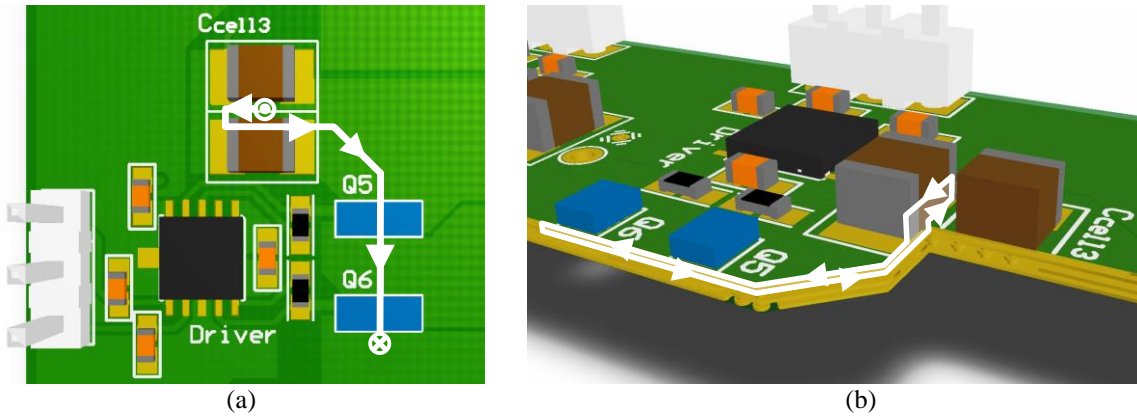
Chaque cellule de commutation possède deux condensateurs céramiques 100V qui referment la maille de commutation. Plus haut que les composants GaN (795μm), les condensateurs sont déportés vers la gauche de l'axe vertical formé par les composants GaN afin de libérer la zone dédiée au dissipateur de composants encombrants. Dans le but de minimiser l'inductance parasite de la maille de commutation, les composants de puissance et les capacités de découplage sont sur la même face du PCB. L'avantage de la solution proposée est que la valeur de l'inductance parasite est indépendante de l'épaisseur totale du PCB. Illustrée à la Figure 5.10, la maille de commutation est contenue entre la couche active



et la première couche interne du PCB. Le chemin de retour est situé juste sous le chemin aller ce qui réduit la surface de la maille et minimise la valeur de l'inductance. La maille de puissance est aussi réduite à cause de l'auto-annulation du champ du fait des courants qui circulent dans des directions opposés sur la couche active et la première couche interne [139].



**Figure 5.9 : BoardGaN500 (110mm×62mm, 51g) avec des composants eGaN FETs EPC1001, circuit de commande LM5113 et circuit magnétique intégré réalisé sur mesure (a) photo de la carte de puissance – vue de dessus (b) image 3D avec un dissipateur commun monté**



**Figure 5.10 : Routage de la cellule de commutation proposé (a) vue de dessus (b) vue de côté**

Des simulations réalisées au laboratoire par éléments finis donnent une inductance de maille parasite du PCB de 0.34nH à la fréquence des oscillations (environ 300MHz). Les résultats des simulations ont été validés par des mesures expérimentales. Lorsque l'interrupteur du haut se ferme, l'inductance parasite de maille  $L_{loop}$  et la capacité de sortie  $C_{OSS}$  de l'interrupteur synchrone oscille à la fréquence de résonance  $f_{ring}=1/T_{ring}$ . Une estimation de l'inductance de la maille de commutation peut être réalisée à partir de la tension  $V_{DS}$  et de la valeur de la capacité de sortie  $C_{OSS}$  de l'interrupteur synchrone [139] :

$$L_{loop} = \frac{T_{ring}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_{OSS}}$$

Différentes mesures donnent une maille moyenne de commutation de  $L_{loop\ moyen} = 0.520\text{nH}$  correspondant à une fréquence d'oscillation d'environ 292MHz. Cette valeur est cohérente avec la valeur des simulations qui ne tient compte que du PCB. Par ailleurs, ces valeurs coïncident avec les valeurs fournies récemment par le fabricant des composants GaN mis en œuvre dans ce chapitre.

La Figure 5.11 montre la tension drain-source  $V_{DS}$  aux bornes de l'interrupteur synchrone en fonction des valeurs du courant commuté. La surtension est de l'ordre de 5%. Le très faible pic de tension observé permet d'envisager la réduction de la marge de sécurité couramment utilisée par rapport au calibre en tension du composant. Cela a été mis à profit avec l'utilisation de la carte de puissance 5 phases dans une application à résonance pour l'alimentation d'une lampe à plasma. A une fréquence de commutation des interrupteurs d'environ 1MHz, des essais ont été réalisés avec une tension commutée atteignant jusqu'à 80V [140].

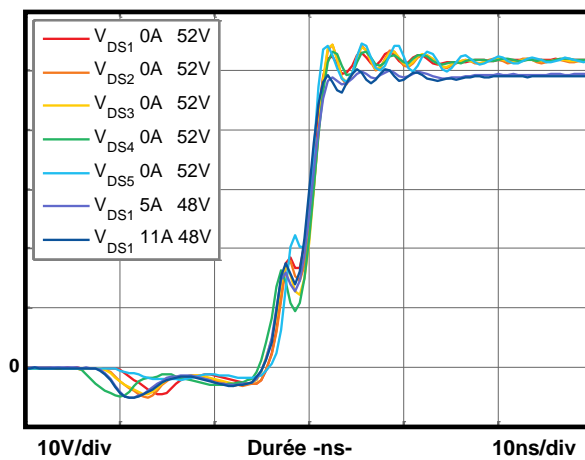


Figure 5.11 : Tension drain-source  $V_{DS}$  du composant synchrone à différentes tension et courant commutés ( $f_{sw}=300\text{kHz}$ ,  $f_{ILV\ apparente}=1.5\text{MHz}$ ,  $t_{temps\ mort}=15\text{ns}$ )

### 5.3.2.3 Maille de commande - routage proposé

La maille du circuit de commande est issue d'un compromis entre la minimisation de la surface de la maille et la réalisation pratique. La Figure 4.26 propose plusieurs solutions avec le driver LM5113 en version LLP ou  $\mu\text{SMD}$ . Le routage de la partie commande de la carte de puissance 5 phases est présenté à la Figure 5.10. Les composants de puissance, le driver et les condensateurs de découplage et de bootstrap associés au circuit de commande sont sur la même face du PCB. Les composants sont rapprochés mais un espace suffisant est laissé pour réaliser la brasure aisément. De manière équivalente avec la maille de puissance optimisée, les courants de la maille de commande circulent sur la face active puis reviennent au driver par la première couche interne avec des chemins aller et retour en vis-à-vis. Les formes d'ondes typiques des signaux de commande et les caractéristiques du circuit de commande utilisé sont présentés au §4.3.2.

## 5.3.3 ICT

Le transformateur inter-cellules (ICT) est intégré dans le PCB afin de minimiser la taille du convertisseur et de profiter des couches conductrices du PCB pour faire des enroulements. L'ICT est composé de deux morceaux différents réalisés sur mesure au laboratoire LAPLACE à partir de barreau de ferrite Epcos N87. Le premier morceau est de forme E avec 5 jambes, le second morceau est de type I comme illustré à la Figure 5.12. Les signaux de commande de

chaque cellule de commutation sont déphasé de  $72^\circ$  ( $360^\circ/5$ ) et l'ordre des phases est déterminé afin de réduire le flux dans le circuit magnétique (§3.3.2.2).



Figure 5.12 : Transformateur inter-cellules (ICT) réalisé sur mesure à partir de barreau de ferrite Epcos N87

Contrairement à un ICT conventionnel, l'inductance magnétisante est faible par rapport à l'inductance de fuite conduisant à un faible couplage entre les phases (§3.3.2.2). Les résultats de cette conception sont illustrés à la Figure 5.13 et à la Figure 5.15. La composante de l'ondulation du courant de phase à la fréquence  $f_{sw}$  est plus importante que la composante à  $5 \cdot f_{sw}$  qui est peu visible.

Un entrefer de  $70\mu\text{m}$  est utilisé afin d'éviter la saturation du circuit magnétique qui peut être causée par le déséquilibre des courants de phases (§3.3.2.2). L'ajout de l'entrefer réduit la composante DC du flux induit par le déséquilibre des courants et symétrise les flux des jambes. La composante AC du flux n'est pas modifiée par l'entrefer car elle ne dépend que de la fréquence, de la tension et du nombre de tour de bobinage, mais la composante de courant magnétisant (à la fréquence de découpage) est augmentée.

La Figure 5.13 montre la comparaison entre les courants de phases simulés et expérimentaux pour la conversion 48V vers 12V. Les courbes théoriques sont issues d'un modèle magnétique à reluctance obtenue à partir de la géométrie du circuit magnétique. Les composantes moyennes des courants théoriques ont été ajustées afin de tenir compte du déséquilibre observé en pratique.

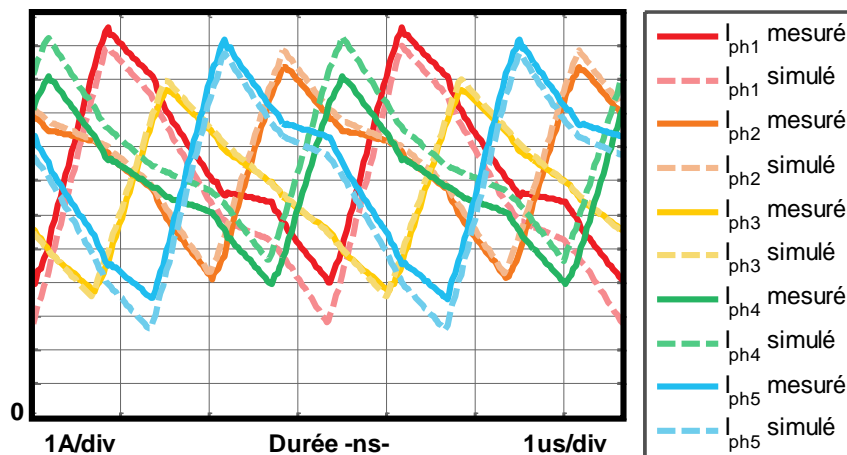


Figure 5.13 : Comparaison des courants de phases mesurés et simulés

( $V_{HV}=48\text{V}$ ,  $V_{LV}=12\text{V}$ ,  $P_{HV}=449\text{W}$ ,  $P_{LV}=427\text{W}$ ,  $f_{sw}=300\text{kHz}$ ,  $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5\text{MHz}$ ,  $t_{\text{temps mort}}=15\text{ns}$ )



## 5.4 Résultats expérimentaux

### 5.4.1 Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental est montré à la Figure 5.14. La carte de puissance est contrôlée en boucle ouverte par une carte FPGA ALTERA DE2-115 via une carte d'interface adaptant les niveaux de tension des signaux de commande. La fréquence de l'horloge du FPGA est de 200MHz, la résolution temporelle est donc de 5 nano-secondes. Aucun dissipateur n'est attaché au dos des composants GaN. La carte de puissance est refroidie par convection forcée (deux ventilateurs de 3.5W chacun) et atteint une puissance maximale mesurée de 1.8kW avec une température de boîtier de 90°C (mesure par infrarouge) dans une pièce à environ 20°C et une température de jonction estimée inférieure à 95°C.

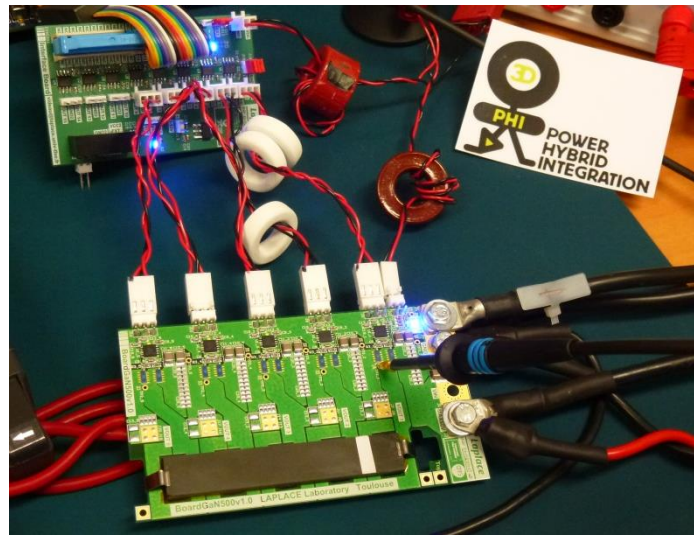


Figure 5.14 : Dispositif expérimental - carte de puissance GaN 5 phases et carte d'interface

### 5.4.2 Mesures

La Figure 5.15 montre les formes d'ondes expérimentales obtenues pour une conversion 48V vers 24V à la puissance maximale mesurée soit environ 1.8kW et 97% de rendement. La fréquence apparente du courant  $I_{LV}$  est de 1.5MHz, 5 fois la fréquence de commutation des interrupteurs  $f_{sw}$ . Du fait du faible coefficient de couplage, la principale composante de l'ondulation du courant est à la fréquence de commutation  $f_{sw}$  plutôt qu'à  $5f_{sw}$  comme dans un ICT standard. L'ondulation maximale du courant est égale à 10.7A ce qui représente une ondulation relative de 76%. Grâce à l'effet de l'entrelacement, l'ondulation relative du courant  $I_{LV}$  est inférieure à 1%.

La tension drain source  $V_{DSI}$  et le courant de phase  $I_{ph1}$  de la Figure 5.15 montrent que les contraintes tension-courant sur l'interrupteur du haut sont réduites lors de l'amorçage par rapport aux contraintes du blocage. Au point de fonctionnement illustré, cela se traduit par une réduction d'un facteur 2 des contraintes. Développé par la suite dans la partie rendement (§3.3.4), la forte ondulation permet de réduire les pertes par commutation dans les interrupteurs car les composants GaN possèdent des énergies à l'amorçage plus importantes que les énergies au blocage.

Les courants de phase sont légèrement déséquilibrés. La présence d'un entrefer est bénéfique (§5.3.3) car le déséquilibre des courants ne provoque pas la saturation du circuit

magnétique. Les rapports cycliques générés par le FPGA sont identiques mais l'équilibrage des courants est extrêmement sensible à de faibles variations de tension moyenne appliquée sur les bobinages. Dans notre cas, nous avons trouvé qu'une variation de 2 nano-secondes dans les délais de propagation et/ou durée de commutation était suffisante pour créer ces déséquilibres.

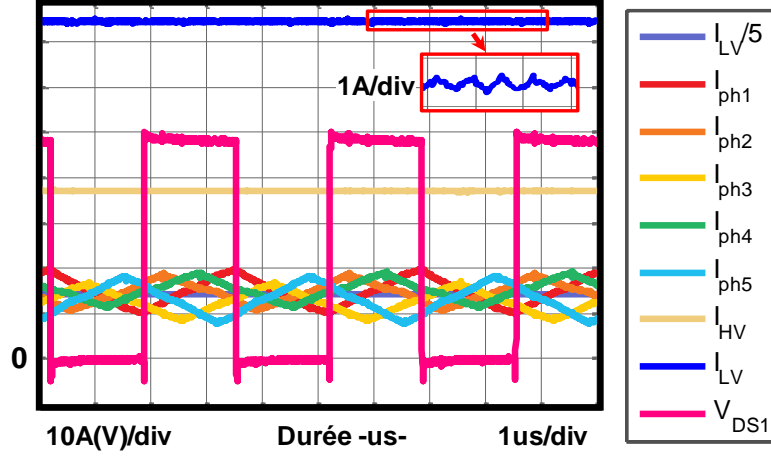


Figure 5.15 : Formes d'ondes expérimentales - conversion 48V vers 24V

( $P_{HV}=1842W$ ,  $P_{LV}=1792W$ ,  $f_{sw}=300kHz$ ,  $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5MHz$ ,  $t_{temps\ mort}=15ns$ ,  $I_{ph1}=15.8A$ ,  $I_{ph2}=15.6A$ ,  $I_{ph3}=13.5A$ ,  $I_{ph4}=16.1A$ ,  $I_{ph5}=14.1A$ )

### 5.4.3 Rendement

#### 5.4.3.1 Energies de commutation

La mesure des énergies de commutation des composants 100V a été réalisée sur la carte 5 phases [52] avec la méthode d'opposition (§3.3.4.1). La Figure 5.16 montre les énergies de commutation à l'amorçage et au blocage pour différentes tensions. Spécificité des composants GaN, l'énergie à l'amorçage est plus importante que l'énergie au blocage. A courant nul, l'énergie est égale à  $Q_{OSS}(V_{DS}) \cdot V_{DS}$ .

Par exemple, dans le cas de l'amorçage de l'interrupteur du haut à courant commuté nul, la tension aux bornes de l'interrupteur du bas passe d'une tension quasi-nulle à la tension commutée (§4.3.2). Ce faisant, la capacité de sortie se charge et atteint une énergie égale à  $0.5 \cdot Q_{OSS}(V_{DS}) \cdot V_{DS}$ . La charge  $Q_{OSS}$  est déduite à partir de l'intégrale de la capacité parasite non linéaire  $C_{OSS}$  en fonction de la tension drain source  $V_{DS}$ . La charge de la capacité de sortie s'accompagne d'une énergie égale dissipée dans les éléments résistifs de la maille de commutation. L'énergie se dissipe principalement dans l'interrupteur du haut qui est l'élément le plus résistif du circuit. En effet, pour charger une capacité d'une énergie  $E$  dans un circuit RC série, une énergie  $2E$  est nécessaire. Les énergies à courant nul sont déduites à partir de la caractéristique  $C_{OSS}(V_{DS})$  fournie par la spécification technique du fabricant, raison pour laquelle une faible différence est observée avec les mesures.

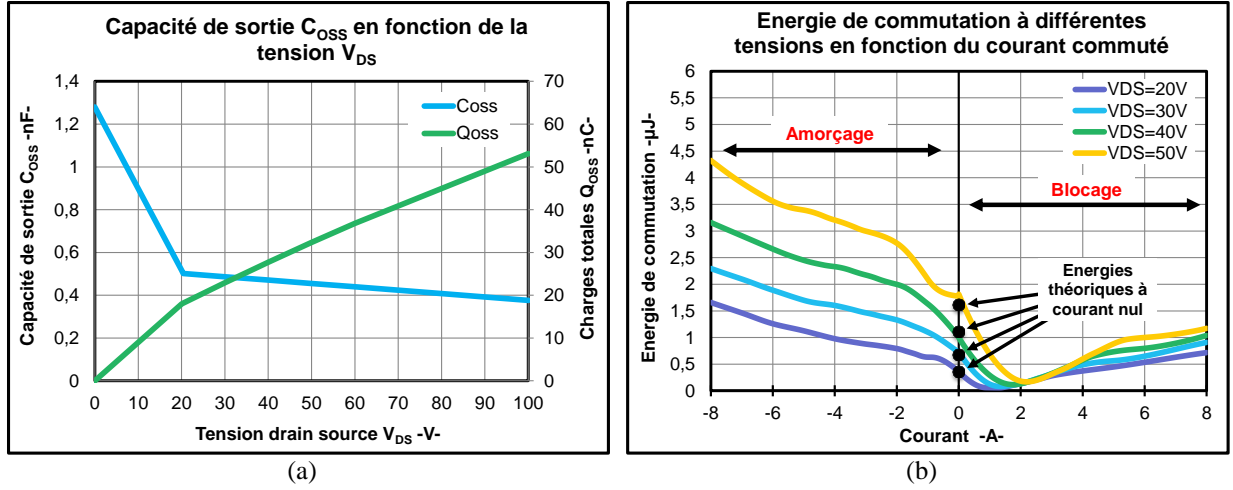


Figure 5.16 : (a) allure de la capacité de sortie  $C_{oss}$  simplifiée et charges  $Q_{oss}$  associées en fonction de la tension drain source  $V_{DS}$  (b) énergie de commutation à différentes tensions commutées en fonction du courant commuté

### 5.4.3.2 Résultats

La Figure 5.17 montre le rendement théorique et expérimental obtenus pour les conversions 48V vers 24V et 48V vers 12V. Le rendement expérimental est déduit à partir de la puissance d'entrée et de sortie mesurées. Le détail des pertes est présenté à la Figure 5.18. Les pertes par conduction  $P_{cond}$  sont calculées à partir du courant efficace dans les interrupteurs de puissance et de la valeur de la résistance passante maximale à 25°C des composants de puissance fournie dans les spécifications techniques du fabricant. Les pertes par commutation  $P_{sw}$  sont calculées à partir des énergies de commutation présentées au chapitre précédent. Pour rappel, les pertes associées aux temps morts sont comprises dans les pertes par commutation. Les pertes dans les drivers ne sont pas représentées car elles sont négligeables devant les autres pertes. Les pertes fer du coupleur  $P_{ICT}$  sont indépendantes du courant et évaluées à 11.65W et 9.6W pour des tensions de sorties de 24V et 12V. Le flux magnétique a été estimé dans le coupleur à partir d'un modèle aux reluctances et les pertes fer ont été calculées à partir d'un modèle iGSE [141]. Enfin, les pertes bobinages  $P_{wind}$  représentent les pertes Joules associées à la composante continue du courant.

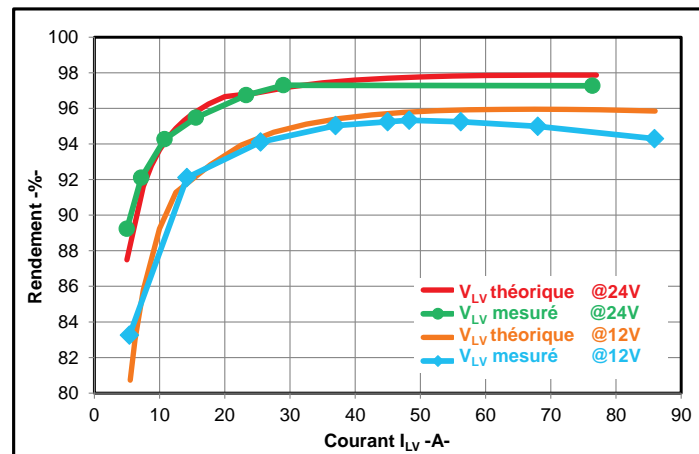


Figure 5.17 : Comparaison des rendements mesuré et théorique à différentes tension  $V_{LV}$  en fonction du courant  $I_{LV}$  ( $V_{HV}=48V$ ,  $f_{sw}=300kHz$ ,  $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5MHz$ ,  $t_{temps\ mort}=15ns$ )

Les rendements mesurés sont très proches des rendements théoriques. La faible différence de rendement à fort courant peut s'expliquer par la non prise en compte des pertes par

conduction associées à la composante alternative du courant [22] et de l'augmentation des résistances avec la température (GaN, bobinages).

Avec les composants eGaN FETs, une ondulation importante du courant de phase est favorable à la réduction des pertes par commutation. En effet, les courbes des énergies de commutation de la Figure 5.16 montrent que l'énergie à l'amorçage est 3 fois plus élevée que l'énergie au blocage [52]. Dans ce contexte, une ondulation importante permet de réduire les contraintes sur le composant lors de l'amorçage et de réduire les pertes totales par commutation. Les bénéfices sont encore plus prononcés à faible courant de phase lorsque le courant commuté est négatif à l'amorçage (fonctionnement en ZVS).

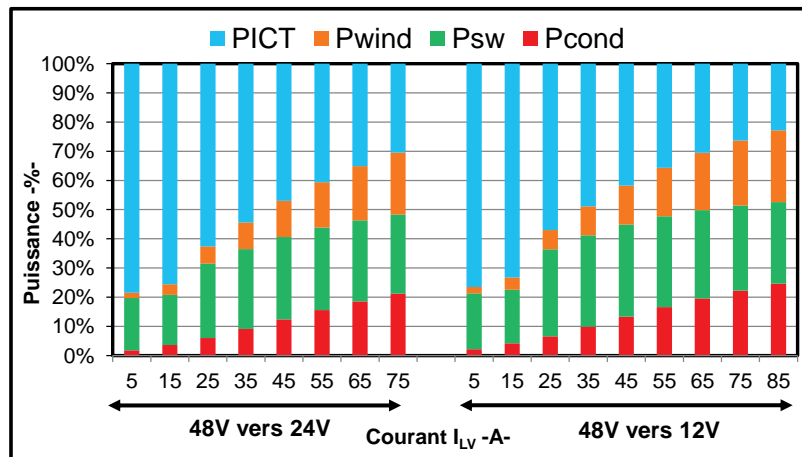


Figure 5.18 : Répartition des pertes à différentes tension  $V_{LV}$  en fonction du courant  $I_{LV}$  ( $V_{HV}=48V$ ,  $f_{sw}=300kHz$ ,  $f_{ILV\text{ apparente}}=1.5MHz$ ,  $t_{temps\ mort}=15ns$ )

La puissance maximale mesurée de la carte de puissance 5 phases pour une conversion 48V vers 24V est d'environ 1.8kW avec un rendement de 97% et une fréquence apparente du courant  $I_{LV}$  de 1.5MHz. Le courant maximal atteint 86A soit 17.6A de courant moyen par phase lors de la conversion 48V vers 12V avec un rendement maximal de 95.3% à 48A et une chute de 1% du rendement au courant maximal. Par précaution, le temps mort utilisé lors de ces mesures est de 15ns. Très probablement, des rendements supérieurs pourraient être atteints avec un temps mort optimal (§4.3.2).

## 5.5 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a présenté un convertisseur 5 phases entrelacé et magnétiquement couplé fonctionnant à haute fréquence de commutation avec des composants GaN. Les premiers composants GaN montrent de très bonnes figures de mérite annonciatrices de composants très performants. Pour atteindre de hauts rendements, les éléments parasites des boîtiers (composant GaN, circuit de commande) et les éléments parasites de la carte de puissance se révèlent particulièrement critiques. Avec des boîtiers LGA possédant des éléments parasites intrinsèques très faibles, le routage du PCB se doit d'être optimisé. Une solution collective de refroidissement a été investiguée afin de remédier à la faible performance thermique du PCB multicouche. Le routage proposé est issu d'un compromis entre la minimisation des inductances parasites et la thermique des composants. Les résultats montrent une très faible valeur d'inductance maille qui réduit les pertes et qui diminue les surtensions aux bornes des composants.

Le contrôle des courants différentiels requiert une haute résolution sur le rapport cyclique ce qui devient difficile à haute fréquence de commutation avec des cartes de contrôle digital. L'entrefer augmente la tolérance du circuit magnétique vis-à-vis des courants différentiels ce qui est un avantage pour éviter la saturation du coupleur. Néanmoins, l'entrefer augmente le courant magnétisant conduisant à un courant de phase dont la composante dominante est à la fréquence de commutation. L'ondulation importante des courants de phases réduit les pertes totales par commutation dans les composants GaN du fait que l'énergie à l'amorçage est plus de 3 fois supérieure à l'énergie au blocage. Néanmoins, de fortes ondulations augmentent les pertes par conduction dans les composants de puissance et les pertes Joule dans le PCB.

Le prototype (110mm×62mm, 51g) utilisant des composants GaN et fonctionnant à une fréquence de commutation de 300kHz (la fréquence apparente du courant  $I_{LV}$  est de 1.5MHz) atteint une puissance maximale mesurée d'environ 1.8kW (97%,  $V_{LV}=24V$ ) et un courant maximal de 86A (94%,  $V_{LV}=12V$ ).



# Conclusion générale et perspectives

---

Le contexte énergétique actuel semble favorable au développement des énergies renouvelables (EnRs). Afin de remédier au caractère intermittent et imprévisible de leur production d'énergie électrique, les EnRs doivent être couplées avec des solutions de stockage. Le découplage entre l'énergie et la puissance du système de stockage font de la batterie hydrogène une technologie prometteuse. Présentée au Chapitre 1, la pile à combustible et l'électrolyseur PEM possèdent une caractéristique spécifique basse tension fort courant. Dans le cas de la chaîne de conversion étudiée, un convertisseur DC-DC est nécessaire afin d'adapter les niveaux de tensions des composants électrochimiques au bus continu du convertisseur DC-AC connecté au réseau électrique. Dans le but d'améliorer le rendement des convertisseurs statiques deux axes de recherches ont été présentés. Le premier axe de recherche concerne un aspect topologie, le second axe de recherche a une orientation plus technologique avec l'étude de nouveaux composants de puissance.

Le Chapitre 2 présente la topologie 'miroir'. L'étude théorique de la topologie miroir montre un grand potentiel avec la possibilité d'atteindre de hauts rendements à fort ratio de conversion contrairement aux structures série ou parallèle conventionnelles dont le rendement est très fortement pénalisé à haut ratio de conversion. Deux expérimentations dans le Chapitre 3 confirment le fort potentiel de la topologie. La première expérimentation met en œuvre le convertisseur miroir en mode abaisseur de tension avec une conversion 270V vers 28V et 540V vers 28V. La topologie proposée possède un meilleur rendement que la topologie parallèle de référence. De plus, le caractère série est mis en exergue puisque les composants 600V peuvent être utilisés pour la conversion 540V ce qui n'est pas le cas de la topologie buck parallèle. La seconde expérimentation valide l'intérêt de l'utilisation du convertisseur miroir en mode élévateur de tension pour connecter la pile à combustible considérée dans la thèse avec le bus continu. Par rapport à la topologie de référence série, le convertisseur miroir possède un meilleur rendement et peut atteindre, à partir des mêmes cellules de commutation, une puissance plus importante.

Le Chapitre 4 est une introduction à la technologie des composants de puissance au nitrure de gallium (GaN). Les premiers composants disponibles sont très prometteurs bien que possédant une grande marge de progression. Les caractéristiques des premiers composants disponibles sont présentées. Le Chapitre 5 met en œuvre des composants GaN 100V dans un convertisseur multicellulaire buck 5 phases avec un circuit magnétique intégré dans le PCB. La conception de la carte de puissance permet de rappeler l'impact des éléments parasites sur les pertes du convertisseur. Le routage proposé permet de minimiser les pertes par commutation et offre la possibilité d'utiliser un dissipateur commun à tous les composants GaN. Les mesures de rendement 48V vers 24V et 48V vers 12V montrent les formes d'ondes d'un transformateur inter-cellules à faible couplage entre phases. Conséquence du faible couplage, la forte ondulation du courant dans les phases permet de réduire les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance du fait d'une énergie à l'amorçage plus importante que l'énergie au blocage des composants GaN. Avec une fréquence apparente du courant de sortie de 1.5MHz, la carte 5 phases atteint des puissances et des rendements élevés.



## **Perspectives :**

L'étude théorique portant sur le convertisseur DC-DC a montré le fort potentiel de la structure miroir par rapport aux structures conventionnelles à partir de la puissance commutée des cellules de commutation qui est une image des pertes. Le dimensionnement détaillé s'est attardé sur le cas miroir buck et miroir boost. Il serait intéressant de généraliser le dimensionnement à tous les cas de figures.

Récents, les composants GaN ouvrent de nombreuses voies d'investigations. Entrepris durant la thèse avec la réalisation d'un convertisseur DC-DC 3 niveaux à capacité flottante, la mise en série de composants GaN mérite d'être explorée. L'une des motivations de la mise en série de composants GaN est l'absence actuelle de composants GaN de fort calibre en tension. Conjuguées avec l'emploi de composants très performants de faible calibre en tension, les topologies séries présentent de nombreux avantages qui peuvent permettre l'augmentation de la densité de puissance des convertisseurs tout en gardant un haut rendement. Une autre voie d'investigation concerne le management thermique des composants GaNs. Bien que générant de faibles pertes, celles-ci sont difficiles à évacuer du fait des faibles surfaces d'échange du composant GaN. Evoquée dans la partie expérimentale de la thèse, la commande de composants rapides peut s'avérer délicate avec des commandes numériques. Augmenter la fréquence d'horloge est une solution mais elle va de pair avec l'augmentation du coût de la partie commande. Des solutions analogiques, de préférence modulaires, pourraient être une solution appropriée à cet effet. Pour finir, l'utilisation à de hautes fréquences de composants discrets GaN montre rapidement ses limites. Afin d'exploiter au mieux les performances des composants GaN à de hautes fréquences de commutation, l'intégration dans une même puce des composants de puissance de la cellule de commutation, des condensateurs de découplage de la cellule de commutation et du circuit de commande semble préférable.

# Références

- [1] I. Labach, «Caractérisation et modélisation des piles à combustible et électrolyseurs PEM à conditions opératoires variables en vue de leur association», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2014.
- [2] B. Morin, «Hybridation d'une pile à combustible par des supercondensateurs : vers une solution passive et directe», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2013.
- [3] O. Rallières, «Modélisation et caractérisation de piles à combustible et Electrolyseurs PEM», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2011.
- [4] M.-C. Pera, D. Hissel, H. Gualous et C. Turpin, «Electrochemical Components», Wiley-ISTE, 2013.
- [5] F. Gailly, «Alimentation électrique d'un site isolé à partir d'un générateur photovoltaïque associé à un tandem électrolyseur/pile à combustible (batterie H<sub>2</sub>/O<sub>2</sub>)», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2011.
- [6] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier et T. Meynard, «Interactions Between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n°2, pp. 670,678, March 2007.
- [7] D. Bang Viet, «Conception d'une interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG), Grenoble, France, 2006.
- [8] J.-P. Ferrieux et F. Forest, «Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance : Principes, composants, modélisation», Dunod, 2006 - 3ème édition.
- [9] O. Rallières, «Dimensionnement et évaluation énergétique de convertisseurs dérivés du boost pour la conversion très basse tension fort courant», Mémoire Ingénieur CNAM, Toulouse, France, 2005.
- [10] E. Abdoulin et A. Lidow, «Single-Stage 48V-1V DC-DC Conversion Simplifies Power Distribution While Significantly Boosting Conversion Efficiency», EPC - Application Note, AN006, 2011.
- [11] H. Foch, M. Metz, T. Meynard, H. Piquet et F. Richardeau, «Des dipôles à la cellule de commutation», *Technique de l'Ingénieur*, D3075, 2006.
- [12] H. Foch, M. Metz, T. Meynard, H. Piquet et F. Richardeau, «Synthèse fonctionnelle des interrupteurs dans la cellule de commutation», *Technique de l'Ingénieur*, D3076, 2008.
- [13] A. Rufer et P. Barrade, «Cours d'électronique de puissance - Conversion DC/DC», Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Lausanne, Suisse.
- [14] H. Mabboux et O. Parrot, «Alimentation sans coupure à neutre traversant, comportant un hacheur-élévateur double». Brevet FR2713030, 1995-05-02.
- [15] D. Bang Viet, Y. Lembeye, J. Ferrieux, J. Barbaroux et Y. Avenas, «New high power - high ratio non isolated DC-DC boost converter for Fuel cell applications,» *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1,7, 18-22 June 2006.

- [16] V. Sabaté, «Traction électrique ferroviaire - Convertisseurs et moteurs», Technique de l'Ingénieur, D5502, 1998.
- [17] A. Nabae, I. Takahashi et H. Akagi, «A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,» *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vols. IA-17, n° 5, pp. 518 - 523, 1981.
- [18] T. Meynard et H. Foch, «Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique». Brevet FR2679715, 1993-01-29.
- [19] T. Bruckner et S. Bernet, «The active NPC converter for medium-voltage applications,» *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, pp. 84,91, Oct. 2005.
- [20] V. Costan, «Convertisseurs Parallèles Entrelacés : Etude des Pertes Fer dans les Transformateurs Inter-cellules», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2007.
- [21] N. Bouhalli, «Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2009.
- [22] B. Cougo, «Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters for Parallel MultiCell Converters», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2010.
- [23] N. Videau, T. Meynard, G. Fontes et D. Flumian, «A Non-isolated DC-DC Converter with InterCell Transformer for Buck-type or Boost-type Application Requiring High Voltage Ratio and High Efficiency,» *PCIM (Power Control and Intelligent Motion) Europe 2013*, May 2013.
- [24] X. Roboam, B. Sareni et A. Andrade, «More Electricity in the Air: Toward Optimized Electrical Networks Embedded in More-Electrical Aircraft,» *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 6, n°4, pp. 6,17, Dec. 2012.
- [25] S. Linder, «Power Semiconductors», EPFL Press - Collection : Electrical engineering, 2006.
- [26] S. Kharitonov, M. Petrov, D. Korobkov, M. Maslov et T. Zhoraev, «A principle of calculation dynamic and static power losses with hard-switching IGBT,» *Electron Devices and Materials, 2005. Proceedings. 6th Annual. 2005 International Siberian Workshop and Tutorials on*, pp. 147,149, July 2005.
- [27] D. Graovac et M. Pürschel, «IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters», Infineon - Application Note.
- [28] B. Backlund, R. Schnell, U. Schlapbach, R. Fischer et E. Tsyplakov, «Applying IGBTs», ABB - Application Note, 2012.
- [29] F. Forest, T. Meynard, J.-J. Huselstein, D. Flumian, C. Rizet et A. Lacarnoy, «Design and Characterization of an Eight-Phase-137-kW Intercell Transformer Dedicated to Multicell DC-DC Stages in a Modular UPS,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, n°11, pp. 45,55, Jan. 2014.
- [30] F. Lee et Q. Li, «High-Frequency Integrated Point-of-Load Converters: Overview,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, n°9, pp. 4127,4136, Sept. 2013.
- [31] N. Videau, J. Brandelero, T. Meynard, V. Bley, D. Flumian, E. Sarraute et G. Fontes, «5-Phase Interleaved Buck Converter with Gallium Nitride Transistors,» *Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2013 IEEE Workshop on*, Oct. 2013.
- [32] D. Reusch, F. Lee, D. Gilham et Y. Su, «Optimization of a high density gallium nitride based non-isolated point of load module,» *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 2914,2920, Sept. 2012.

- [33] S. Ji, D. Reusch et F. Lee, «High frequency high power density 3D integrated Gallium Nitride based point of load module,» *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 4267,427, Sept. 2012.
- [34] T. Meynard, B. Cougo et J. Brandelero, «Design of differential mode filters for two-level and multicell converters,» *Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM), 2013 IEEE 11th International Workshop*, pp. 1,6, June 2013.
- [35] M. Meynard, «Disruptive and Enabling Technologies for Power Electronics Integration,» *Workshop Intégration en Electronique de Puissance, CNRS, Paris, France*, June 2013.
- [36] P. Davancens, «Etude de l'équilibrage naturel des courants dans les convertisseurs multicellulaires parallèle. Validation expérimentale sur une structure à MCT», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 1997.
- [37] T. Meynard, F. Forest, E. Laboure, V. Costan, A. Cuniere et E. Sarraute, «Monolithic Magnetic Couplers for Interleaved Converters with a High Number of Cells,» *Integrated Power Systems (CIPS), 2006 4th International Conference on*, June 2006.
- [38] F. Forest, T. Meynard, E. Labouré, V. Costan, E. Sarraute, A. Cuniere et T. Martire, «Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n°3, pp. 934,942, May 2007.
- [39] T. Meynard, F. Forest, F. Richardeau et E. Labouré, «Procédé et dispositif d'alimentation d'un coupleur magnétique». Brevet W 2007/006902, 2007-01-18.
- [40] G. Schrom, P. Hazucha, J. Lee, F. Paillet, T. Karnik et V. De, « Multiphase Transformer for a Multiphase DC-DC Converter». Brevet WO 2007005678, 2007-01-11.
- [41] A. Kelly, «Current Share in Multiphase DC-DC Converters Using Digital Filtering Techniques,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, n°1, pp. 212,220, Jan. 2009.
- [42] J. Abu-Qahouq, «Analysis and Design of N-Phase Current-Sharing Autotuning Controller,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, n°6, pp. 1641,1651, June 2010.
- [43] K. Hwu et Y. Chen, «Applying Differential-Mode Transformer to Current Sharing With Current Ripple Considered,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, n°7, pp. 2755,2771, July 2011.
- [44] M. Le Bolloch, «Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphasés à inductances couplées», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2010.
- [45] Z. Xiao, «Contrôle modulaire décentralisé -- Application aux convertisseurs multiphasés isolés entrelacés et magnétiquement couplés», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LAPLACE, Toulouse, France, 2013.
- [46] S. Sanchez, D. Risaletto, F. Richardeau, T. Meynard et E. Sarraute, «Pre-Design Methodology and Results of a Robust Monolithic InterCellTransformer (ICT) for Parallel Multicell Converter,» *IECON 2013 - 39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2013.
- [47] W. T. McLyman, «Transformer and Inductor Design Handbook», Marcel Dekker, Inc., 2011.

- [48] T. Meynard, «Using Multilevel Converters to Challenge Standart Designs,» *European PhD School , 14th edition , Gaeta, Italy*, May 2013.
- [49] G. Gateau, J. Régnier et A. Llor, «VHDL code generation for FPGA implementation of digital control with co-simulation step,» *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 850,855, March 2010.
- [50] G. Fontes, «Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'etude des interactions avec les convertisseurs statiques», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Laboratoire LEELI, Toulouse, France, 2005.
- [51] F. Forest, J.-J. Huselstein, S. Faucher, M. Elghazouani, P. Ladoux, T. Meynard, F. Richardeau et C. Turpin, «Use of opposition method in the test of high-power electronic converters,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol. 53, n°2, pp. 530,541, April 2006.
- [52] J. Brandelero, B. Cougo, T. Meynard et N. Videau, «A Non-Intrusive Method for Measuring Switching Losses of GaN Power Transistors,» *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE* , Nov. 2013.
- [53] B. Cougo, J. Brandelero, H. Schneider et T. Meynard, «Accurate switching energy estimation of parallel eGaN FETs for modern aircraft applications,» *WiPDA 2013 - 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, Oct. 2013.
- [54] B. Cougo et H. Schneider, «Accurate Switching Energy Estimation of Wide Bandgap Devices Used in Converters for Aircraft Applications,» *EPE 2013 - 15th European Conference on Power Electronics and Applications*, Sep. 2013.
- [55] «International Rectifier,» [En ligne]. Available: <http://www.irf.com>.
- [56] A. Libow, J. Strydom, M. de Rooij et Y. Ma, «GaN Transistors for Efficient Power Conversion», Power Conversion Publications - 1er édition, 2012.
- [57] J. Korec et C. Bull, «History of FET Technology and the Move to NexFET,» *Bodo's Power Systems*, pp. 44-45, May 2009.
- [58] L. M. Tolbert, B. Ozpineci, S. K. Islam et M. Chinthavali, «Wide Bandgap Semiconductors For Utility Applications,» *PES 2003 - IASTED International Conference on Power and Energy Systems*, Feb. 2003.
- [59] D. Reusch, «High Frequency, High Power Density Integrated Point of Load and Bus Converters», Thèse de doctorat, Institut Polytechnique et Université d'État de Virginie (Virginia Tech), Laboratoire CPES, Blacksburg, États-Unis, 2012.
- [60] L. Scheick, «Rad Effects in Emerging GaN Fets,» *NASA Electronic Parts and Packaging Program*, June 2012.
- [61] R. Patterson, L. Scheick, J. M. Lauenstein, M. Casey et A. Hammound, «Radiation and Thermal Cycling Effects on EPC1001 Gallium Nitride Power Transistors,» *NASA Electronic Parts and Packaging Program*, Nov. 2012.
- [62] P. J. Sellin et J. Vaitkus, «New materials for radiation hard semiconductor detectors,» *CERN OPEN 2005-005*, March 2005.
- [63] S. Dhawan, R. Khanna et R. Sumner, «Why DC-DC Converters for High Energy Physics?,» *PowerSoC12, The 3rd International Workshop on Power Supply on Chip*, Nov. 2012.
- [64] H. Schneider, J.-L. Sanchez et J. Achard, «The diamond for power electronic devices,» *EPE2005 - Power Electronics and Applications, European Conference on*, 2005.
- [65] T. Iwasaki, J. Yaita, H. Kato, T. Makino, M. Ogura, D. Takeuchi, H. Okushi, S. Yamasaki et M. Hatano, «600 V Diamond Junction Field-Effect Transistors Operated at

- 200 °C,» *Electron Device Letters*, 2014.
- [66] T. Iwasaki, Y. Hoshino, K. Tsuzuki, H. Kato, T. Makino, M. Ogura, D. Takeuchi, T. Matsumoto, H. Okushi, S. Yamasaki et M. Hatano, «Diamond semiconductor JFETs by selectively grown n+-diamond side gates for next generation power devices,» *Electron Devices Meeting (IEDM), 2012 IEEE International*, Dec. 2012.
  - [67] A. Nakata, «Enhancement Mode GaN Transistor Visual Characterization Guide,» *EPC - Application Note : AN010*, 2011.
  - [68] S. Xu, J. Korec, D. Jauregui, C. Kocon, S. Molly, H. Lin, G. Daum, S. Perelli, K. Barry, C. Pearce, O. Lopez et J. Herbsommer, «NexFET a new power device,» *Electron Devices Meeting (IEDM), 2009 IEEE International*, pp. 1,4, Dec. 2009.
  - [69] B. Yang, S. Xu, J. Korec, J. Wang, O. Lopez, D. Jauregui, C. Kocon, J. Herbsommer, S. Molloy, G. Daum, H. Lin, C. Pearce, J. Noquil et J. Shen, «NexFET generation 2, new way to power,» *Electron Devices Meeting (IEDM), 2011 IEEE International*, pp. 26.1.1,26.1.4, Dec. 2011.
  - [70] «Conversion Efficient Power,» [En ligne]. Available: <http://epc-co.com>.
  - [71] «Transphorm,» [En ligne]. Available: <http://www.transphormusa.com/>.
  - [72] «Systems GaN,» [En ligne]. Available: <http://www.gansystems.com/>.
  - [73] N. Ikeda, S. Kaya, J. Li, Y. Sato, S. Kato et S. Yoshida, «High power AlGaIn/GaN HFET with a high breakdown voltage of over 1.8 kV on 4 inch Si substrates and the suppression of current collapse,» *Power Semiconductor Devices and IC's, 2008. ISPSD '08. 20th International Symposium on*, pp. 287,290, May 2008.
  - [74] D. Reusch, D. Gilham, Y. Su et F. Lee, «Gallium Nitride based 3D integrated non-isolated point of load module,» *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 38,45, Feb. 2012.
  - [75] E. Al Alam, «Développement de briques technologiques pour la réalisation de transistor MOS de puissance en Nitrure de Gallium», Thèse de doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, Laboratoire LAAS-CNRS, Toulouse, France, 2011.
  - [76] N. Kaminski, «State of the art and the future of wide band-gap devices,» *EPE09 - Power Electronics and Applications, 2009,13th European Conference on*, Sep. 2009.
  - [77] K. Shenai, R. S. Scott et B. J. Baliga, «Optimum semiconductors for high-power electronics,» *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 36, n°9, pp. 1811,1823, Sep. 1989.
  - [78] C. Charbonniaud, «Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde», Thèse de doctorat, Université de Limoges, Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes, Limoges, France, 2005.
  - [79] T. Chow et R. Tyagi, «Wide bandgap compound semiconductors for superior high-voltage unipolar power devices,» *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, n°8, pp. 1481,1483, Aug. 1994.
  - [80] L. Scheick, «Gallium Nitride – Worth the Hype?,» *JPL/OSMS Assurance Technology Program Office (ATPO), NASA*, vol. 4, n°2, May 2012.
  - [81] R. Dingle, H. L. Störmer, A. C. Gossard et W. Wiegmann, «Electron mobilities in modulationdoped semiconductor heterojunction superlattices,» *Applied Physics Letters*, n°33, p. 665, 1978.
  - [82] D. Delagebeaudeuf et T. Linh Nuyen, «Transistor à effet de champ à fréquence de coupure élevée». Brevet FR2452791, 1980-10-24.

- [83] D. Delagebeaudeuf, P. Delescluse, P. Etienne, M. Laviron, J. Chaplart et N. T. Linh, «Two-dimensional electron gas m.e.s.f.e.t. structure,» *Electronics Letters*, vol. 16, n°17, pp. 667,668, Aug. 80.
- [84] T. Mimura, S. Hiyamizu, T. Fujii et K. Nanbu, «A New Field-Effect Transistor with Selectively Doped GaAs/n-Al,» *Japanese Journal of Applied Physics*, n°19, pp. 225-227, 1980.
- [85] T. Mimura, «High Electron Mobility Single Heterojunction Semiconductor devices». Brevet US4424525, 1984-01-03.
- [86] M. Asif Khan, J. N. Kuznia, J. M. Van Hove, N. Pan et J. Carter, «Observation of a twodimensional electron gas in low pressure metalorganic chemical vapor deposited GaNAl<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N heterojunctions,» *Applied Physics Letters*, n°60, p. 3027, 1992.
- [87] M. Asif Khan, A. Bhattarai, J. N. Kuznia et D. T. Olson, «High electron mobility transistor based on a GaNAl<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N heterojunction,» *Applied Physics Letters*, n°63, p. 1214, 1993.
- [88] J. Alamo, «The High-Electron Mobility Transistor at 30: impressive accomplishments and exciting prospects,» *Invited Plenary Session talk at International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology (CS MANTECH)*, pp. 17-22, May 2011.
- [89] U. K. Mishra, P. Parikh et Y.-F. Wu, «AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs-an overview of device operation and applications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, n°6, pp. 1022-1031, June 2002.
- [90] S. Bouzid-Driad, H. Maher, N. Defrance, V. Hoel, J. De Jaeger, M. Renvoise et P. Frijlink, «AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs on Silicon Substrate With 206-GHz FMAX,» *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 34, n°11, pp. 36-38, Jan. 2013.
- [91] M. Micovic, A. Kurdoghlian, P. Hashimoto, M. Hu, M. Antcliffe, P. Willadsen, W.-S. Wong, R. Bowen, I. Milosavljevic, A. Schmitz, M. Wetzels et D. Chow, «Ga<sub>N</sub> HFET for W-band Power Applications,» *Electron Devices Meeting, 2006. IEDM '06. International*, Dec. 2006.
- [92] Nobel, «Advanced information on the Nobel Prize in Physics 2000,» *The Royal Swedish Academy*, 2000.
- [93] O. Ambacher, J. Smart, J. Shealy, N. Weimann, K. Chu, M. Murphy, W. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, L. Wittmer, M. Stutzmann, W. Rieger et J. Hilsenbeck, «Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures,» *Journal of Applied Physics*, vol. 85, n°6, pp. 3222-3233, 1999.
- [94] H. M. Manasevit, «Single-Crystal Gallium Arsenide on Insulating Substrates,» *Applied Physics Letters*, vol. 12, n°4, pp. 156,159, Feb. 1968.
- [95] J. R. Arthur, «Interaction of Ga and As<sub>2</sub> Molecular Beams with GaAs Surfaces,» *Journal of Applied Physics*, vol. 39, n°8, pp. 4032,4034, Jul. 1968.
- [96] A. Y. Cho, «Film Deposition by Molecular-Beam Techniques,» *Journal of Vacuum Science and Technology*, vol. 8, n°5, pp. S31,S38, Sep 1971.
- [97] J. Enjalbert, «Etude des hétérostructures semi-conductrices III-nitrures et application au laser UV pompé par cathode à micropointes», Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier – Grenoble 1, Laboratoire de Spectrométrie Physique de Grenoble, Grenoble, France, 2004.
- [98] N. Grandjean et J. Massies, «Les nitrures d'éléments III : des semiconducteurs III-V singuliers ?,» *Images de la physique - CNRS*, pp. 28-35, 2001.



- 
- [99] M. Conner, «Transphorm: GaN power devices prove their worth at higher voltages,» *Interview of Carl Blake conducted and edited by Margery Conner*, July 2011.
  - [100] A. P. Grzegorzczuk, «GaN grown on sapphire by MOCVD - Material for HEMT structures -», Thèse de doctorat, Université Radboud de Nimègue, Nimègue, Pays-Bas, 2006.
  - [101] G. Soubercaze-Pun, «De l'Etude en Bruit Basse Fréquence à la Conception d'un Oscillateur en Bande-X à partir de transistors AlGaIn/GaN HEMT», Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, Laboratoire LAAS-CNRS, Toulouse, France, 2007.
  - [102] S. Fanget, «Matériaux et hétérostructures à base de nitrures d'éléments III en phase cubique et hexagonale pour l'optoélectronique», Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), Laboratoire de Physique de la Matière, Lyon, France, 2002.
  - [103] M. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka et D. Ueda, «GaN power switching devices,» *IPEC 2010 - Power Electronics Conference*, June 2010.
  - [104] E. Yu, X. Z. Dang, P. Asbeck, S. Lau et G. Sullivan, «Spontaneous and piezoelectric polarization effects in III-V nitride heterostructures,» *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 17, n°4, pp. 1742,1749, 1999.
  - [105] M. Leroux, N. Grandjean, M. Laugt, J. Massies, B. Gil, P. Lefebvre et P. Bigenwald, «Quantum confined Stark effect due to built-in internal polarization fields in (Al,Ga)N/GaN quantum wells,» *Physical Review B*, vol. 58, n°20, pp. R13371--R13374, Nov. 1998.
  - [106] S. Ji, «High Frequency, High Power Density GaN-Based 3D Integrated POL Modules », Thèse de master, Institut Polytechnique et Université d'État de Virginie (Virginia Tech), Laboratoire CPES, Blacksburg, États-Unis, 2013.
  - [107] R. V. White, «Putting GaN To Work In Your Power Supply - Seminar,» *APEC2012 - Applied Power Electronics Conference and Exposition, Twenty-Seventh Annual IEEE*, Feb. 2012.
  - [108] Y. Ma, «EPC GaN Transistor Application Readiness: Phase One Testing,» *EPC - Reliability Report*, 2010.
  - [109] Y. Cai, Y. Zhou, K. Chen et K. Lau, «High-performance enhancement-mode AlGaIn/GaN HEMTs using fluoride-based plasma treatment,» *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 26, n°7, pp. 435,437, July 2005.
  - [110] J.-S. Moon, D. Wong, T. Hussain, M. Micovic, P. Deelman, M. Hu, M. Antcliffe, C. Ngo, P. Hashimoto et L. McCray, «Submicron enhancement-mode AlGaIn/GaN HEMTs,» *Device Research Conference, 2002. 60th DRC. Conference Digest*.
  - [111] W. Saito, Y. Takada, M. Kuraguchi, K. Tsuda et I. Omura, «Recessed-gate structure approach toward normally off high-Voltage AlGaIn/GaN HEMT for power electronics applications,» *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 53, n°2, pp. 356,362, Feb. 2006.
  - [112] V. Kumar, A. Kuliev, T. Tanaka, Y. Otoki et I. Adesida, «High transconductance enhancement-mode AlGaIn/GaN HEMTs on SiC substrate,» *Electronics Letters*, vol. 39, n°24, pp. 1758,1760, Nov. 2003.
  - [113] Y. Uemoto, M. Hikita, H. Ueno, H. Matsuo, H. Ishida, M. Yanagihara, T. Ueda, T. Tanaka et D. Ueda, «Gate Injection Transistor (GIT)—A Normally-Off AlGaIn/GaN Power Transistor Using Conductivity Modulation,» *Electron Devices, IEEE*

- Transactions on*, vol. 54, n°12, pp. 3393,3399, Dec. 2007.
- [114] N. Kaneko, O. Machida, M. Yanagihara, S. Iwakami, R. Baba, H. Goto et A. Iwabuchi, «Normally-off AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFETs using NiO<sub>x</sub> gate with recess,» *Power Semiconductor Devices & IC's, 2009. ISPSD 2009. 21st International Symposium on*, pp. 25,28, June 2009.
  - [115] O. Hilt, F. Brunner, E. Cho, A. Knauer, E. Bahat-Treidel et J. Wurfl, «Normally-off high-voltage p-GaN gate Ga<sub>N</sub> HFET with carbon-doped buffer,» *Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2011 IEEE 23rd International Symposium on*, pp. 239,242, May 2011.
  - [116] S. Tamura, Y. Anda, M. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka et D. Ueda, «Recent Advances in Ga<sub>N</sub> Power Switching Devices,» *CSICS 2010 - Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, Oct. 2010.
  - [117] S. Hamady, F. Moranco, B. Beydoun, P. Austin et M. Gavelle, «A new concept of enhanced-mode Ga<sub>N</sub> HEMT using fluorine implantation in the Ga<sub>N</sub> layer,» *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, Sept. 2013.
  - [118] K. Chen, L. Yuan, M. Wang, H. Chen, S. Huang, Q. Zhou, C. Zhou, B. K. Li et J. Wang, «Physics of fluorine plasma ion implantation for Ga<sub>N</sub> normally-off HEMT technology,» *Electron Devices Meeting (IEDM), 2011 IEEE International*, Dec. 2011.
  - [119] X. Hu, G. Simin, J. Yang, M. A. Khan, R. Gaska et M. Shur, «Enhancement mode AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFET with selectively grown pn junction gate,» *Electronics Letters*, vol. 36, n°8, pp. 753,754, Apr. 2000.
  - [120] D. Aggeler, J. Biela et J. Kolar, «Controllable dv/dt behaviour of the SiC MOSFET/JFET cascode an alternative hard commutated switch for telecom applications,» *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 1584,1590, Feb. 2010.
  - [121] N. Idir, R. Bausiere et J. Franchaud, «Active gate voltage control of turn-on di/dt and turn-off dv/dt in insulated gate transistors,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, n°4, pp. 849,855, July 2006.
  - [122] P. Lefranc et D. Bergogne, «State of the art of dv/dt and di/dt control of insulated gate power switches,» *Proceedings of the Conference Captech IAPI, Power Supply and Energy Management for Defence Applications*, 2007.
  - [123] M. Moreau, N. Idir, P. Le Moigne et J.-J. Franchaud, «Utilization of a behavioural model of motor drive systems to predict the conducted emissions,» *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 4387,4391, June 2008.
  - [124] EPC, «Enhancement Mode ga<sub>N</sub> Transistor Visual Characterization Guide,» *EPC - Application note AN010*, 2011.
  - [125] EPC, «Second Generation eGa<sub>N</sub> Fets are Lead Free and Offer Improved Performance,» *EPC - Application note AN013*.
  - [126] S. Colino et R. Beach, «Fundamentals of Gallium Nitride Power Transistors,» *EPC - Application note AN002*, 2011.
  - [127] EPC, «EPC2001,» [En ligne]. Available: [http://epc-co.com/epc/documents/datasheets/EPC2001\\_datasheet.pdf](http://epc-co.com/epc/documents/datasheets/EPC2001_datasheet.pdf).
  - [128] Z. Chen, D. Boroyevich, R. Burgos et F. Wang, «Characterization and modeling of 1.2 kv, 20 A SiC MOSFETs,» *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 1480,1487, Sept. 2009.
  - [129] R. Khanna, W. Stanchina et G. Reed, «Effects of parasitic capacitances on gallium nitride heterostructure power transistors,» *Energy Conversion Congress and Exposition*

- (*ECCE*), 2012 *IEEE*, pp. 1489,1495, Sept. 2012.
- [130] Z. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, F. Wang et S. Leslie, «Modeling and simulation of 2 kV 50 A SiC MOSFET/JBS power modules,» *Electric Ship Technologies Symposium, 2009. ESTS 2009. IEEE*, pp. 393,399, April 2009.
- [131] X. Ren, D. Reusch, S. Ji, Z. Zhang, M. Mu et F. Lee, «Three-level driving method for GaN power transistor in synchronous buck converter,» *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 2949,2953, Sept. 2012.
- [132] J. Strydom et D. Reusch, «Dead-Time Optimization for Maximum Efficiency,» *White paper: WP012 - EPC*, 2013.
- [133] Y. Xi, M. Chen, K. Nielson et R. Bell, «Optimization of the drive circuit for enhancement mode power GaN FETs in DC-DC converters,» *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 2467,2471, Feb. 2012.
- [134] J. Brandelero, B. Cougo, N. Videau, X. Bonnin, T. Meynard, O. Goualard et H. Schneider, «Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap,» *Symposium de Génie Electrique (SGE2014)*, July 2014.
- [135] ON, «Universal Footprint for SOFL Package,» *ON Semiconductor - Application note AND9137/D*, 2013.
- [136] IRF, «DirectFET Technology - Board Mounting Application Note,» *IRF - Application note AN-1035*, 2013.
- [137] B. Cougo, J. Brandelero, H. Schneider et T. Meynard, «Accurate switching energy estimation of parallel eGaN FETs for modern aircraft applications,» *Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2013 IEEE Workshop on*, Oct. 2013.
- [138] B. Yang et J. Zhang, «Effect and utilization of common source inductance in synchronous rectification,» *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, vol. 3, pp. 1407,1411, March 2005.
- [139] D. Reusch et J. Strydom, «Understanding the Effect of PCB Layout on Circuit Performance in a High-Frequency Gallium-Nitride-Based Point of Load Converter,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, n°4, pp. 2008,2015, April 2014.
- [140] X. Bonnin, J. Brandelero, N. Videau, H. Piquet et T. Meynard, «A High Voltage High Frequency Resonant Inverter for Supplying DBD Devices with Short Discharge Currents,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2014.
- [141] K. Venkatachalam, C. Sullivan, T. Abdallah et H. Tacca, «Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters,» *Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on*, pp. 36,41, June 2002.