

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE
Faculté de génie
Département de génie électrique et de génie informatique

IMPACT DE L'UTILISATION DE COMPOSANTS AU CARBURE DE SILICIUM SUR LA MISE EN ŒUVRE D'UN CHARGEUR BIDIRECTIONNEL

Mémoire de maîtrise
Spécialité : génie électrique

Pascal-André FORTIN

Jury : Maxime R. DUBOIS (directeur)
João PEDRO TROVÃO
Yves BÉRUBÉ-LAUZIÈRE

Résumé

Le nombre grandissant de véhicules électriques implique une grande quantité d'accumulateurs devant être alimentés par le réseau électrique. Le principe d'échange d'énergie véhicule-réseau (V2G) permet des transferts énergétiques bidirectionnels entre le réseau et les véhicules électriques. Il est ainsi possible de compter sur ces accumulateurs pour alimenter le réseau.

Le chargeur intégré assure l'interface entre le réseau et ces accumulateurs. Son rendement constitue un élément majeur de la viabilité du principe V2G. Son caractère mobile est tout aussi important puisque cet appareil est intégré au véhicule.

Les semi-conducteurs au carbure de silicium (SiC) présentent une percée substantielle pour atteindre le rendement et la densité énergétiques nécessaires pour un tel convertisseur. Les impacts de l'utilisation du SiC dans la conception et la mise en œuvre d'un chargeur bidirectionnel seront démontrés dans ce mémoire.

La topologie du convertisseur est initialement déterminée puis dimensionnée pour les paramètres de l'étude, soit en tension et puissance. Les simulations du convertisseur exposent les différences entre une solution n'utilisant que des composants au SiC à une seconde n'utilisant que des composants au silicium (Si) traditionnellement utilisés. Une dernière solution combinant les deux types de composant a aussi été évaluée.

Finalement, la mise en œuvre d'un chargeur bidirectionnel prototype démontre des phénomènes distincts entre les solutions exposant l'impact des semi-conducteurs au carbure de silicium sur le rendement du convertisseur bidirectionnel.

Mots-clés : échange d'énergie véhicule-réseau (V2G), semi-conducteurs au carbure de silicium (SiC), chargeur bidirectionnel, véhicule électrique.

Remerciements

Premièrement, j'aimerais remercier mon directeur de recherche Maxime Dubois pour son support et son implication dans ce projet. Ses conseils techniques et professionnels auront su guider ma compréhension de l'électronique de puissance et des véhicules électriques. Son appui lors de ma participation à des conférences a permis de faire de ces activités des opportunités des plus enrichissantes.

J'aimerais aussi remercier le professeur Christian Gagné qui a financé les activités de recherche en lien avec ce projet.

Mes remerciements vont également aux membres du jury soit le professeur João Pedro Trovão et le professeur Yves Bérubé-Lauzière qui m'ont accordé de leur temps pour réviser ce mémoire.

Un merci à tous mes collègues du groupe énergie pour leur collaboration et leur aide à différents niveaux. J'aimerais très certainement souligner Justin Lemay avec qui j'ai eu la chance de vivre cette expérience de recherche. Merci pour ton aide et ton écoute constante pour tout ce qui était pertinent et parfois un peu moins.

Merci à ma famille pour leurs encouragements et particulièrement à Gina Bouchard en qui j'ai su reconnaître un exemple de persévérance et qui m'a initialement introduit et convaincue de débiter l'aventure des études de cycles supérieurs. J'admire son engouement et sa passion pour la recherche. Son support constant dans tous mes projets au cours des années parsemées de stages au loin a su m'aider à garder mes objectifs en tête.

Finalement, j'aimerais exprimer ma reconnaissance envers le personnel de soutien du département de génie électrique et informatique de l'Université de Sherbrooke. Principalement Chantal Puig, Denis Dufresne, Serge Caron et Sylvain Lauzier pour leur aide et grande disponibilité afin de répondre à mes nombreuses demandes.

Table des matières

Résumé.....	ii
Remerciements.....	iii
Liste des figures	viii
Liste des tableaux.....	xi
Liste des symboles	xii
Liste des acronymes.....	xvi
Chapitre 1 Introduction.....	1
1.1 Rendement du transfert énergétique.....	4
1.2 Le convertisseur bidirectionnel pour V2G.....	6
1.2.1 Optimisation des performances de l'électronique.....	7
1.3 Définition du projet de recherche.....	8
1.3.1 Objectifs du projet de recherche	9
1.4 Structure du mémoire.....	10
Chapitre 2 État de l'art.....	11
2.1 <i>Vehicle-To-Grid</i>	11
2.1.1 Concept du V2G	11
2.1.2 Utilité du V2G.....	12
2.1.3 Rendement du V2G.....	12
2.1.4 Conclusions sur le V2G	13
2.2 L'électronique de puissance.....	14
2.2.1 Les topologies de convertisseur	14
2.2.2 Les pertes en électronique de puissance	19
2.2.3 Le contrôle	22

2.3	Le carbure de silicium	26
2.3.1	Historique de la technologie	26
2.3.2	Forme du carbure de silicium dans les semi-conducteurs	27
2.3.3	Comparaison des propriétés entre le silicium et le carbure de silicium.....	27
2.3.4	Performance des composants au carbure de silicium	28
2.3.5	Conclusion sur les composants au SiC	29
2.4	Conclusion de la revue de littérature.....	29
Chapitre 3	Modélisations et dimensionnement du chargeur bidirectionnel	30
3.1	Modélisations	30
3.1.1	Modélisation du hacheur synchrone	30
3.1.2	Modélisation de l'onduleur/redresseur	32
3.1.3	Modélisation des pertes et du rendement.....	33
3.1.4	Modélisation du transfert énergétique	37
3.1.5	Conclusion sur la modélisation.....	38
3.2	Dimensionnement.....	39
3.2.1	Spécifications recherchées	39
3.2.2	Dimensionnement du bus DC	40
3.2.3	Choix des semi-conducteurs	41
3.2.4	Choix de la fréquence de commutation	42
3.2.5	Dimensionnement de l'inductance de l'onduleur/redresseur.....	43
3.2.6	Dimensionnement de l'inductance et du condensateur du hacheur	44
3.2.7	Rendement du chargeur modélisé.....	44
3.3	Conclusion sur la modélisation et le dimensionnement.....	45
Chapitre 4	Mise en œuvre du chargeur bidirectionnel.....	46

4.1	Simulations.....	46
4.1.1	Simulations avec <i>Sim Power System</i> TM	47
4.1.2	Simulations avec LTSpice TM	49
4.1.3	Conclusion sur les simulations.....	55
4.2	Montages expérimentaux	56
4.2.1	Transformateur d'isolation et protection	56
4.2.2	Dimensionnement thermique.....	57
4.2.3	Choix de la plateforme d'implémentation de contrôle	58
4.2.4	Circuiterie d'adaptation	59
4.2.5	L'inductance du hacheur.....	60
4.2.6	Modularité des montages	61
4.3	Conclusion sur la mise en œuvre.....	62
Chapitre 5	Résultats.....	63
5.1	Retour sur les simulations	63
5.2	Résultats unitaires	64
5.2.1	Rendements du pont en recharge	64
5.2.2	Rendements du pont en transfert V2G.....	66
5.2.3	Rendements du hacheur en recharge.....	68
5.2.4	Rendement du hacheur en transfert V2G.....	70
5.2.5	Discussion sur les rendements unitaires	72
5.3	Rendement du transfert énergétique.....	73
5.3.1	Discussion sur le transfert énergétique	74
5.4	Comportement des interrupteurs en commutation	76
5.4.1	Considération des montages	77

5.4.2	Analyse du blocage de Qhi	77
5.4.3	Analyse de l'ouverture de Qhi	80
5.5	Conclusion sur les résultats	81
Chapitre 6	Conclusion	82
6.1	Sommaire	83
6.2	Contributions	85
6.3	Travaux futurs	85
6.3.1	Perspective de recherche sur le SIC	85
6.3.2	Perspective de recherche sur le V2G	86
Bibliographie	88

Liste des figures

Figure 1-1 Répartition des émissions de GES au Québec en 2010 (adapté de [2]).	1
Figure 1-2 Pertes encourues lors du transport de puissance (adapté de [12]).	5
Figure 1-3 Recharge inductive et par conduction de la Volvo C30 (adapté de [13], [14]).	7
Figure 2-1 Concept du V2G illustré [8].	11
Figure 2-2 Consommation énergétique de la Nouvelle-Angleterre 22/10/2010 adapté de [20].	13
Figure 2-3 Diagramme en bloc de l'architecture d'un chargeur bidirectionnel (adapté de [22]).	14
Figure 2-4 Classification des convertisseurs DC/DC abaisseurs de tension (adapté de [25]).	16
Figure 2-5 Forme d'onde de commutation de Casanellas [38].	21
Figure 2-6 Diagramme vectoriel des modes d'un chargeur bidirectionnel (adapté de [34]).	22
Figure 2-7 Topologie du chargeur bidirectionnel de Kicakigoglu [35].	23
Figure 2-8 Ondulation du courant de sortie en fonction de l'indice de modulation [39].	24
Figure 2-9 Génération du signal SPWM (adapté de [40]).	24
Figure 2-10 Logique utilisée pour l'hystérésis de courant de Dahono <i>et al.</i> [39].	25
Figure 2-11 Comparaison des pertes(W) des onduleurs SiC JFET et Si IGBT (adapté de [15]).	28
Figure 2-12 Pertes de l'onduleur lors d'un cycle AER (adapté de [47]).	29
Figure 3-1 Schéma des tensions et courants aux bornes de l'inductance du hacheur.	31
Figure 3-2 Modélisation de l'onduleur/redresseur.	32
Figure 3-3 Représentation du réseau et du chargeur.	38
Figure 3-4 Puissance de transfert maximale selon l'inductance L_c .	38
Figure 3-5 Pertes additionnées des semi-conducteurs de l'onduleur et du hacheur.	43
Figure 3-6 Rendement du chargeur bidirectionnel selon la fréquence de commutation.	45
Figure 4-1 Modèle Simulink du chargeur bidirectionnel.	47
Figure 4-2 Commande du pont Simulink.	48

Figure 4-3	Commande du hacheur synchrone Simulink.....	48
Figure 4-4	Paramètres simulés du chargeur à 3,3 kW.	49
Figure 4-5	Schéma LTSpice du hacheur synchrone FET +SBD SiC.	50
Figure 4-6	Tension de grille à l'ouverture de l'interrupteur du haut en simulation LTSpice.....	51
Figure 4-7	Pertes détaillées d'un cycle de la combinaison FET +SBD SiC.....	52
Figure 4-8	Pertes additionnées sur un cycle pour chaque combinaison.	53
Figure 4-9	Pertes additionnées à l'amorçage et au blocage de l'interrupteur du bas.	54
Figure 4-10	Schéma de l'isolation et de la protection du montage expérimental.....	56
Figure 4-11	Organigramme structurel du code du DSP TMS320f2812.....	58
Figure 4-12	Circuits d'adaptation du DSP.	59
Figure 4-13	Les deux concepts assemblés d'inductances du hacheur.	61
Figure 5-1	Schéma expérimental de la validation unitaire du pont en recharge.....	64
Figure 5-2	Rendement expérimental du pont à la recharge.	65
Figure 5-3	Forme de l'onde lors de la charge.....	65
Figure 5-4	Schéma expérimental de la validation unitaire du pont en transfert V2G.	66
Figure 5-5	Rendement expérimental du pont en transfert V2G.....	67
Figure 5-6	Forme de l'onde lors du transfert V2G.....	67
Figure 5-7	Schéma expérimental de la validation unitaire du hacheur.....	68
Figure 5-8	Rendement expérimental du hacheur dévolteur en recharge.	69
Figure 5-9	Cycle de commutation du hacheur lors de la charge à 100 kHz.	69
Figure 5-10	Rendement expérimental du hacheur survolteur lors de transfert V2G à 100 kHz. .	70
Figure 5-11	Cycle de commutation du hacheur survolteur lors du transfert V2G à 100 kHz.	71
Figure 5-12	Rendement du chargeur bidirectionnel en recharge.....	73
Figure 5-13	Comparaison lors du blocage de Q_{hi}	76

Figure 5-14 Capacité du CMF2012D.	79
Figure 5-15 Comparaison de l'ouverture de Qhi.	80

Liste des tableaux

Tableau 2-1 Comparaison des sources de puissance aux États-Unis en 2010 [12].	12
Tableau 2-2 Comparaison des topologies redresseur/onduleur de Erb et al. [23].	15
Tableau 2-3 Spectre de puissance et topologie de hacheur (adapté de [25], [26]).	17
Tableau 2-4 Topologies de hacheurs bidirectionnels [27]–[29].	18
Tableau 2-5 Propriétés du silicium et du carbure de silicium [25], [46].	27
Tableau 3-1 Énergie dissipée à la commutation des interrupteurs.	42
Tableau 4-1 Valeurs des paramètres utilisés en simulation Simulink.	50
Tableau 4-2 Valeurs des paramètres utilisés en simulation LTSpice	51
Tableau 4-3 Pertes simulées des composants dans LTSpice.	55
Tableau 4-4 Caractéristiques des dissipateurs de chaleur du prototype.	57
Tableau 4-5 Caractéristiques des inductances du hacheur.	60
Tableau 4-6 Les différents arrangements de montages utilisés.	62
Tableau 5-1 Rendements calculés aux fréquences d’opération.	63

Liste des symboles

symbole	unité	définition
A	$[Cm^2]$	Aire de surface
B	$[T]$	Densité de flux magnétique
C_x	$[F]$	Capacité du condensateur
E_D	$[J]$	Énergie perdue dans la diode
E_{act}	$[J]$	Perte en énergie lors de l'activation
E_i	$[J]$	Énergie perdue dans l'IGBT
E_{rr}	$[J]$	Perte en énergie lors du recouvrement
F	$[-]$	Fonction de modulation
f_s	$[Hz]$	Fréquence de commutation
$f_{réseau}$	$[Hz]$	Fréquence du réseau
h	$[W/cm^2*°C]$	Coefficient de transfert thermique
I_{bat}	$[A]$	Courant instantané de la pile
I_C	$[A]$	Courant instantané au collecteur
I_{CM}	$[A]$	Courant maximal du collecteur
I_{CN}	$[A]$	Courant instantané au collecteur spécifié
I_L	$[A]$	Courant de l'inductance
I_s	$[A]$	Sommation des courants RMS aux harmoniques
I_{s1}	$[A]$	Courant à fréquence fondamentale
I_{sc}	$[A]$	Courant court-circuit maximal au PCR
L_x	$[h]$	Valeur de l'inductance
M	$[-]$	Indice de modulation

symbole	unité	définition
n	$[-]$	Nombre de phases
P	$[W]$	Puissance active
P_{act}	$[W]$	Perte en puissance lors de la désactivation
P_D	$[W]$	Puissance perdue dans la diode
P_I	$[W]$	Puissance perdue dans l'IGBT
P_{off}	$[W]$	Perte en puissance lors de l'activation
P_{RR}	$[W]$	Perte de puissance lors du recouvrement
Q	$[W]$	Puissance transférée
Q_{grille}	$[C]$	Charge de la grille
Q_{hi}	$[-]$	Interrupteur haut du hacheur
Q_{low}	$[-]$	Interrupteur bas du hacheur
Q_{1-4}	$[-]$	Interrupteur 1 à 4 du pont
Q_{rrN}	$[C]$	Charge spécifiée de recouvrement
R_{dson_x}	$[\Omega]$	Résistance à l'état passant
R_{jc}	$[^{\circ}C/W]$	Résistivité thermique entre la jonction et le boîtier
R_x	$[\Omega]$	Valeur ohmique de la résistance
S	$[VA]$	Puissance apparente
t_{fN}	$[s]$	Temps de désactivation spécifié
t_r	$[s]$	Temps de montée
t_{rN}	$[s]$	Temps de montée spécifié
t_{rrN}	$[s]$	Temps de recouvrement spécifié
v	$[Cm^3]$	Volume

symbole	unité	définition
V_C	$[V]$	Tension du chargeur
V_{DC}	$[V]$	Tension aux bornes du condensateur
V_{CE}	$[V]$	Tension au collecteur-émetteur
V_{CEN}	$[V]$	Tension nominale au collecteur-émetteur
V_{CEO}	$[V]$	Tension de seuil au collecteur-émetteur
V_F	$[V]$	Tension directe de la diode
V_{FN}	$[V]$	Tension nominale directe de la diode
V_{FO}	$[V]$	Seuil de tension directe de la diode
V_{BUS}	$[V]$	Tension du bus DC
V_{pile}	$[V]$	Tension de la pile du VPE
V_{in}	$[V]$	Tension d'entrée
V_{out}	$[V]$	Tension de sortie
V_r	$[V]$	Tension du réseau
v_r	$[V]$	Tension instantanée du réseau
V_s	$[V]$	Tension de source
X_c	$[\Omega]$	Réactance
Z_{eq}	$[\Omega]$	Impédance équivalente du circuit
η_{SAF}	$[-]$	Efficacité du réseau de la source à la fiche
η_{V2G}	$[-]$	Efficacité du transfert V2G
η_{pile}	$[-]$	Rendement de la pile
$\eta_{chargeur}$	$[-]$	Rendement du chargeur
$\eta_{distribution}$	$[-]$	Rendement du système de distribution

symbole	unité	définition
$\eta_{\text{convertisseur}}$	$[-]$	Rendement du convertisseur
ω_0	$[Rad]$	Fréquence fondamentale
ΔI	$[A]$	Ondulation crête-crête du courant
ΔT	$[^{\circ}C]$	Différence de température
ΔV	$[V]$	Ondulation crête-crête de la tension
α	$[Rad]$	Angle de phase
β	$[Rad]$	Angle de phase du courant
δ	$[-]$	Rapport cyclique du MLI
τ	$[s]$	Période de découpage de l'onduleur
φ	$[Rad]$	Phase entre tension et courant

Liste des acronymes

Acronyme	Définition
C	Carbone
CFP	Correction du facteur de puissance
D	Diode
DAB	Double pont actif
DSP	<i>Digital signal processor</i>
ESL	<i>Equivalent series inductance</i>
FP	Facteur de puissance
FRQNT	Fonds de recherche du Québec – Nature et technologies
GES	Gaz à effet de serre
IGBT	<i>Insulated-gate bipolar transistor</i>
JFET	<i>Junction gate field-effect transistor</i>
MLI	Modulateur de largeur d'impulsion
MOSFET ou FET	<i>Metal-oxide semiconductor field-effect transistor</i>
OSC	Onduleur à source de courant
OST	Onduleur à source de tension
PI	Proportionnel-intégral
PID	Proportionnel-intégral-dérivé
PQ	<i>Power quality</i>
SAE	Société de l'ingénierie automobile
SAF	Source à fiche
SBD	<i>Schottky barrier diode</i>
Si	Silicium
SiC	Carbure de silicium
SPWM	<i>Sinus pulse width modulator</i>

Acronyme	Définition
TDH	Taux de distorsion harmonique
UDDS	<i>Urban dynamometer driving schedule</i>
V2B	<i>Vehicle-to-Building</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
V2H	<i>Vehicle-to-Home</i>
VPE	Véhicule à propulsion électrique
ZVS	Commutation à zéro tension
ZCS	Commutation à zéro courant

Chapitre 1 Introduction

L'augmentation d'émanations de gaz à effet de serre (GES) par l'homme a des répercussions sur l'environnement. À l'heure où les seuils de concentration de CO₂ considérés critiques sont franchis [1], des changements importants doivent diminuer la contribution humaine à ces gaz.

Au Québec, en 2010, l'émanation de GES provenait principalement du milieu industriel et des transports (Figure 1-1). Le domaine du transport, représentant 42,4 % des émissions de GES au Québec, se voit une cible de choix pour réduire ces émissions. Plus précisément, 33,3 % des émissions totales de GES proviennent du transport routier. Afin de supporter les demandes grandissantes du domaine du transport routier, il existe des solutions alternatives de propulsion qui ont un meilleur rendement que les moteurs à combustion interne répandus depuis les années 1920.

Les véhicules hybrides sont apparus sur nos routes il y a plus de 15 ans. Aujourd'hui, le parc de véhicules à propulsion électrique (VPE) se voit grandement diversifié avec l'introduction de véhicules électriques et hybrides branchables. Leur motorisation électrique inclut des

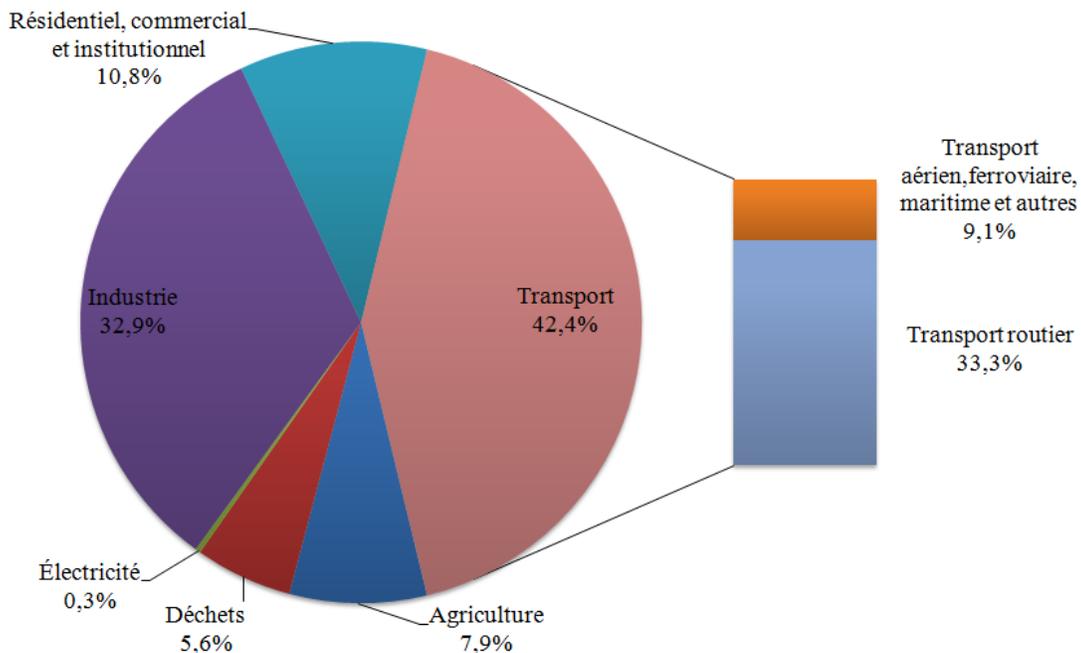


Figure 1-1 Répartition des émissions de GES au Québec en 2010 (adapté de [2]).

accumulateurs chimiques (piles) qui font l'objet de recherches intensives ces dernières années. L'énergie embarquée d'un VPE peut être de quelques centaines de watts-heures à près d'une centaine de kilowatt-heures selon le modèle. Ces kilowatt-heures sont stockés dans la pile alimentant la chaîne de propulsion et les accessoires des VPE. En comparaison, un véhicule conventionnel utilisant uniquement un moteur à combustion porte quelques centaines de kilowatt-heures d'énergie en fonction de la taille du réservoir d'essence [3].

Les véhicules hybrides disposent normalement d'une pile de plus petite taille que les véhicules complètement électriques. Ils s'appuient sur un moteur à combustion interne qui œuvre de concert avec leur propulsion électrique. Les accumulateurs sont rechargés principalement par la surpuissance du moteur à combustion où le reste de l'énergie produite est transmis aux piles. Ceci permet d'obtenir un rendement supérieur du moteur à combustion. De plus, une autre stratégie de recharge des hybrides consiste à utiliser la chaîne de traction électrique pour appliquer un couple inverse afin de ralentir le véhicule, convertissant ainsi l'énergie cinétique en énergie électrique.

Les véhicules hybrides branchables ont la capacité additionnelle de recharger leur accumulateur par le réseau électrique. Ils disposent généralement d'une pile de plus grande dimension que les hybrides non branchables, ce qui leur procure une plus grande autonomie en utilisation seulement électrique.

Les véhicules mus uniquement par une source électrique sont équipés d'une pile leur permettant une autonomie variée et adaptée à divers besoins. Cette pile se voit rechargée principalement par le réseau électrique et par l'entremise du freinage régénératif. L'obtention d'une importante autonomie des VPE implique une plus grande quantité d'énergie électrique et par le fait même, de plus grands accumulateurs.

Une diversité grandissante de VPE est offerte par plusieurs manufacturiers, accélérant l'insertion de ceux-ci sur les routes. Il est légitime de croire que la popularité croissante des VPE imposera une charge accrue sur le réseau électrique lors de leur recharge.

Hydro-Québec annonçait en 2013 que le réseau actuel pouvait supporter plus d'un million de VPE [4]. Parallèlement, il est annoncé depuis plusieurs mois que la production énergétique au Québec est excédentaire. En effet, Hydro-Québec dévoile ses surplus énergétiques ainsi que les conséquences économiques de ces surplus, soit l'augmentation des tarifs pour les consommateurs [5]. La demande en puissance des VPE sur le réseau électrique coïncide donc avec un contexte actuel de surplus énergétique. À priori, cette situation devrait favoriser l'implantation de ce nouveau mode de transport durable tout en apportant la charge requise au réseau.

Il est possible d'avoir de grandes réserves de puissance, mais de ne pas pouvoir y accéder adéquatement afin de couvrir la demande instantanée en puissance du réseau. La construction et l'expansion des divers générateurs sont donc de mise pour le support ponctuel en puissance du réseau. Cette justification est détaillée dans le prochain chapitre. Les véhicules électriques déchargés font un appel de puissance important lorsque connectés au réseau. Cet appel de puissance s'ajoute à la demande actuelle. C'est donc avec cette variable supplémentaire que la problématique d'alimentation des VPE se complexifie.

Plusieurs scénarios onéreux, dont l'expansion du réseau, sont envisageables pour pallier à cette nouvelle pointe de puissance requise par les VPE en recharge. Les plus connus incluent l'agrandissement des centrales existantes ou encore la construction de générateurs d'appui. Parmi les solutions alternatives à considérer, il existe des avenues de stockage d'énergie, telles que l'utilisation de turbines-pompes, d'accumulateurs électrochimiques ou encore de volants d'inertie avancés, qui pourraient soutenir le réseau lors de périodes de pointe [6], [7].

Le concept de *Vehicle-To-Grid*, ou V2G, consiste à utiliser les piles des VPE branchés au réseau comme réserve d'énergie (d'où son appellation « énergie véhicule-réseau »). Cette source d'énergie serait accessible rapidement pour le support et la régulation du réseau. Selon ce concept, les véhicules seraient chargés lorsque la demande est faible et pourraient, plus tard, supporter le réseau lors des périodes de pointe [8]. Ce concept implique donc nécessairement un dispositif bidirectionnel permettant le transfert de la puissance électrique entre le réseau et le véhicule.

Le contexte de surplus énergétique actuel et particulier au Québec est très différent de celui des autres provinces canadiennes ou de pays étrangers. À l’opposé, la situation énergétique mondiale des nombreux réseaux électriques comporte, de manière générale, des lacunes de puissance pour le support en masse des VPE. Les deux contextes, soit de lacune ou de surplus énergétique, quoiqu’opposés, se voient bonifiés par l’application du concept V2G.

1.1 Rendement du transfert énergétique

Le rendement des transferts bidirectionnels entre le réseau et les piles doit être le plus grand possible. Autrement, les pertes encourues lors d’un transfert inefficace dissiperaient une importante partie de la puissance réellement accessible des VPE. Les pertes de puissance sont présentes dès qu’on emmagasine l’énergie, la convertit, la régule ou la transmet. La Figure 1-2 illustre la répartition des pertes lors du transfert énergétique d’un fournisseur d’électricité jusqu’aux consommateurs.

La puissance provient du producteur et de ses multiples centrales de production. Le rendement de la conversion primaire dépend de la source qui alimente une centrale. Dans le cas des centrales hydro-électriques très répandues au Québec, le rendement de la conversion de l’énergie mécanique à électrique est supérieure à 90 % [9]. Le rendement de la génération à partir d’autres sources comme les carburants varie entre 32 et 60 % selon les technologies utilisées [10]. La puissance électrique recueillie est ensuite transmise vers les centres de transformation à proximité des centres urbains par des lignes de transport à haute tension. Au Québec, le transport à haute tension occasionne des pertes de transport moyennes de 5,2 % [11].

Le réseau de distribution assure ensuite l’acheminement de cette puissance à haute tension vers une tension moyenne en vue de la distribuer sur le territoire et, finalement, jusqu’à la borne de recharge pour VPE. La puissance électrique est convertie par le convertisseur bidirectionnel vers la tension d’utilisation de la pile du VPE connecté au réseau. Les pertes au niveau du chargeur peuvent être attribuées à plusieurs facteurs dont la qualité de ses composants, l’isolation et la technique de conversion de la puissance.

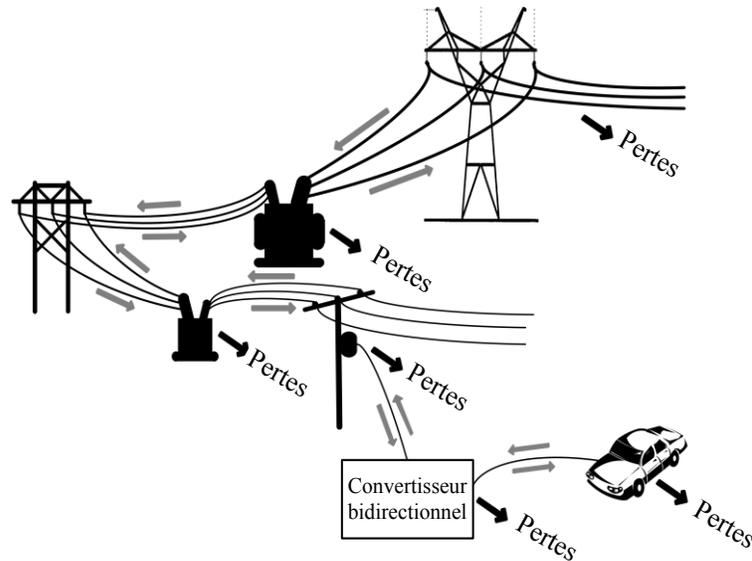


Figure 1-2 Pertes encourues lors du transport de puissance (adapté de [12]).

Finalemnt, les cellules qui constituent une pile emmagasinent l'énergie électrique. Elles ont aussi des pertes reliées à la réaction chimique non idéale qui s'effectue lors de leur recharge ou leur décharge. Le rendement d'un accumulateur au lithium, constitué de plusieurs cellules au lithium, varie selon son courant de charge ou de décharge, sa résistance interne, son état de charge ainsi que d'autres paramètres spécifiques à sa chimie et à sa construction. Les pertes sont donc spécifiques à ces caractéristiques qui diffèrent entre chaque VPE.

Lorsque le VPE retourne l'énergie au réseau, les piles se déchargent vers le réseau de distribution via le convertisseur bidirectionnel. Cette puissance est donc disponible pour supporter diverses charges connectées au réseau. Le rendement général des piles, du convertisseur bidirectionnel et du réseau de distribution est primordial étant donné leur double sollicitation.

L'amélioration du réseau de distribution est onéreuse en raison de la nature des composants à moyenne tension. De plus, l'étendue géographique d'un réseau de distribution apporte des difficultés supplémentaires d'implantation. Du côté des accumulateurs au lithium, les manufacturiers et centres de recherche veillent à optimiser les différentes réactions chimiques

et les composants afin de diminuer les coûts et d'augmenter les performances comme la densité de puissance, la durée de vie et le poids.

1.2 Le convertisseur bidirectionnel pour V2G

Ce mémoire porte sur l'implémentation du troisième élément primordial du transfert énergétique entre le VPE et le réseau : le chargeur de l'accumulateur électrique. Actuellement, la majorité des VPE sont munis d'un chargeur unidirectionnel, permettant uniquement la recharge des piles des véhicules. Une interface bidirectionnelle est requise afin de permettre un transfert d'énergie des piles vers le réseau. Le chargeur, étant déjà essentiel au véhicule, peut être adapté afin de permettre le flux bidirectionnel d'énergie.

Le chargeur est l'interface avec le réseau électrique. Celui-ci peut être à l'intérieur ou à l'extérieur du VPE. Lorsque présent à l'intérieur du VPE, le chargeur se connecte à une borne de recharge à l'extérieur du véhicule ou encore directement à une prise électrique. Il existe aussi des bornes de recharge qui intègrent les étages de conversion énergétique et qui permettent une connexion directe à l'accumulateur. Le chargeur est alors considéré hors du VPE. Le principal avantage de cette configuration est de fournir une puissance de recharge beaucoup plus grande au VPE. Cette recharge plus rapide est obtenue par l'utilisation de composants souvent plus lourds et dispendieux qui ne seraient pas accessibles dans la conception d'un chargeur interne au VPE.

Les normes déjà en place permettent le transfert d'énergie via les deux méthodes (chargeur interne ou externe). Actuellement, les infrastructures qui utilisent un chargeur interne au VPE sont plus répandues et accessibles. Il est intéressant de distinguer l'utilisation distincte des deux types de chargeurs. La recharge utilisant le chargeur interne est convoitée lorsque le véhicule n'est pas sollicité par l'utilisateur pour de longues périodes. À l'opposé, la recharge utilisant un chargeur externe (rapide) est utilisée principalement pour parcourir de plus grandes distances et donc sollicitée lorsque le VPE est en mouvement. De cette distinction d'utilisation, il est raisonnable de considérer la recharge externe au véhicule seulement pour une charge rapide et unidirectionnelle des VPE. La recharge utilisant un chargeur interne au véhicule est plus adaptée

au concept V2G étant donné l'accessibilité de plus grande durée au VPE. Cette étude considère uniquement un chargeur interne au véhicule.

Il est possible de faire un transfert énergétique de manière inductive ou directement avec une connexion. Les deux méthodes nécessitent tout de même des étapes de conversion de puissance à l'intérieur du VPE. Chacune des deux approches comporte des avantages et des inconvénients. Brièvement, un transfert inductif demande un positionnement optimal du VPE et la création d'un champ magnétique important. La Figure 1-3 illustre le fonctionnement des deux interfaces. L'approche par conduction choisie dans ce mémoire pour sa simplicité permet une connexion directe et efficace, mais expose la connectique à une fatigue mécanique et aux éléments au fil du temps.

1.2.1 Optimisation des performances de l'électronique

Les semi-conducteurs utilisés dans l'intégration de chargeurs actuels et dans la majorité des applications électroniques sont à base de silicium (Si). Abondant, facile d'accès et bon marché, le silicium offre des performances adaptées aux multiples applications génériques.

Les applications en électronique de puissance impliquent généralement des tensions et courants élevés, des fréquences de commutation des interrupteurs élevés ou encore des températures d'opération plus élevées. Ces critères combinés sont responsables de pertes non négligeables dans les semi-conducteurs utilisés. Les composants au Si ont des tolérances de tension de claquage et de température qui peuvent limiter leur zone d'opération en électronique de puissance.

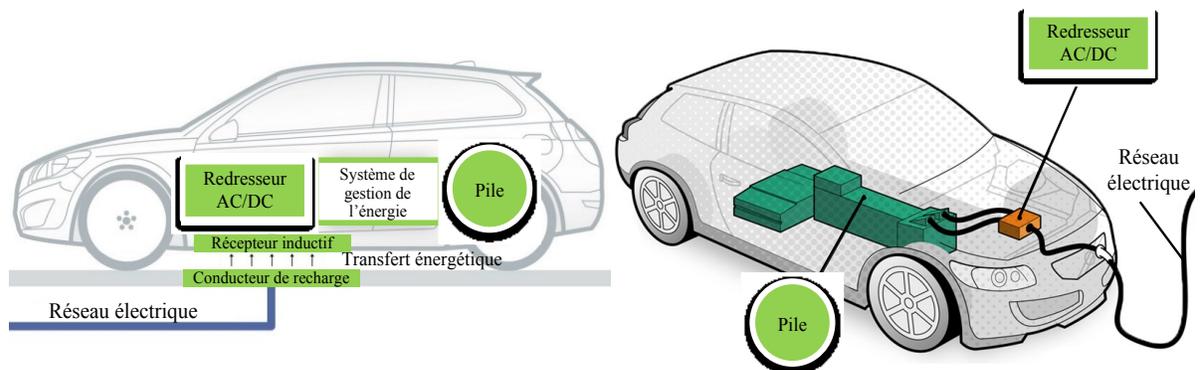


Figure 1-3 Recharge inductive et par conduction de la Volvo C30 (adapté de [13], [14]).

De nouveaux matériaux aux caractéristiques convoitées se sont intégrés au monde des semi-conducteurs tel que le carbure de silicium (SiC) qui a été proposé en tant que matériau potentiel de remplacement du silicium dans des applications d'électronique de puissance [15]. Les multiples composants à base de SiC sont étudiés par plusieurs fabricants de semi-conducteurs. Leur popularité provient de leurs performances à plus haute température, de leur haute tension de claquage ainsi que de leur faible résistivité équivalente. De plus, plusieurs caractéristiques propres au SiC lui concèdent un avantage marqué pour l'électronique de puissance. Celles-ci seront détaillées au chapitre suivant.

Pour l'application du chargeur bidirectionnel, l'utilisation de composants au SiC aurait le potentiel de réduire les pertes de conversion de puissance comparativement à l'utilisation de composants au Si. Cette réduction des pertes permettrait, en plus d'augmenter le rendement, de réduire les exigences en matière de refroidissement, ce qui réduirait la taille et le poids du chargeur. Les composants passifs du chargeur pourraient aussi se voir plus légers et plus petits. Le volume et le poids sont des paramètres qui affectent la conception et les performances complètes du VPE.

D'autres matériaux sont actuellement étudiés pour leurs performances intéressantes dans la construction des semi-conducteurs. Ce mémoire ne s'en tiendra qu'aux composants SiC en raison de leur accessibilité actuelle sur le marché dans les formats de composants les plus populaires. L'accessibilité à la technologie est importante pour la mise en œuvre du chargeur.

1.3 Définition du projet de recherche

Ce mémoire a pour but de répondre à l'interrogation suivante :

« Quel est l'impact de l'utilisation de composant au SiC sur la mise en œuvre d'un chargeur bidirectionnel? »

L'impact de l'utilisation de semi-conducteurs au SiC est en premier lieu modélisé pour en comprendre les avantages. L'implémentation de cette technologie dans un chargeur bidirectionnel permettra ensuite de répondre à l'interrogation précédente.

1.3.1 Objectifs du projet de recherche

L'objectif global du mémoire est de :

« Présenter les bénéfices de l'implémentation de composants au SiC lors de la mise en œuvre d'un chargeur bidirectionnel et comparer à une mise en œuvre équivalente de composants en Si. »

Cet objectif global se subdivise en une partie d'analyse, une seconde de conception et une dernière de validation lors de la mise en œuvre. L'influence sur le rendement général doit être présente tout au long de l'étude pour être ultimement validée expérimentalement.

Le premier sous-objectif consiste en une étude des gains occasionnés par le SiC comparativement au Si. Il importe d'y décrire le dimensionnement adéquat des composants du circuit en fonction de cette nouvelle technologie.

La puissance du chargeur est déterminée selon des critères tels le temps de recharge désiré, le volume et la masse. Un modèle de simulation sur MATLAB^{MC}/Simulink^{MC} est utilisé pour valider les principes d'échanges d'énergie ainsi que les algorithmes de contrôle. Des modèles détaillés sur LTSpice^{MC} sont établis pour comprendre en détail les pertes des composants d'électronique de puissance. Le gain des composants au SiC y est analysé pour sa mise en œuvre.

Le second sous-objectif consiste à effectuer la conception des circuits et l'intégration physique du chargeur afin d'exposer les défis de la mise en œuvre de l'électronique de puissance. Les phénomènes non idéaux des composants peu détaillés dans les modèles y sont analysés et réduits afin d'augmenter le rendement. Les algorithmes de contrôle et d'asservissement qui assurent le fonctionnement efficace sont implémentés dans le microprocesseur choisi. Ceux-ci permettent le fonctionnement normal et sécuritaire des étapes de conversion du chargeur.

Finalement, le dernier sous-objectif consiste à procéder à une validation unitaire et complète en laboratoire. Chaque sous-système du chargeur doit être validé pour garantir le fonctionnement attendu et apporter les corrections nécessaires afin de bien exposer les avantages de la technologie proposée. La validation complète permet de démontrer le fonctionnement du

chargeur V2G. Quelques systèmes qui affectent peu l'étendue de l'étude seront simplifiés pour des fins expérimentales. Ces simplifications et hypothèses seront détaillées au chapitre 5. Les mesures de rendement sont effectuées sur la plage d'utilisation du chargeur pour en mesurer les performances.

1.4 Structure du mémoire

Cette introduction succincte veillait à présenter le contexte, la problématique et les objectifs du mémoire. Le chapitre 2 couvre l'état de l'art en débutant par l'historique du transfert V2G. La littérature sur l'électronique de puissance, primordiale pour l'implantation du chargeur, est ensuite présentée. L'historique et les performances détaillées du SiC termine la revue de la littérature.

Le chapitre 3 porte sur la modélisation et le dimensionnement électronique du chargeur bidirectionnel. La mise en équation des topologies sélectionnées pour les différentes étapes de conversion de puissance y est présentée. Le chargeur bidirectionnel est dimensionné selon les spécifications. Ceux-ci permettent de déterminer les paramètres recherchés des composants conçus ou sélectionnés au chapitre 2.

Le chapitre 4 expose les simulations et la mise en œuvre du chargeur bidirectionnel. Le choix des composants affectés par la mise en œuvre des semi-conducteurs au SiC y est détaillé. Les simulations présentées font la lumière sur le transfert énergétique dans les différentes étapes de conversion. Afin d'expliquer la logique du transfert de puissance bidirectionnel, les boucles de contrôle permettant le fonctionnement des étages de conversion y sont décrites. La conception des composants et leur impact sur les spécifications et les performances du chargeur y sont présentés.

Le chapitre 5 dévoile les résultats suite à la mise en œuvre d'un prototype en apportant un regard sur les conclusions des simulations et leur concordance avec les mesures obtenues. L'impact du SiC sur le rendement du transfert énergétique total y est démontré.

La conclusion du mémoire relate les contributions apportées en plus des perspectives futures liées au domaine d'étude.

Chapitre 2 État de l'art

2.1 Vehicle-To-Grid

2.1.1 Concept du V2G

Tel que mentionné brièvement dans l'introduction, le concept du V2G consiste à utiliser les piles des VPE branchés au réseau comme réserve de puissance. Cette source de puissance est accessible pour le support et la régulation du réseau, tel que schématisé à la figure 2-1, moyennant que des VPE soient branchés en tout temps sur le réseau pour que ce dernier ait accès à leur puissance. En moyenne, les véhicules personnels utilisés aux États-Unis sont en mouvement de 4 à 5 % de la durée d'une journée [16]. Cela suggère que les véhicules sont stationnés le reste du temps. Un VPE branché pourrait donc se recharger ou supporter le réseau. Un concept similaire, le *Vehicle-to-Home* (V2H), permet l'échange entre un bâtiment et les VPE s'y rattachant [17]. Un VPE peut alors servir de source auxiliaire de puissance en cas de panne du réseau. Il est intéressant de s'interroger sur la contribution en puissance des VPE face aux centrales en place. Une étude de Kempton *et al.* [16] compare la puissance du réseau électrique américain à celle de la flotte de véhicules des États-Unis en prenant compte de l'évolution rapide du marché. Une flotte hypothétique de VPE estimée à 25 % des véhicules en circulation aux États-Unis a été utilisée pour cette étude présentée au Tableau 2-1. Il est démontré que la puissance électrique totale disponible d'une telle flotte est supérieure à celle du réseau. La durée de disponibilité de cette puissance est un élément important à prendre en considération dans un contexte de compensation de la puissance active. Les véhicules « empruntent » la puissance du réseau dans un temps pour la remettre à un autre moment.

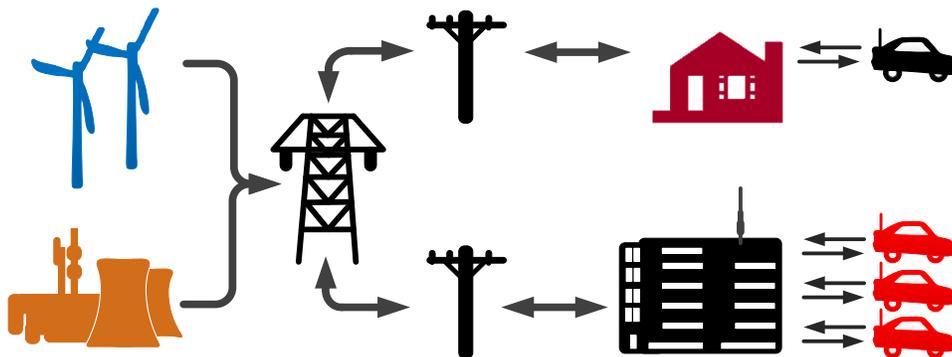


Figure 2-1 Concept du V2G illustré [8].

Tableau 2-1 Comparaison des sources de puissance aux États-Unis en 2010 [12].

	Réseau électrique	Flotte de véhicules	Flotte hypothétique avec 25 % de VPE
Nombre d'unités	9 351	176 000 000	44 000 000
Puissance moyenne par unité (kW)	64 000	111	15
Puissance totale (GW)	602	19 500	660
Temps de réponse	Minutes à quelques heures	Quelques secondes	Millisecondes à quelques secondes

Cette puissance empruntée a l'avantage d'être disponible rapidement. En comparaison, les centrales électriques actuelles peuvent prendre de quelques minutes à quelques heures pour fournir leur puissance maximale.

2.1.2 Utilité du V2G

Les VPE qui permettent le V2G deviennent alors des fournisseurs de puissance électrique et peuvent la transférer au réseau moyennant un coût défrayé par le producteur d'électricité pour le support du réseau. Actuellement, il existe quatre marchés pour l'appui du V2G : la production de base, les périodes de pointe, la réserve tournante (*spinning reserve*), et la régulation [16]. La production de base est la production continue des centrales électriques. Les périodes de pointes sont prévisibles et régulières tel qu'illustré à la Figure 2-2. La réserve tournante, sollicitée une vingtaine de fois par an, suralimente les générateurs en place pour couvrir des pannes de production. La régulation en fréquence et tension est sollicitée jusqu'à 400 fois par jour. Ces deux derniers sont les marchés les plus lucratifs convoités pour le V2G [18].

2.1.3 Rendement du V2G

Il existe plusieurs pertes dans le transfert de puissance. Une étude de Dehagnani *et al.* [12] somme les pertes impliquées lors du transfert V2G. Les rendements des piles au lithium de Zhang *et al.* [19] sont utilisés dans le calcul de Dehagnani *et al.* afin de mieux représenter les accumulateurs au lithium des VPE d'aujourd'hui.

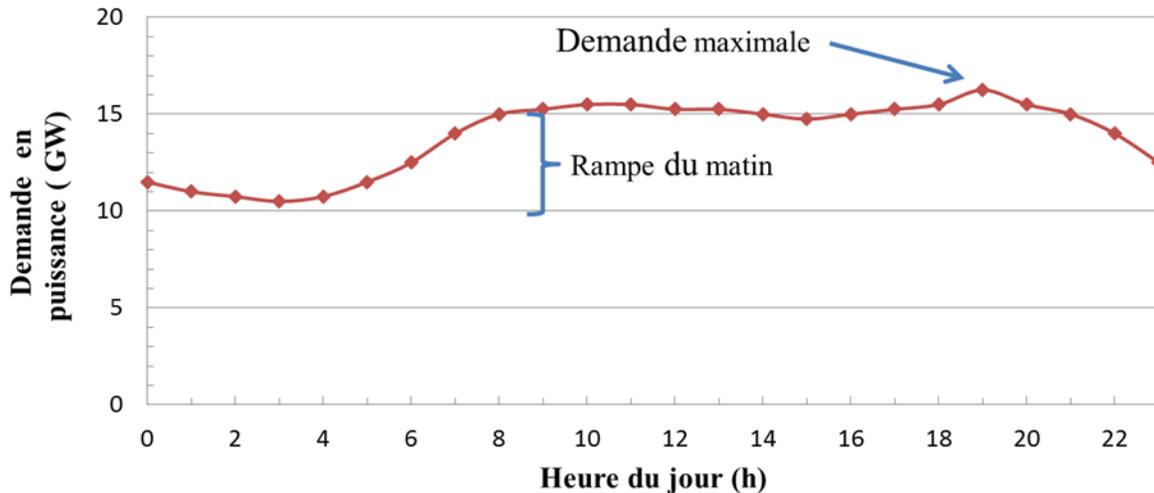


Figure 2-2 Consommation énergétique de la Nouvelle-Angleterre 22/10/2010 adapté de [20].

Les rendements impliqués dans le transfert à partir de la source d'énergie vers la pile du VPE sont détaillés par l'équation

$$\eta_{V2G} = \eta_{SAF} * \eta_{distribution} * \eta_{chargeur}^2 * \eta_{pile}^2 \quad (2-1)$$

$$\eta_{V2G} = 0,57 * 0,92 * 0,94^2 * 0,93^2 \cong 0,40$$

$$\eta_x = \text{Rendement}$$

η_{SAF} est le rendement combiné de la génération de puissance à partir de gaz naturel [3]. Au retour de puissance il est légitime de présumer que cette puissance sera consommée localement par d'autres charges. Le retour de puissance se termine donc avant le réseau de distribution. Environ 60 % de la puissance est perdu lors des conversions. Afin de comparer uniquement le rendement du transfert V2G, le rendement de la conversion initiale de la source énergétique η_{SAF} est ignoré. Le rendement du même calcul passe alors à 70 %.

2.1.4 Conclusions sur le V2G

Le V2G est un principe qui permet une meilleure gestion de la puissance avec l'inclusion des VPE. La régulation et la réserve tournante sont les applications les plus lucratives pour le concept du V2G. La puissance réelle disponible décrite par Kempton *et al.* [8], [16] est considérablement réduite par les pertes encourues lors du transfert. Il est donc pertinent de s'interroger sur les avenues possibles pour augmenter le rendement global du transfert.

2.2 L'électronique de puissance

2.2.1 Les topologies de convertisseur

De multiples topologies de convertisseurs avec leurs particularités exclusives existent en électronique de puissance. Les sous-sections suivantes portent sur les topologies de conversion AC/DC (redresseur) ainsi que DC/AC (onduleur). Seules les topologies monophasées seront présentées dans cette étude, car les normes de la Société de l'ingénierie automobile (SAE) proposent une connexion monophasée pour les VPE [21]. Par la suite, les topologies de conversion DC/DC (hacheur) permettant la bidirectionnalité sont présentées.

Pour l'application d'un chargeur bidirectionnel, l'étude de Musavi *et al.* [22] soutient qu'une architecture à deux étages, telle qu'illustrée à la Figure 2-3, est nécessaire pour rejeter les variations à basse fréquence du courant de sortie qui influencent les piles au lithium des VPE. De plus, cette même architecture permet l'adaptation de la tension variable des piles à la tension crête du réseau.

2.2.1.1 Topologie redresseur/onduleur bidirectionnelle

Les topologies bidirectionnelles, c'est-à-dire redresseur dans un sens et onduleur dans le sens opposé, sont résumées au Tableau 2-2. Selon les études d'Erb *et al.* [23] et de Yu *et al.* [24], les auteurs recommandent d'utiliser le convertisseur multiniveaux, car la qualité de l'onde générée justifie la complexité de l'implémentation.

En mode redresseur, il est possible d'obtenir une tension moyenne de sortie DC supérieure à la tension efficace du réseau selon le contrôle du courant de la bobine.

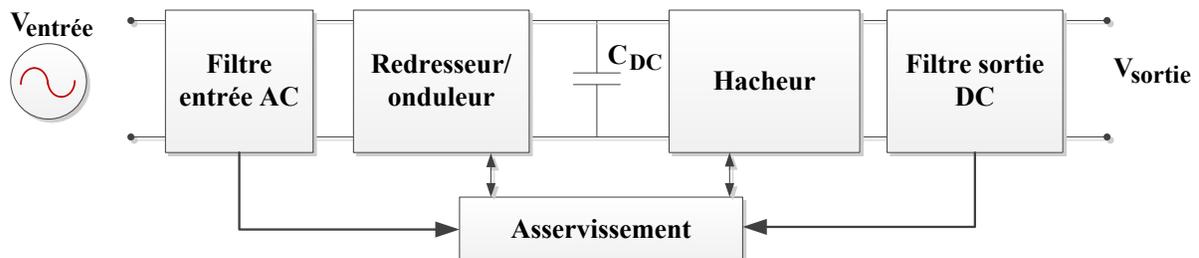
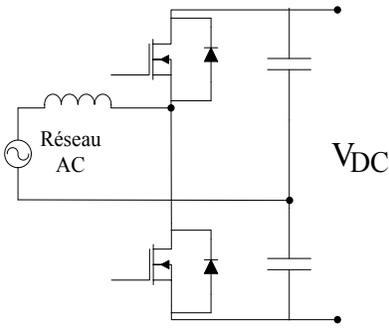
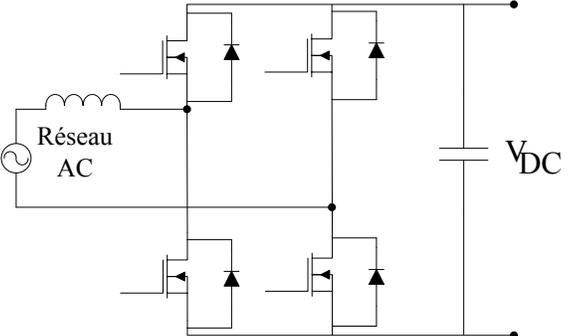
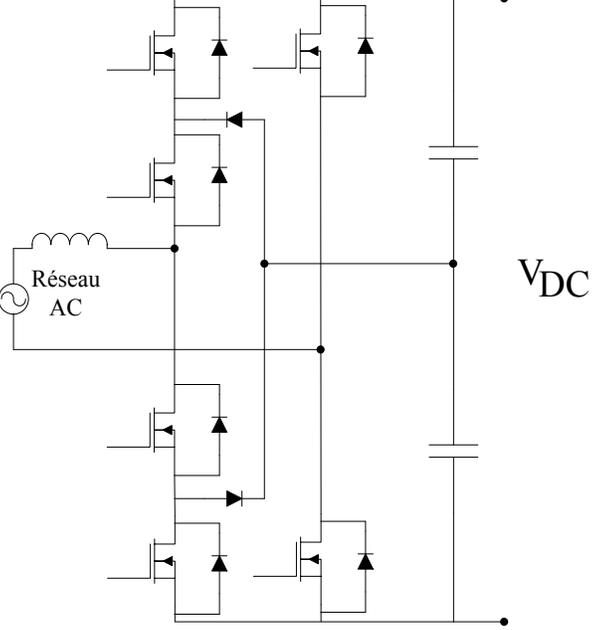


Figure 2-3 Diagramme en bloc de l'architecture d'un chargeur bidirectionnel (adapté de [22]).

Tableau 2-2 Comparaison des topologies redresseur/onduleur de Erb et al. [23].

 <p style="text-align: center;">Demi-pont</p>	<p>Avantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Simplicité de contrôle • Peu de pièces <p>Désavantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Plus grand stress sur les interrupteurs • Requier un filtrage adéquat
 <p style="text-align: center;">Pont</p>	<p>Avantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Un seul condensateur • Stress réduit sur les interrupteurs • Simplicité de contrôle <p>Désavantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Requier un filtrage adéquat
 <p style="text-align: center;">Onduleur multi-niveaux</p>	<p>Avantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Stress réduit sur les interrupteurs • Peu de filtrage requis <p>Désavantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Grand nombre de composants • Complexité de contrôle

2.2.1.2 Topologie Hacheur bidirectionnel

Le convertisseur DC/DC permet de passer d'une tension DC à une autre. Une classification des topologies unidirectionnelles est présentée à la Figure 2-4. Les topologies bidirectionnelles en seront directement inspirées. Les régulateurs linéaires et les régulateurs à commutation de condensateur ont de faibles rendements qui les limitent à des applications de faible puissance. Ils sont généralement adaptés pour des applications en électronique analogique et numérique. Les convertisseurs de modulation par largeur d'impulsion (MLI) et les convertisseurs résonnants sont utilisés pour les hautes tensions et puissances [25]. Le Tableau 2-4 illustre quelques topologies de hacheurs.

Un convertisseur peut avoir une isolation galvanique offerte par un transformateur. Ce dernier permet d'autres fonctionnalités telles que le stockage d'énergie magnétique, le changement de tension ou de polarité ou un nombre de sorties variables selon le bobinage [25]. L'isolation introduit cependant des pertes dans le convertisseur.

Les topologies de hacheurs bidirectionnels sont basées sur le dévolteur, le dévolteur/survolteur et les ponts. Elles tirent cependant profit des semi-conducteurs à commutation forcée pour assurer la bidirectionnalité.

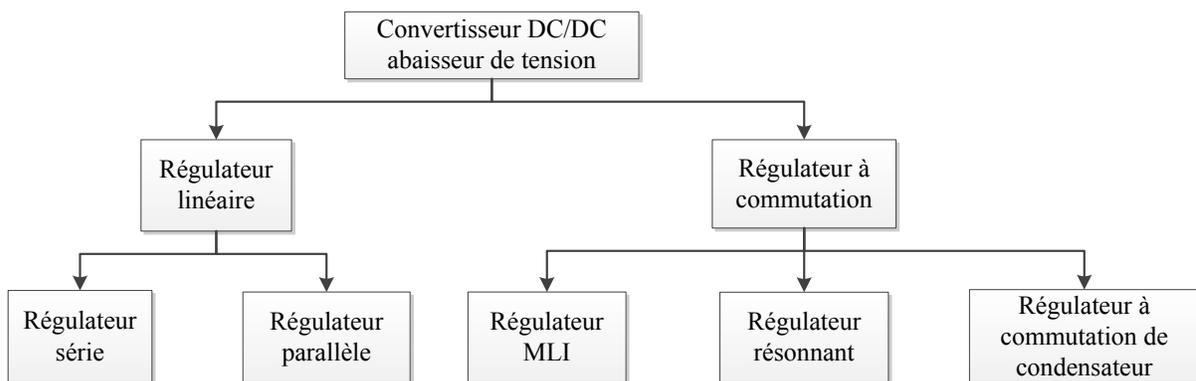
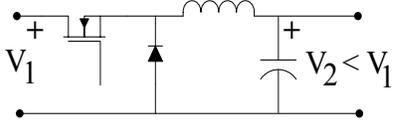
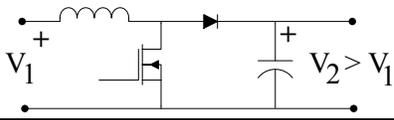
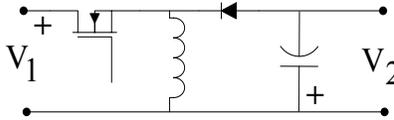
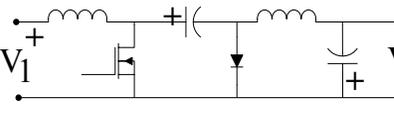
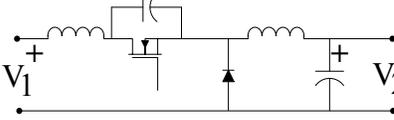


Figure 2-4 Classification des convertisseurs DC/DC abaisseurs de tension (adapté de [25]).

Tableau 2-3 Spectre de puissance et topologie de hacheur (adapté de [25], [26]).

Flyback, Ćuk	Push-Pull, Demi-Pont	Pont, topologies parallèles ou intercalées
Dévolteur, Survolteur, Dévolteur-survolteur		
Résonnant		
Puissance \longrightarrow		
Hacheur série (Dévolteur)	Abaisse la tension de sortie. $V_2 = D V_1$	
Hacheur parallèle (survolteur)	Augmente la tension de sortie. $V_2 = \frac{1}{1-D} V_1$	
Hacheur à stockage inductif (Dévolteur/survolteur et le flyback)	Augmente ou diminue la tension de sortie. Le flyback change l'inductance pour un transformateur. $V_2 = \frac{-D}{1-D} V_1$	
Hacheur à stockage capacitif (Ćuk)	Augmente ou diminue la tension, mais à polarité inversée. $V_2 = \frac{-D}{1-D} V_1$	
Régulateurs résonnants	Les hacheurs résonnants utilisent un circuit LC pour créer un circuit oscillant. Le courant ou la tension aux commutations sont minimisés ce qui en réduit les pertes et permet de hautes fréquences d'opération.	

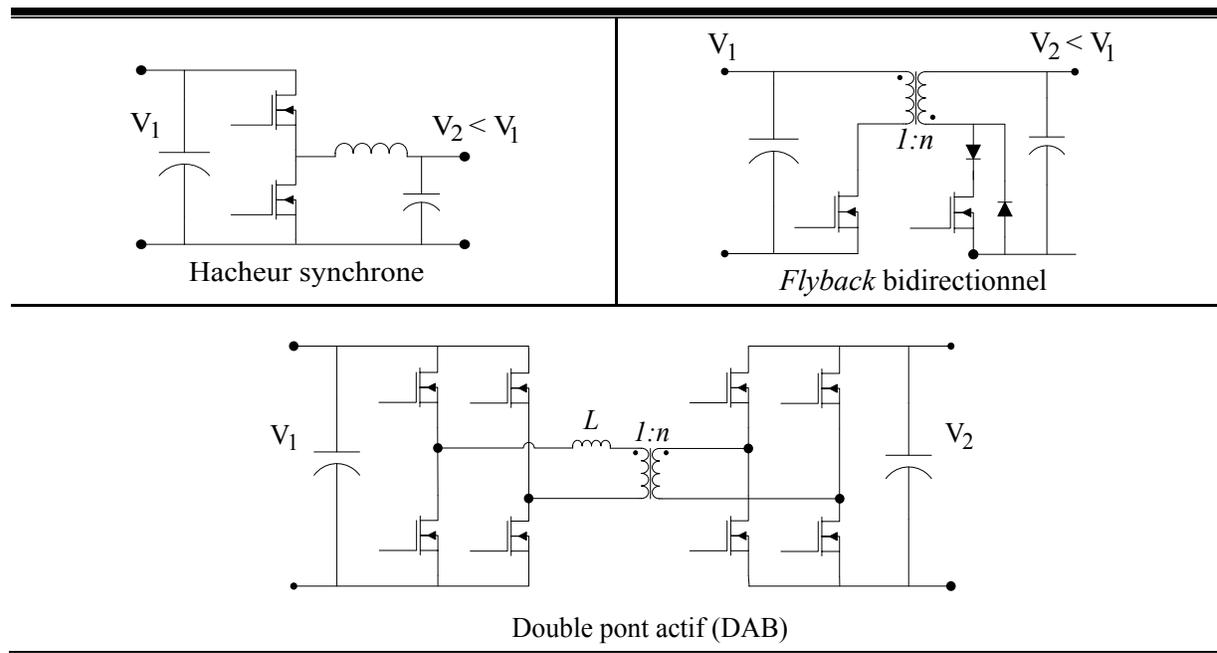
Les topologies décrites dans ce qui suit sont illustrées au Tableau 2-5. Le *flyback* bidirectionnel est la topologie isolée utilisant le minimum de composants, mais dispose d'un rendement maximal de l'ordre de 85 %. Appliqué pour les faibles puissances, le *flyback* bidirectionnel permet le transfert haute tension [27]. À plus haute puissance, la taille du transformateur devient un obstacle à son utilisation. Le double pont actif (DAB) consiste en deux ponts reliés par un transformateur qui permet un transfert isolé dans les quatre cadrans [23], [28]. Le grand nombre d'interrupteurs tire profit des techniques de réduction des pertes comme la commutation à zéro

tension (ZVS) ou à zéro courant (ZCS). Le hacheur synchrone, inspiré du dévolteur, permet un transfert variable dans deux cadrans, c'est-à-dire qu'il agit comme un dévolteur dans un sens et comme un survolteur dans le sens opposé [29]. Les modèles expérimentaux de Zhou *et al* [17], [24], [30], Bilgin *et al.* [31] et Kisacikoglu *et al.* [32]–[35] s'appuient sur la simplicité de cette topologie pour leur chargeur bidirectionnel. Il est possible d'implémenter une diode Schottky en parallèle avec les interrupteurs dans cette configuration. Celle-ci offrira une conduction rapide pour le courant de l'inductance lorsque les interrupteurs sont bloqués et permettra de réduire une partie des pertes en commutation [29].

2.2.1.3 Conclusion sur les topologies

Plusieurs des agencements de redresseurs/onduleurs et hacheurs proposés permettent d'obtenir un chargeur bidirectionnel. Le choix de topologie d'un chargeur bidirectionnel s'appuie sur des compromis entre la complexité, le rendement, la puissance, la qualité du signal, le volume et autres paramètres de conception. Le pont en cascade avec le hacheur synchrone est la topologie de chargeur bidirectionnel la plus simple qui offre le plus grand potentiel de rendement élevé.

Tableau 2-4 Topologies de hacheurs bidirectionnels [27]–[29].



2.2.2 Les pertes en électronique de puissance

Des pertes apparaissent dans tous les composants des circuits d'électronique de puissance. Ces pertes se mesurent entre autres dans les interrupteurs, les composants passifs ou encore les détails de la construction du circuit imprimé. Les topologies présentées précédemment utilisent des semi-conducteurs et leurs phénomènes de conduction et de commutation associée engendrent des pertes importantes en chaleur.

2.2.2.1 Pertes dans les composants passifs

Les pertes principales associées aux composants passifs d'un convertisseur proviennent de l'inductance ainsi que du condensateur qui lissent respectivement le courant et la tension. Leurs caractéristiques parasites affectent leurs performances.

Un condensateur se modélise par sa capacité parfaite, une résistance en série représentant les pertes diélectriques et ohmiques ainsi que par une inductance équivalente en série modélisant l'effet inductif des terminaux ainsi que la circulation du champ magnétique à haute fréquence. Cette dernière doit être de la plus faible valeur possible pour réduire son effet sur la réduction totale de la capacité et sur les pertes du condensateur [29], [36].

Grandement affectée par sa construction, l'inductance de lissage se modélise par une résistance équivalente en série avec l'inductance idéale et d'une capacitance parasite entre les tours de cuivre. À haute fréquence, l'effet de peau des conducteurs et les pertes par effet de proximité réduisent grandement les performances. Pour minimiser les pertes dues à l'effet de peau, l'utilisation du fil de Litz, formé de multiples minuscules conducteurs isolés, est recommandée [37]. De plus, il existe des noyaux ferromagnétiques adaptés qui réduisent les pertes par hystérésis comme les ferrites ou les noyaux de poudre de fer.

2.2.2.2 Pertes par conduction des semi-conducteurs

Les pertes par conduction proviennent de la chute de tension aux bornes du composant lors de sa conduction. Les pertes par conduction d'un composant sont donc la somme de l'énergie perdue à chaque période de conduction. Une étude de Casanellas [38] propose des équations de calcul des pertes des semi-conducteurs d'un onduleur à MLI. Pour tous les convertisseurs,

l'estimation de la chute de tension en conduction pour un transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) et une diode est donnée par

$$V_{CE} = \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} I_C + V_{CEO} \quad (2-2)$$

$$V_F = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{CN}} I_C + V_{FO} \quad (2-3)$$

- I_C = Courant instantané au collecteur (A)
- I_{CN} = I_C spécifié (A)
- V_{CE} = Tension au collecteur-émetteur (V)
- V_{CEN} = Tension nominale au collecteur-émetteur (V)
- V_{CEO} = Seuil de tension au collecteur-émetteur (V)
- V_F = Tension directe de la diode (V)
- V_{FN} = Tension nominale directe de la diode (V)
- V_{FO} = Seuil de tension directe de la diode (V)

Le rapport cyclique δ est déterminé selon

$$\delta = \frac{t_{on}}{\tau} = f_s \cdot t_{on} \quad (2-4)$$

- δ = Rapport cyclique
- t_{on} = Temps d'activation de l'interrupteur (s)
- τ = Période d'un cycle de l'interrupteur (s)
- f_s = Fréquence de commutation (Hz)

La perte d'énergie E_i d'un IGBT et E_d d'une diode durant la période de conduction est

$$E_i = V_{CE} i_C \delta \tau \quad (2-5)$$

$$E_D = V_F i_C (1 - \delta) \tau \quad (2-6)$$

- E_i = Énergie perdue dans l'IGBT (J)
- E_D = Énergie perdue dans la diode (J)

2.2.2.3 Pertes par commutation des semi-conducteurs

La Figure 2-5 illustre la variation du courant et de la tension aux bornes d'un IGBT lors de la commutation. Les temps de montée et de recouvrement ainsi que le temps de descente illustrent le moment où les pertes par commutation surviennent. Les pertes au temps de montée t_m s'observent entre les intervalles t_1 à t_4 . L'énergie perdue E_{act} lors de la montée t_1 à t_2 est donnée par

$$E_{act} = \int_0^{t_r} V_{cc} \frac{i_c}{t_r} t dt \quad (2-7)$$

E_{act} = Perte en énergie lors de l'activation (J)

V_{BUS} = Tension constante du Bus DC (V)

t_{rN} = Temps de montée spécifié du manufacturier (s)

Le dépassement de courant pour le temps t_2 à t_4 est dû aux charges emmagasinées dans la diode opposée à l'interrupteur.

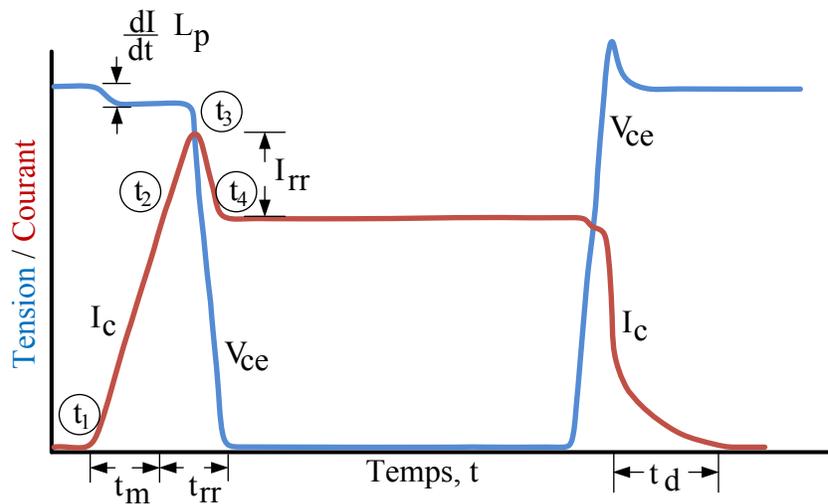


Figure 2-5 Forme d'onde de commutation de Casanellas [38].

La majorité des pertes est générée entre t_2 et t_3 . Une zone d'appauvrissement (t_3 à t_4) est formée et la tension au collecteur chute, générant des pertes dans la diode et l'IGBT. Ces pertes, dites par recouvrement de charge, sont données par

$$E_{rrr} = \int_{t_2}^{t_4} V_{BUS} t_{rr} i_c dt \quad (2-8)$$

E_{rrr} = Perte en énergie lors du recouvrement (J)

t_{fN} = Temps de descente spécifié du manufacturier (s)

Les pertes au temps de descente T_f sont plus longues pour un IGBT en raison du courant de collecteur qui produit une queue. Dans le cas d'un MOSFET, il n'y a pas de queue qui recouvre les porteurs minoritaires, ce qui réduit ces pertes. Les pertes sont décrites par

$$E_{off} = \frac{1}{2} V_{BUS} t_{fN} \quad (2-9)$$

E_{off} = Perte en énergie lors du blocage (J)

t_{fN} = Temps de descente spécifié du manufacturier (s)

2.2.3 Le contrôle

2.2.3.1 Commande générale

Le contrôle haut niveau caractérise la commande générale du chargeur. C'est elle qui voit à la fonction principale soit le transfert de la pile au réseau. Une étude de Kicakigoglu *et al.* [33], [34] relève les équations pour le transfert bidirectionnel de puissance entre le réseau et le chargeur. La représentation par vecteurs tournants permet la représentation vectorielle des composantes de même fréquence qui sont en jeu. La Figure 2-6 montre les modes d'utilisation actifs utilisés considérant $jX_c I_c$ comme la tension aux bornes de l'inductance d'entrée du chargeur. C'est la variation de l'angle de phase α entre le réseau (V_r) et le chargeur (V_c) qui dicte le transfert de puissance selon

$$P_{réseau} = \frac{V_c V_r \sin(\alpha)}{X_c} \quad \text{où } X_c = 2\pi f L_c \quad (2-10)$$

2.2.3.2 Contrôle du redresseur/onduleur

Les topologies bidirectionnelles permettent un contrôle simultané sur le courant d'entrée et la tension de sortie. Pour se conformer aux normes de connexion au réseau électrique, il est souhaitable, tant en recharge qu'en transfert V2G, d'observer un courant sinusoïdal qui aura un plus faible contenu fréquentiel. La Figure 2-7 illustre les composants cités dans les techniques de contrôle décrites ci-dessous.

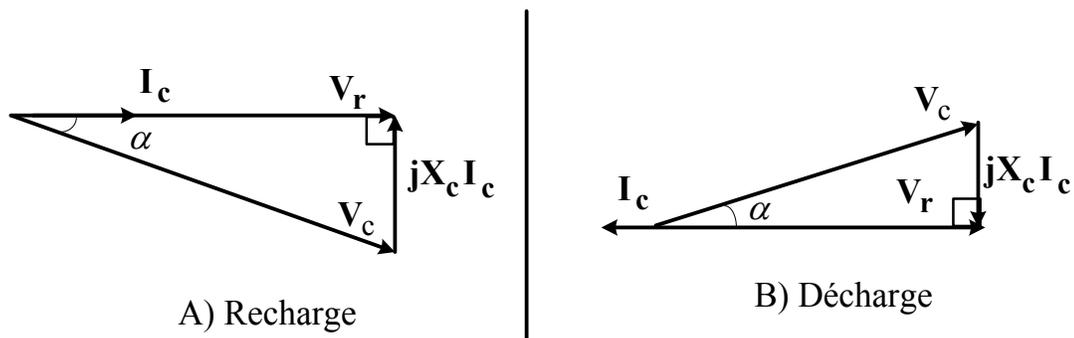


Figure 2-6 Diagramme vectoriel des modes d'un chargeur bidirectionnel (adapté de [34]).

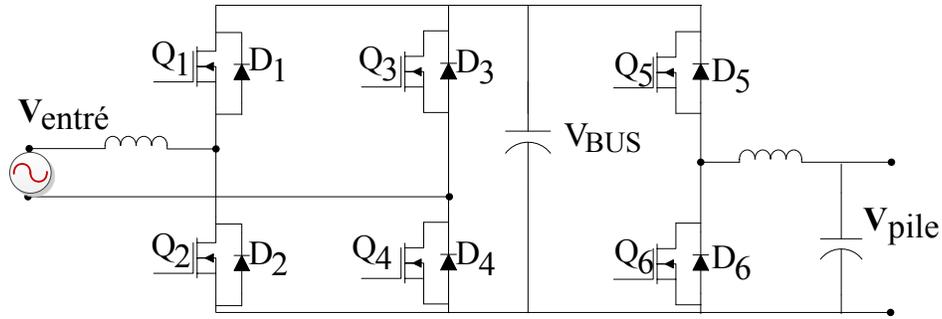


Figure 2-7 Topologie du chargeur bidirectionnel de Kicakigoglu [35].

Il y a deux stratégies de modulation pour les ponts. La modulation bipolaire utilise un signal de commande qui contrôle les interrupteurs (Q_1 et Q_4) alors qu'un signal inverse contrôle Q_2 et Q_3 . La tension appliquée est V_{BUS} ou $-V_{BUS}$. La modulation unipolaire permet de générer une tension intermédiaire de 0 V ce qui diminue de moitié le stress sur les composants de l'onduleur. La modulation unipolaire asymétrique commute une branche à la fréquence porteuse (60 Hz) et l'autre à haute fréquence alors que l'unipolaire symétrique commute les deux branches à haute fréquence. La Figure 2-8 compare les stratégies de contrôle avec les paramètres identiques, soit un courant moyen \tilde{I}_0 , une fréquence et tension identique.

Les simulations de Kicakigoglu *et al.* [35] utilisent la modulation unipolaire asymétrique. L'analyse est donnée seulement pour l'alternance positive d'entrée, mais est similaire pour l'alternance négative. Durant l'alternance positive, les diodes D_1 et D_4 sont en conduction. La tension du bus V_{BUS} est $V_{entrée}$ et celle de la bobine est $V_{entrée} - V_{BUS}$ (négligeant les chutes de tension des diodes). Pour augmenter le courant de la bobine, l'activation à haute fréquence de l'interrupteur Q_3 court-circuite la bobine. À l'alternance positive suivante, au lieu d'activer l'interrupteur Q_3 , l'interrupteur Q_2 est activé, utilisant la diode D_4 en conduction.

Le contrôle des onduleurs à source de tension (OST) s'effectue avec la fréquence de commutation et l'amplitude de tension de la sortie. La technique de la MLI sinusoïdale (SPWM) est très populaire en raison de sa simplicité. Une onde triangulaire est comparée à une onde sinusoïdale à la fréquence fondamentale de la sortie permettant l'activation des interrupteurs, tel qu'illustré à la Figure 2-9.

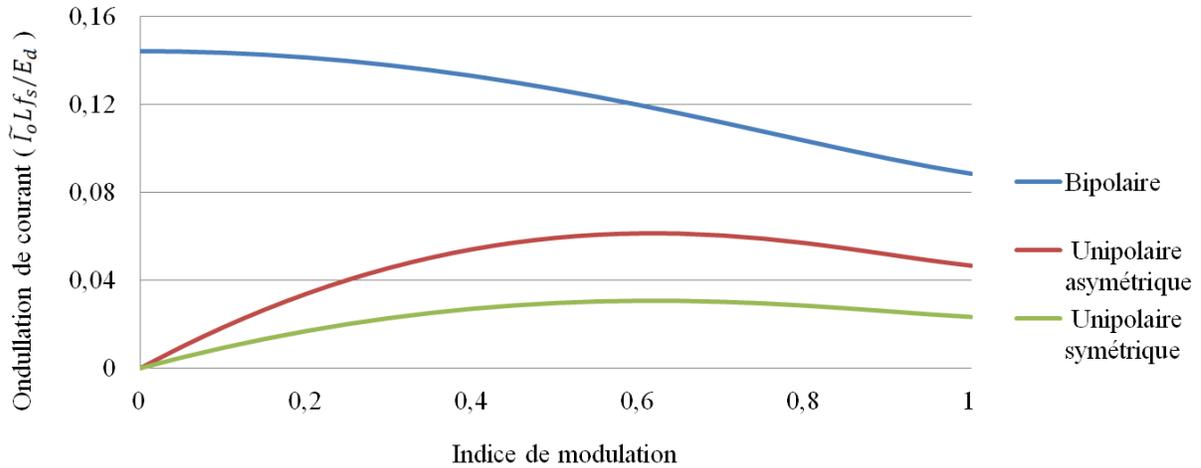


Figure 2-8 Ondulation du courant de sortie en fonction de l'indice de modulation [39].

La commande par hystérésis de courant est souvent utilisée afin de contrôler plusieurs convertisseurs en parallèle. À la différence d'un contrôle en tension, cette commande permet une constance dans les fluctuations de courant et c'est la fréquence de commutation qui varie selon l'indice de modulation. Le principe consiste à laisser le courant de la bobine varier dans une plage de courant définie. La Figure 2-10 illustre la logique de contrôle et l'onde variant entre les bornes de l'hystérésis. Lorsque le courant de la bobine (i_o) redescend au point d'atteindre la limite d'hystérésis inférieure ($i_o - h$), la bobine est court-circuitée pour faire augmenter le courant jusqu'à la limite supérieure ($i_o + h$) [29].

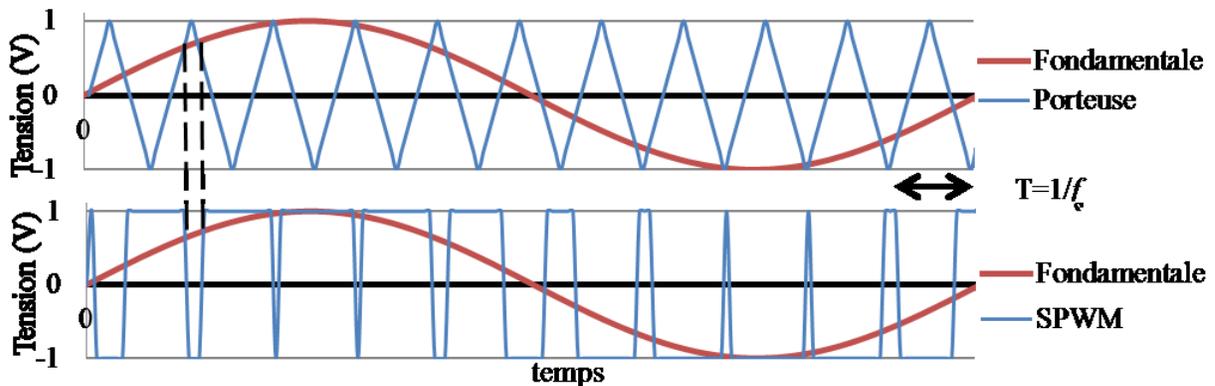


Figure 2-9 Génération du signal SPWM (adapté de [40]).

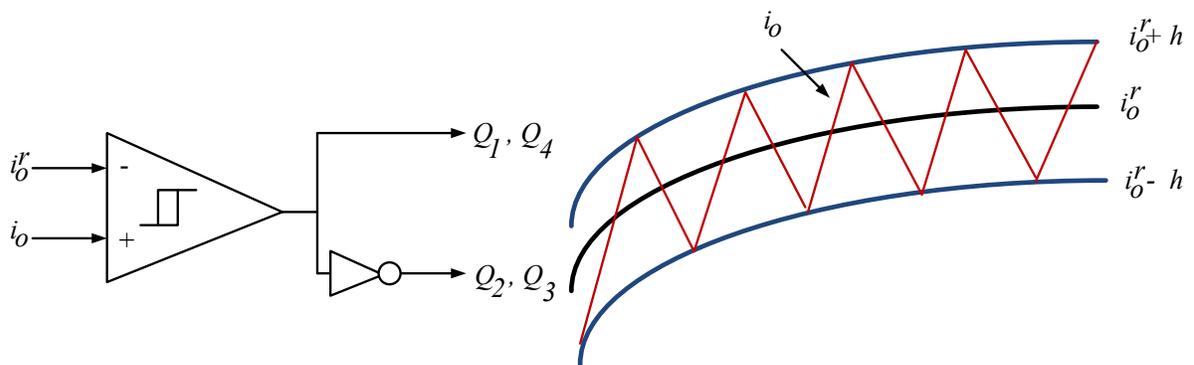


Figure 2-10 Logique utilisée pour l'hystérésis de courant de Dahono *et al.*[39].

2.2.3.3 Contrôle du hacheur

La commande en tension des hacheurs consiste en un asservissement de la tension de sortie. Le contrôle en courant utilise quant à lui deux boucles : une en courant sur la bobine et une sur la tension de sortie. Le contrôle en courant peut être divisé en deux grandes catégories: fréquence variable ou fixe.

Les techniques de commande à fréquence variable sont semblables au contrôle par hystérésis discuté précédemment. Le contrôle en courant de pointe à fréquence fixe est le plus populaire pour les hacheurs. Cette technique mesure les pointes de courant dans la bobine. Un désavantage de cette technique est la sensibilité aux oscillations subharmoniques qui mènent rapidement à l'instabilité de l'asservissement. Cette condition survient à partir de 50 % de MLI. Une autre technique consiste à utiliser le courant moyen au lieu des pointes de courant rendant le contrôle moins susceptible au bruit et plus stable [25].

Les contrôles en tension permettent une meilleure immunisation au bruit que ceux en courant. Cependant, le contrôle en courant s'avère important afin d'obtenir un courant de sortie de meilleure qualité. Le circuit de puissance complet se voit protégé, ce qui élimine l'ajout d'un système externe de protection en cas de court-circuit. Les techniques de contrôle en courant se voient favorisées pour l'application du chargeur bidirectionnel, car la recharge des piles au lithium requiert un courant contrôlé et des tensions de seuil.

2.3 Le carbure de silicium

2.3.1 Historique de la technologie

Le carbure de silicium (SiC) est un composé aux multiples facettes dont l'utilisation dépasse l'application des semi-conducteurs. C'est Jöns Jacob Berzelius, aussi connu pour avoir découvert le silicium (Si), qui a découvert le lien entre ce dernier et le carbone (C) en 1824. C'était la première synthèse de SiC [41].

En 1890, Edward Goodrich Acheson recherchait un matériel qui pourrait remplacer le diamant dans des produits abrasifs. Les cristaux qu'il produisit en mélangeant de l'argile et du carbone étaient assez durs pour couper le verre. Acheson avait synthétisé du SiC et l'appela alors « Carborundum », du même nom que la compagnie, toujours active, de produit abrasif qu'il fonda [42].

C'est en 1905 que Ferdinand F.H. Moissan découvre les premiers cristaux de SiC à l'état naturel emprisonnés dans une météorite tombée en Arizona. Le SiC à l'état naturel est nommé « moissanite » par les minéralogistes suite à cette découverte [41].

L'application du SiC comme semi-conducteur débute en 1955 quand Jan Anthony Lely présente une nouvelle manière de synthétiser le SiC plus facilement. Cependant, l'effervescence causée par le SiC diminue en raison de la complexité de la production de gaufres de semi-conducteur de bonne qualité. Le Si devient alors le matériel de prédilection pour la fabrication des semi-conducteurs grâce à sa simplicité de confection. Peu de recherches sont effectuées sur les gaufres de SiC au cours des années suivantes.

C'est en 1987 que reprennent des travaux importants sur les gaufrettes de SiC, après la mise au point d'une nouvelle technique de fabrication. Cree Inc. est fondée en 1989 suite à cette découverte et débute la commercialisation des DEL bleues au SiC et de gaufres de SiC. Différents types de gaufres de SiC sont produits durant les années 1990. En 2001, la compagnie Infineon introduit la première diode Schottky au SiC. Celle-ci est rapidement suivie par d'autres fabricants de semi-conducteurs, marquant le début de l'utilisation du SiC en électronique de puissance [43].

2.3.2 Forme du carbure de silicium dans les semi-conducteurs

Un atout intéressant du SiC est son polymorphisme, c'est-à-dire qu'il peut avoir de multiples formes, soit plus de 250 identifiées en 2006 [44]. Les polytypes (famille de structures cristallines similaires) les plus pertinents pour les semi-conducteurs sont les polytypes 4H-SiC et 6H-SiC. 4H et 6H représentent le nombre de couches atomiques et leur structure de cristal hexagonal (H) [45].

2.3.3 Comparaison des propriétés entre le silicium et le carbure de silicium

La constitution 4H-SiC est favorisée pour l'électronique de puissance en raison de ses propriétés électriques et thermiques données au Tableau 2-5. Le SiC a une largeur de bande interdite plus grande que le Si. Cette augmentation entre la bande de valence et la bande de conduction permet le fonctionnement à de plus hautes températures et une faible sensibilité aux radiations. À partir d'une certaine température, les électrons ont assez d'énergie pour passer d'une bande à l'autre, ce qui cause une défectuosité du semi-conducteur. Ces températures intrinsèques sont de 150°C pour le Si et 900°C pour le SiC.

Cette grande largeur de bande interdite permet l'obtention d'une tension de claquage plus élevée pour le SiC. Cela a pour effet de diminuer la taille et la résistance interne du composant, ce qui réduit les pertes par conduction. La conductivité thermique du SiC est près de trois fois plus grande que le Si. Concrètement, les composants SiC évacuent la chaleur plus facilement et peuvent être opérés à plus haute température avant d'observer une perte de performance.

Tableau 2-5 Propriétés du silicium et du carbure de silicium [25], [46].

Propriété	Unité	Si	4H-SiC	6H-SiC
Largeur de la bande interdite	eV	1,12	3,26	3,03
Tension de claquage (E_c)	kV/cm	300	2200	2500
Conductivité thermique (λ)	W/cm·K	1,5	4,9	4,9
Température intrinsèque	°C	150	900	900

2.3.4 Performance des composants au carbure de silicium

Une étude de Maswood *et al.* [15] compare expérimentalement les performances des composants SiC (JFET et Schottky) à des équivalents en Si dans un onduleur. Les résultats illustrés en Figure 2-11 comparent les performances des composants SiC et le potentiel de ceux-ci dans les applications d'électronique de puissance. Il est clair que l'augmentation des pertes par commutation des SiC est moindre que celle des composants Si.

Zhang *et al* [47] appliquent des composants SiC dans un modèle sur Simulink. L'onduleur de la motorisation d'une Toyota Prius 2004 est simulé et soumis à quatre cycles UDDS (*Urban Dynamometer Driving Schedule*). Selon leurs résultats de simulations illustrés à la Figure 2-12, l'onduleur Si avait des pertes de 633 W contre 116 W pour l'équivalent en SiC. Le rendement complet du véhicule se voit aussi amélioré : puisque les pertes sont moindres, la taille des dissipateurs thermiques est réduite ainsi que la quantité de piles requises. Les gains de l'utilisation de composants SiC permettent une augmentation du rendement total de 14,6 % sur la Toyota Prius simulée.

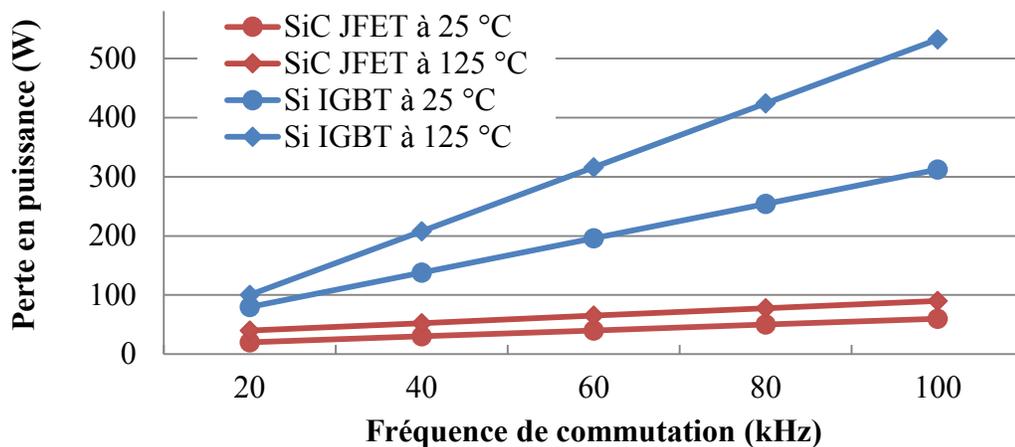


Figure 2-11 Comparaison des pertes(W) des onduleurs SiC JFET et Si IGBT (adapté de [15]).

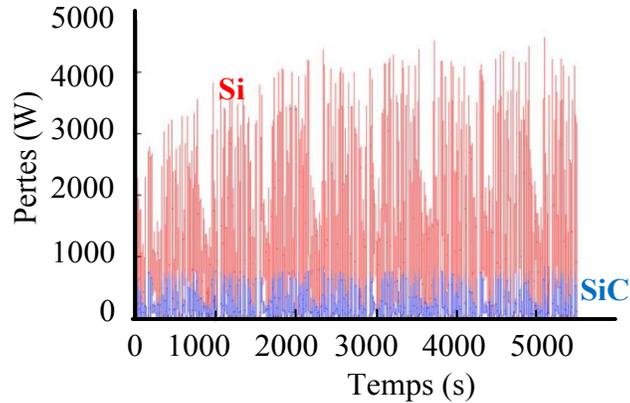


Figure 2-12 Pertes de l'onduleur lors d'un cycle AER (adapté de [47]).

2.3.5 Conclusion sur les composants au SiC

Les composants au SiC sont de plus en plus distribués sur le marché par les fournisseurs de semi-conducteurs [48]–[50]. À la lumière des performances accrues pour les applications d'électronique de puissance à haute fréquence, haute puissance et haute température, les composants au SiC semblent déterminants dans le rendement d'un chargeur bidirectionnel.

2.4 Conclusion de la revue de littérature

Plusieurs aspects de la littérature ont été couverts afin de donner une vue globale des principes derrière un chargeur bidirectionnel appliqué au transfert V2G. Les principaux défis de la conception d'un tel équipement ont été détaillés démontrant ainsi l'importance du rendement. La littérature entourant l'utilisation de semi-conducteurs au carbure de silicium (SiC) en électronique de puissance démontre la possibilité d'augmenter le rendement du transfert entre les VPE et le réseau.

Chapitre 3 Modélisations et dimensionnement du chargeur bidirectionnel

Afin de déterminer l'impact des composants au carbure de silicium sur la mise en œuvre du chargeur bidirectionnel, il importe de modéliser le comportement du chargeur lui-même. La modélisation consiste en premier lieu en la mise en équation des convertisseurs. Celles-ci présentent les relations entre les paramètres principaux des convertisseurs comme les tensions et courants présents. Le dimensionnement du chargeur bidirectionnel permettra d'intégrer les spécifications recherchées dans les modèles. Le choix des paramètres d'opération du chargeur bidirectionnel est effectué pour assurer la fonctionnalité et le meilleur rendement.

3.1 Modélisations

Le choix des topologies a été présenté à la section 2.2.1.3. La modélisation du hacheur synchrone détaille plus aisément le comportement des interrupteurs des topologies. L'onduleur voit sa mise en équation similaire détaillée séparément de celle du hacheur. Les pertes anticipées de la conversion sont détaillées ainsi que le principe de transfert de puissance.

3.1.1 Modélisation du hacheur synchrone

La modélisation du convertisseur se fait en régime permanent avec des composants idéaux négligeant les pertes par conduction et commutation. Lors de l'intervalle $0 \leq t \leq \delta\tau$, l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert tel qu'illustré à la figure 3-1. La tension aux bornes de l'inductance de lissage est $V_{bus} - V_{pile}$. L'inductance accumule alors des volts-secondes. Similairement, lors de l'intervalle $\delta\tau \leq t \leq \tau$, la tension aux bornes de l'inductance est $-V_{pile}$ et l'inductance libère les volts-secondes accumulés. En régime permanent, la somme des volts-secondes d'un cycle complet s'annule. Le courant de l'inductance L_{DC} est déterminé selon l'équation suivante :

$$I_{LDC} = \frac{V_{Bus}\delta - V_{Pile}}{Z_{eq}} \quad (3-1)$$

I_{LDC} = Courant de l'inductance DC (A)

V_{Bus} = Tension du bus DC (V)

V_{Pile} = Tension de la pile du VPE (V)

Z_{eq} = Impédance équivalente du circuit (Ω)

L'ondulation crête à crête du courant I_L est déterminée selon

$$\Delta I_{LDC} = \frac{V_{Bus}(1 - \delta)\delta}{f_s L_{DC}} \quad (3-2)$$

ΔI_{LDC} = Ondulation crête-crête du courant I_L (A)

L_{DC} = Inductance (H)

Cette équation est illustrée à la Figure 3-1. L'équation 3-2 met en évidence les liens entre la fréquence de commutation, l'ondulation crête à crête du courant I_L , ainsi que la valeur inductive de l'inductance de lissage.

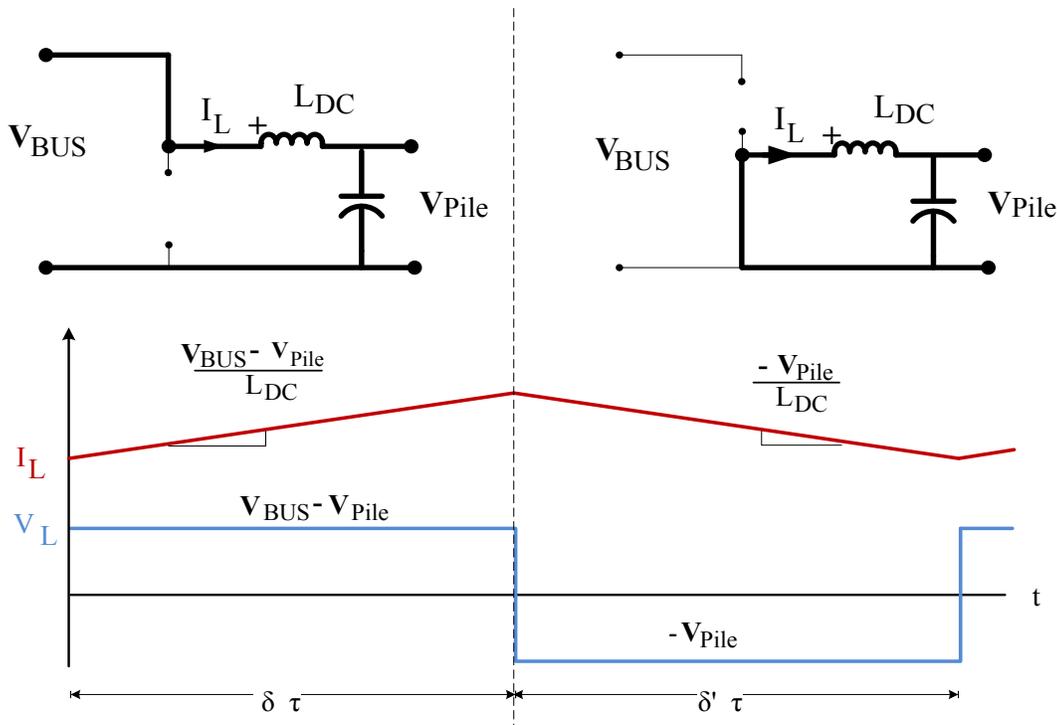


Figure 3-1 Schéma des tensions et courants aux bornes de l'inductance du hacheur.

Finalement, l'ondulation de tension aux bornes du condensateur de lissage de la pile est dépendante de l'ondulation du courant. Cette dernière est déterminée selon l'équation

$$\Delta V_c = \frac{V_{BUS}(1 - \delta)\delta}{8f_s^2 L C} = \frac{\Delta I_{LDC}}{8f_s C} \quad (3-3)$$

ΔI_{LDC} = Ondulation crête-crête du courant I_L (A)

C = Capacité du condensateur (F)

Les effets parasites de la résistance série et de l'inductance équivalente série sont négligés aux fins de simplicité.

3.1.2 Modélisation de l'onduleur/redresseur

Les équations de l'onduleur/redresseur diffèrent selon la méthode de modulation utilisée. La méthode bipolaire est choisie pour sa simplicité d'implémentation malgré les avantages de la modulation unipolaire détaillée au chapitre précédent. La variation du courant dans l'inductance de lissage entre le réseau et le pont est déterminée selon les équations suivantes et illustrée à la figure 3-2. Les chutes de tension aux bornes des composants sont ignorées.

$$L_{ac} \frac{di_L}{dt} = v_r - V_{BUS} \quad (3-4)$$

$$L_{ac} \frac{di_L}{dt} = v_r + V_{BUS} \quad (3-5)$$

L_{ac} = Inductance de lissage au réseau (H)

i_L = Courant instantané dans l'inductance (A)

v_r = Tension instantanée du réseau (V)

V_{BUS} = Tension du bus DC (V)

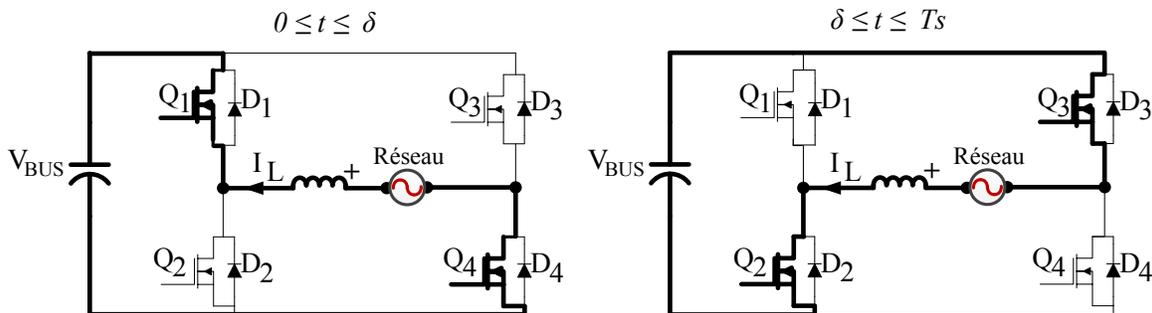


Figure 3-2 Modélisation de l'onduleur/redresseur.

3.1.3 Modélisation des pertes et du rendement

La somme des pertes du convertisseur se décompose entre les pertes fixes, les pertes liées à la conduction et les pertes liées à la commutation et sa vitesse. Le rendement du convertisseur est défini par:

$$\eta_{\text{convertisseur}} = P_{\text{entrée}} - (P_{\text{fixe}} + P_{\text{cond}} + P_{\text{commu}}) = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} \cdot 100\% \quad (3-6)$$

$$\begin{aligned} \eta_{\text{convertisseur}} &= \text{Rendement du convertisseur} \\ P_{\text{fixe}} &= \text{Pertes fixes du convertisseur (W)} \\ P_{\text{cond}} &= \text{Pertes liées à la conduction du courant (W)} \\ P_{\text{commu}} &= \text{Pertes liées à la fréquence de commutation (W)} \\ P_{\text{entrée}} &= \text{Puissance active à l'entrée du convertisseur (W)} \\ P_{\text{sortie}} &= \text{Puissance active à la sortie du convertisseur (W)} \end{aligned}$$

3.1.3.1 Les pertes fixes

Les pertes fixes d'un convertisseur représentent une faible portion des pertes et affectent peu le rendement à plus haute puissance. Celles-ci incluent la consommation de l'électronique de contrôle analogique et numérique qui gère le convertisseur. Pour le convertisseur développé, le microprocesseur consomme un maximum de 2,5 W et moins de 0,5 W pour l'électronique analogique, pour une consommation présumée à 3 W pour l'étude. Les courants de fuite des interrupteurs à l'état fermé augmentent avec la température et sont détaillés dans les spécifications des composants (I_{DSS} ou I_{CES}). Aux fins de dimensionnement, 1,5 W est considéré, présumant un courant de fuite maximal de 500 μ A à une tension de 500 V pour chaque interrupteur. Les pertes fixes du convertisseur sont présumées à 4,5 W pour l'étude.

3.1.3.2 Les pertes liées à la conduction

Les pertes par conduction des interrupteurs de l'onduleur redresseur sont définies dans [38]. Dans le cas d'un onduleur avec des MOSFET, il est possible d'utiliser les mêmes équations en substituant $V_{CO} = 0$ et $V_{CEN} = I_{CM} R_{ds_{on}}$. On a alors

$$P_i = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \right) \frac{V_{CEN} - V_{CO}}{I_{CN}} i_{CM}^2 + \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos \theta \right) V_{CO} I_{CM} \quad (3-7)$$

$$P_d = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \right) \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{CN}} i_{CM}^2 + \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos \theta \right) V_{FO} I_{CM} \quad (3-8)$$

$$\begin{aligned} P_i &= \text{Perte en conduction de l'IGBT (W)} \\ P_d &= \text{Perte en conduction de la diode (W)} \\ I_{CM} &= \text{Courant maximal du collecteur (A)} \end{aligned}$$

Les pertes par conduction des interrupteurs du hacheur se caractérisent par la perte en Joule engendrée par le passage du courant dans le composant.

$$P_{cond_{QHI}} = \delta \cdot R_{dson_{Qhi}} \cdot I_{LDC}^2 \quad (3-9)$$

$$P_{cond_{Qlow}} = ((1 - \delta) - (2 \cdot t_d \cdot f_s)) \cdot R_{dson_{Qlow}} \cdot I_L^2 \quad (3-10)$$

$$\begin{aligned} P_{cond_{Qhi}} &= \text{Perte par conduction de l'interrupteur } Q_{HI} \\ R_{dson_{QHI}} &= \text{Résistance à l'état passant de l'interrupteur } Q_{HI} (\Omega) \\ P_{cond_{Qlow}} &= \text{Perte par conduction de l'interrupteur } Q_{low} (\text{W}) \\ t_d &= \text{Temps mort à la commutation (s)} \\ R_{dson_{Qlow}} &= \text{Résistance à l'état passant de l'interrupteur } Q_{low} (\Omega) \end{aligned}$$

Les pertes par conduction des composants passifs sont représentées par leur résistance équivalente série. La résistance des inductances de lissage est simplifiée et donnée par

$$P_{Rshunt} = R_{Rshunt} \cdot I_L^2 \quad (3-11)$$

$$\begin{aligned} P_{Rshunt} &= \text{Perte dans la résistance de dérivation (W)} \\ R_{Rshunt} &= \text{Résistance de dérivation } (\Omega) \end{aligned}$$

Les résistances de dérivation servent à mesurer le courant dans les convertisseurs. Le courant dans ces résistances génère une perte donnée par

$$P_{Lx_{cuivre}} = R_{DCR} \cdot I_L^2 \quad (3-12)$$

$$\begin{aligned} P_{Lx_{cuivre}} &= \text{Perte en conduction de l'inductance AC ou DC (W)} \\ R_{DCR} &= \text{Résistance équivalente série de l'inductance } (\Omega) \end{aligned}$$

Les pertes par conduction de l'onduleur/redresseur et du hacheur sont additionnées dans l'équation suivante.

$$\begin{aligned} P_{cond} &= P_{LDC_{cuivre}} + \frac{n_{hacheur}}{2} (P_{cond_{QHI}} + P_{cond_{Qlow}} + P_{Rshunt}) \\ &+ n_{ond} P_I + n_{ond} P_d + \frac{n_{ond}}{2} P_{Rshunt} + P_{LAC_{cuivre}} \end{aligned} \quad (3-13)$$

3.1.3.3 Les pertes liées à la commutation et à sa vitesse

Au niveau de l'onduleur MLI, les pertes combinées par commutation de l'IGBT et de la diode sont données par la somme des équations 3-14, 3-15 et 3-16. Puisque l'onduleur/redresseur dispose de quatre interrupteurs, les pertes totales par commutation du redresseur/onduleur sont quatre fois la somme de ces équations.

$$P_{act} = \frac{1}{8} V_{BUS} t_{rN} \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} f_s \quad (3-14)$$

$$P_{rr} = f_s V_{dc} \left[\left(0,28 + \frac{0,381}{\pi} \frac{I_{CM}}{I_{CN}} + 0,015 \left(\frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right)^2 \right) * Q_{rrN} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) I_{CM} t_{rrN} \right] \quad (3-15)$$

$$P_{off} = V_{BUS} I_{CM} t_{fN} f_s \left(\frac{1}{3\pi} + \frac{1}{24} \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \quad (3-16)$$

P_{act} = Perte en puissance lors de l'activation (W)

P_{rr} = Perte en puissance lors du recouvrement (W)

P_{off} = Perte en puissance lors du blocage (W)

Q_{rrN} = Charge nominale de recouvrement (C)

t_{rrN} = Temps de recouvrement nominal (s)

t_{fN} = Temps de désactivation spécifié (s)

Au niveau du hacheur, le calcul des pertes est similaire, mais ne considère évidemment pas la phase du réseau et de l'onduleur. Les pertes en énergie au niveau de la commutation sont la somme des équations 2-7, 2-8 et 2-9 en considérant $\sin^2(\alpha) = 1$.

L'inductance de lissage est bobinée autour d'un noyau de matériel ferromagnétique, typiquement en laminations de fer, de fer doux ou de ferrite. Les pertes par courant de Foucault et par hystérésis sont tirées des coefficients k , m ou n , extraits des spécifications techniques en fonction de la densité du flux et de la fréquence [51]. Ces pertes sont synthétisées aux équations

$$P_{L_{coeur}} = f(\hat{B}, f) \cdot V_{coeur} \quad (3-17)$$

$$\text{où } f(\hat{B}, f) = k \cdot f^m \cdot B^n \quad (3-18)$$

$f(\hat{B}, f)$ = Perte cœur spécifique selon le manufacturier du cœur (mW/cm³)

k, m, n = Coefficient spécifique au matériel et à la fréquence

B = Densité du champ magnétique (T)

$P_{L_{coeur}}$ = Perte au niveau du cœur de l'inductance (W)

v_{coeur} = Volume du cœur (cm³)

Les condensateurs de lissage ont des pertes par conduction reliée à l'oscillation du courant à leurs bornes. Cette oscillation du courant est reliée à la fréquence de commutation et d'autres paramètres décrits plus haut.

$$P_{cond_{C_X}} = n_{cond} \cdot R_{ESR} \cdot \frac{\Delta I_L^2}{n_{cond}} \quad (3-19)$$

$P_{cond_{C_X}}$ = Perte dans le condensateur x (W)

R_{ESR} = Résistance équivalente série du condensateur (Ω)

n_{cond} = Nombre de condensateurs en parallèle

Lors des temps morts, le courant I_L doit continuer à circuler malgré l'ouverture des interrupteurs. Il importe d'utiliser une diode Schottky en parallèle avec chacun des interrupteurs bas qui supporteront adéquatement cette conduction lors des temps morts. Cette perte est définie par

$$P_{schottky} = V_F \cdot I_L \cdot (2 t_d) \cdot f_s \quad (3-20)$$

$P_{schottky}$ = Perte de la Schottky (W)

V_F = Tension de seuil (V)

Les circuits d'attaque à grille sont responsables de la commutation des interrupteurs. Ils chargent et déchargent principalement la capacité C_{gs} . Selon Laszlo [52], la puissance moyenne d'un circuit d'attaque à grille est définie par :

$$P_{dr_{grille}} = V_{gs_{drive}} \cdot Q_{grille} \cdot f_s \quad (3-21)$$

$$\begin{aligned} P_{dr_{grille}} &= \text{Perte du circuit d'attaque à grille} \\ V_{gs_{drive}} &= \text{Tension d'attaque à grille (V)} \\ Q_{grille} &= \text{Charge de la grille (C)} \end{aligned}$$

Les pertes liées à la fréquence de commutation sont sommées dans l'équation suivante.

$$\begin{aligned} P_{commu} &= n_{ond}(P_{on} + P_{rr} + P_{off}) + P_{LAC_{coeur}} + P_{cond_{CBUS}} \\ &+ \frac{n_{hacheur}}{2} (P_{commu_{QHI}} + P_{commu_{Qlow}} + P_{schottky}) \\ &+ P_{LDC_{coeur}} + P_{cond_{CBAT}} + (n_{hacheur} + n_{ond}) P_{dr_{grille}} \end{aligned} \quad (3-22)$$

3.1.4 Modélisation du transfert énergétique

Le transfert de puissance de haut niveau entre le réseau et l'onduleur est analysé selon les équations

$$P_{réseau} = \frac{V_{onduleur} V_{réseau} \sin(\alpha)}{2\pi f L_{AC}} \quad (3-23)$$

$$Q_{réseau} = \frac{V_{réseau}(V_{réseau} - V_{onduleur} \cos(\alpha))}{2\pi f L_{AC}} \quad (3-24)$$

$$P_{réseau} = \text{Puissance active du réseau (W)}$$

$$Q_{réseau} = \text{Puissance réactive du réseau (V)}$$

$$\alpha = \text{Phase entre } V_{réseau} \text{ et } V_{onduleur}$$

Le chargeur est simplifié sous forme de source de tension $V_{onduleur}$ tel qu'illustré à la figure 3-3. Les variables déterminées des équations 3-23 et 3-24 sont la tension et la fréquence du réseau. L'inductance L_{AC} détermine la puissance maximale possible du transfert. La phase entre le réseau et l'onduleur est donc la variable de contrôle pour le transfert de puissance. La tension générée par le chargeur ($V_{onduleur}$) peut être légèrement corrigée afin de réduire l'angle entre la tension et le courant du réseau et garantir un facteur de puissance unitaire. Le graphique à la figure 3-4 considère la phase maximale théorique (89.9°) entre les tensions du réseau et de l'onduleur. Le graphique montre la puissance maximale active en fonction de l'inductance.

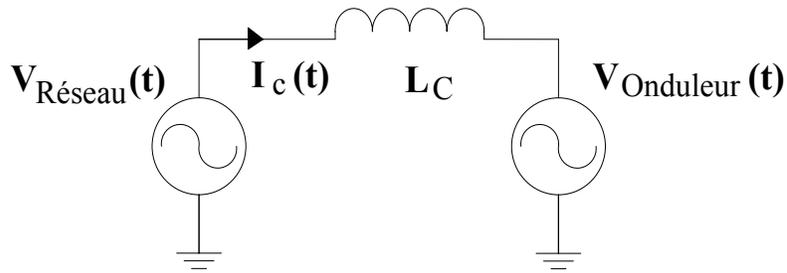


Figure 3-3 Représentation du réseau et du chargeur.

Une plus grande inductance offre un meilleur ratio de puissance réelle sur réactive, mais limite la puissance réelle maximale transférée. Une plus faible valeur inductive permet un grand transfert de puissance, mais exige une plus grande précision sur l'angle de phase.

3.1.5 Conclusion sur la modélisation

Les équations déterminées lors de la modélisation du convertisseur sont utilisées pour dimensionner ces composants. Les modèles de l'onduleur et du hacheur sont intégrés dans les simulations afin de déterminer les boucles de contrôle appropriées. Les pertes calculées permettent de définir la puissance et le rendement maximal du chargeur et d'effectuer le choix des dissipateurs thermiques.

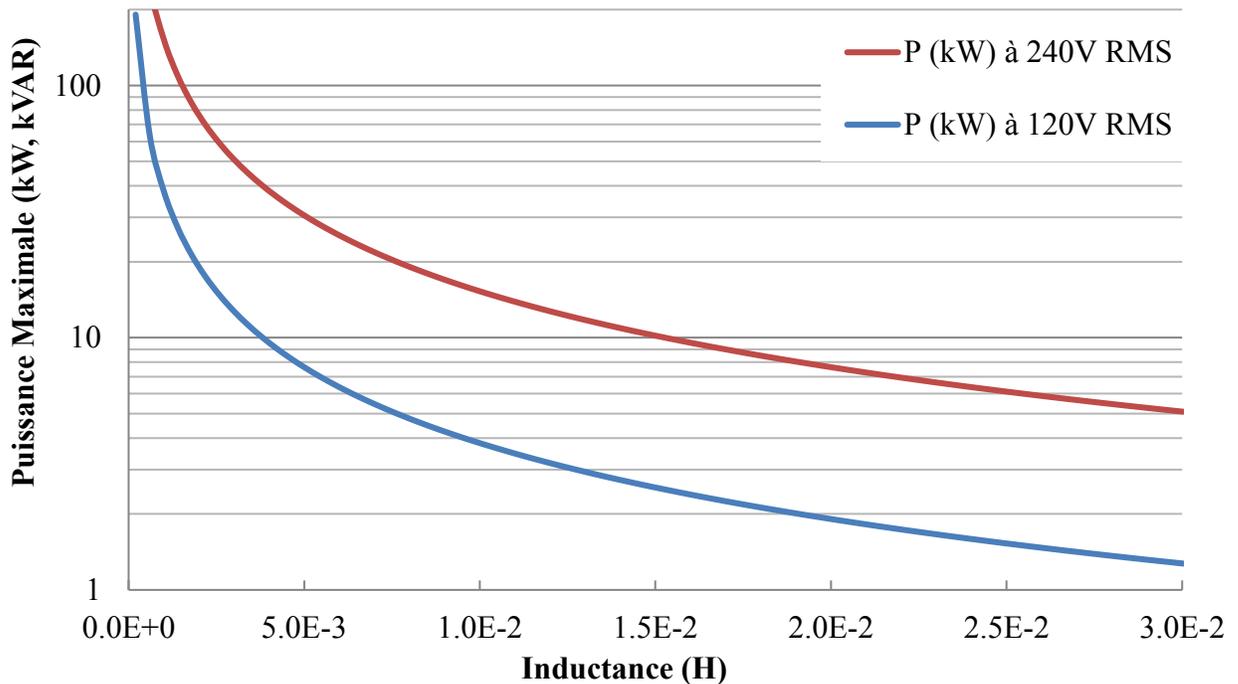


Figure 3-4 Puissance de transfert maximale selon l'inductance L_C .

3.2 Dimensionnement

3.2.1 Spécifications recherchées

Le transfert de puissance bidirectionnel requiert une connexion adéquate au réseau. Le réseau électrique nord-américain utilise des tensions alternatives de 120 V et de 240 V pour les consommateurs résidentiels. L'onduleur/redresseur doit donc générer ces tensions pour s'y connecter. Similairement, le chargeur doit s'adapter à la plage de tension des piles des VPE, tension qui varie d'un véhicule à l'autre. Il est légitime de supposer une tension à l'état de charge minimal d'une pile de VPE à 180 V et à 360 V lorsque l'état de charge est maximal.

Les chargeurs de VPE sur le marché en 2012 avaient une puissance moyenne de 3,3 kW. La norme SAE J1772 spécifie la puissance maximale d'un chargeur monophasé à 19,2 kW [21]. La puissance du chargeur développé doit donc être en dessous de celle-ci.

Afin d'accentuer les différences entre les semi-conducteurs Si et SiC dans la conversion de puissance, le courant alternatif transféré au réseau est établi à 20 A_{RMS} pour cette étude. La puissance du chargeur est donc de 4800 W sur une connexion 240 V AC et 2400 W sur une connexion 120 V AC.

Pour une application d'onduleur connecté au réseau, il importe de réduire les harmoniques générées par l'onduleur sous les limites du taux de distorsion harmonique (TDH) de 5 % [53]. Pour respecter cette limite, un rapport de 5 % est utilisé comme limite d'oscillation ΔI_{LAC} .

Au niveau de la pile du VPE, la littérature ne démontre pas de dégradation significative de la durée de vie de la pile suite à une grande ondulation de courant [54]. L'ondulation de courant est donc fixée à 20 % pour ΔI_{LDC} , tel que recommandé par Sanjaya [29], et à 0,5 V pour ΔV_{pile} .

Ces spécifications permettent de dimensionner les composants et les de déterminer les paramètres d'opération principaux du chargeur bidirectionnel.

3.2.2 Dimensionnement du bus DC

Le bus DC est le tampon entre les deux étages de conversion de puissance. Il importe de dimensionner adéquatement le bus DC pour limiter l'ondulation tant au niveau du réseau que de la pile. Les paramètres d'intérêt principal sont la tension d'emmagasinage ainsi que la capacité totale de cette réserve de puissance. Les condensateurs de type film sont favorisés de par leur faible résistance équivalente. De ce fait, les effets dus à une résistance équivalente interne élevée sont négligés pour les calculs. La tension du bus DC doit être supérieure à la tension crête du réseau et supérieure à la tension de la pile au maximum de sa capacité tel que décrit par les inéquations suivantes

$$V_{BUS} > \sqrt{2}V_{réseau} \quad (3-25)$$

$$V_{BUS} \geq chute V_{DS_{Qhi}} + V_{bat_max} \quad (3-26)$$

$$chute V_{DS_{Qhi}} = \text{Chute de tension de l'interrupteur } Q_{hi} \text{ (V)}$$

$$V_{bat_max} = \text{Tension maximale de la pile (V)}$$

Les pointes de tension sont de 340 V crête. Le rapport cycle δ est limité à 0,75 afin d'assurer un temps minimal de fermeture des interrupteurs. La tension minimale du bus doit alors être de 450 V afin d'obtenir le 340V au rapport cyclique maximal. La tension du bus utilisée sera de 500 V, ce qui couvre la plage d'utilisation de tension d'interface du réseau. L'ondulation de tension du bus DC affecte la régulation du courant et de la tension de l'onduleur/redresseur et du hacheur synchrone. Celle-ci est fixée à 10 % pour ne pas chuter sous 450 V.

Kisacikoglu *et al.* [33] obtiennent la capacité requise en considérant une tension et un courant du réseau purement sinusoïdal, négligeant la commutation des interrupteurs. L'inéquation 3-27 de leur article est simplifiée en présumant la plus grande capacité possible, soit lorsque $\cos(\varphi + \alpha + \theta) = 1$ où φ représente l'angle de phase entre l'ondulation de V_{bus} et θ représente l'angle entre le courant I_c du chargeur et V_c . Les capacités recommandées lors de la charge et de la décharge sont respectivement présentées aux inéquations suivantes pour le hacheur synchrone [29] :

$$C_{BUS} \geq \frac{P \cos(\varphi + \alpha + \theta)}{V_{bus} 2\pi f_{réseau} \Delta V_{bus}} \geq \frac{P}{V_{bus} 2\pi f_{réseau} \Delta V_{bus}} \quad (3-27)$$

$$C_{BUS} \geq \frac{I_{bat} \cdot D(1 - \delta)}{f_{shacheur} \cdot \Delta V_{bus}} \quad (3-28)$$

$$C_{BUS} \geq \frac{I_{bat} \cdot (1 - \delta)}{f_{shacheur} \cdot \Delta V_{bus}} \quad (3-29)$$

Cette capacité minimale est de 500 μ F. Une capacité de 2,5 mF, soit 5 fois plus grande, permet de réduire l'influence de la rapidité des boucles de contrôle sur la tension du bus DC qui aurait une influence négative sur le rendement général du convertisseur.

3.2.3 Choix des semi-conducteurs

Le choix des interrupteurs peut être effectué selon les tensions et courants déterminés précédemment. Les composants avec une faible résistance à l'état passant ($R_{ds(on)}$) sont favorisés pour réduire les pertes par conduction. Les interrupteurs choisis doivent résister à une tension de claquage de 1200 V. Les composants spécifiés à 600 V n'offrent aucune marge de manœuvre en cas de dépassement du contrôle ou de dépassements lors de la commutation. Au niveau des composants au silicium, seule la technologie des IGBT supporte cette tension de claquage. Plusieurs familles de composants au carbure de silicium ont une tension de claquage égale ou supérieure à 1200V. Trois combinaisons de semi-conducteurs permettent de comparer les deux technologies :

- Diode et IGBT à base de silicium (IGBT+D Si).
- Diode Schottky au carbure de silicium et IGBT à base de silicium (IGBT+SBD SiC).
- Diode Schottky et MOSFET à base de carbure de silicium (FET+SBD SiC).

Chaque combinaison de semi-conducteurs n'utilise qu'une seule paire de diodes et MOSFET/IGBT. La parallélisation de paires d'interrupteurs et diodes réduit les pertes par

conduction au prix des pertes par commutations. Une seule paire est donc choisie afin de bien minimiser les pertes par commutation des deux technologies.

L'IGBT choisi est le IRG7PH30K10PbF d'*International Rectifier*. Ce même IGBT qui inclut la diode parallèle Si est le IRG7PH30K10DPbF. Le MOSFET au SiC est le CMF20120D de *CREE Inc.* Finalement, la diode Schottky choisie est la C4D20120 de *CREE Inc.* Les deux composants au SiC sont les seuls candidats offerts par les distributeurs au début de cette étude (2012) pour un courant de 20 A avec une encapsulation normalisée (TO-220 et TO-247).

3.2.4 Choix de la fréquence de commutation

La fréquence de commutation est un paramètre qui influence la sélection et la conception de la majorité des composants de puissance du convertisseur. La taille des composants et l'oscillation de courant diminuent au coût de l'augmentation des pertes par commutation.

Pour cette étude sur l'impact du carbure de silicium sur l'implémentation du chargeur, le choix de la fréquence de commutation s'appuie uniquement sur les performances des semi-conducteurs pour déterminer la limite de la technologie utilisée. Le tableau 3-1 présente l'énergie dissipée à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs utilisés dans le hacheur. Le graphique de la figure 3-5 illustre les pertes des semi-conducteurs additionnées de l'onduleur et du hacheur selon la fréquence. Selon les pertes additionnées des semi-conducteurs, les pertes à 100 kHz du FET+SBD SIC sont similaires aux pertes à 20 kHz du IGBT+D SI et de 30 kHz pour le IGBT+SBD SIC. Deux fréquences de commutation sont choisies pour l'étude, soit 20 kHz et 100 kHz, qui permettront de montrer les différences entre les technologies.

Tableau 3-1 Énergie dissipée à la commutation des interrupteurs.

Spécification	IGBT + D SI	IGBT + SBD SIC	FET + SBD SIC
Énergie dissipée lors de l'activation (mJ)	0,256	0,258	0,126
Énergie dissipée lors du recouvrement (mJ)	0,631	0,009	0,009
Énergie dissipée lors du blocage (mJ)	1,321	1,36	0,131

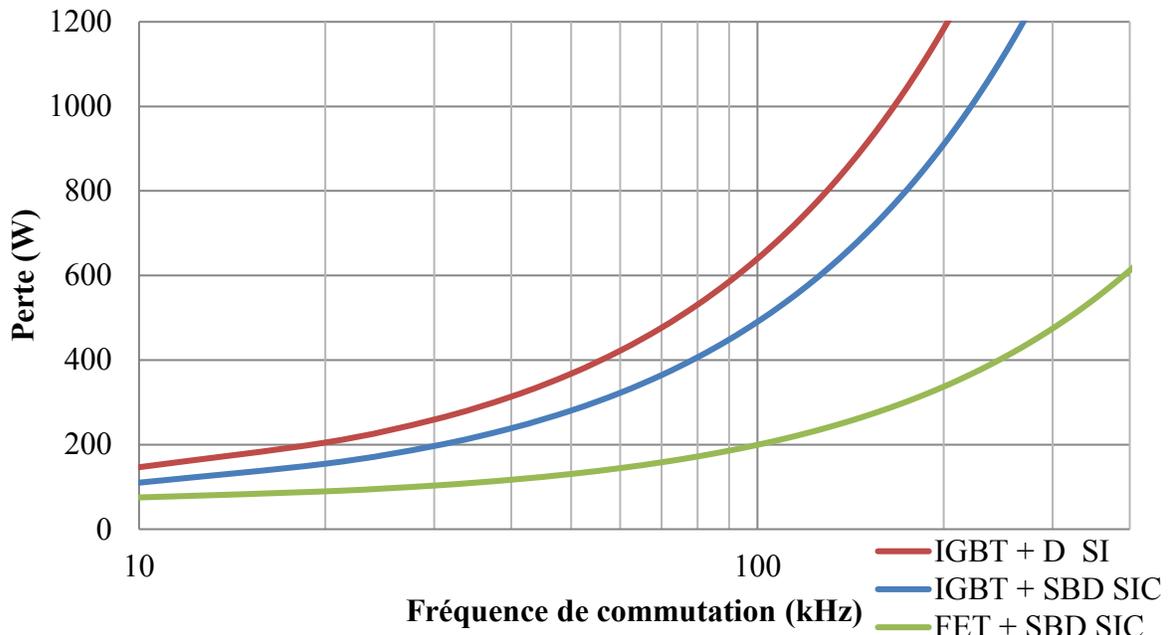


Figure 3-5 Pertes additionnées des semi-conducteurs de l'onduleur et du hacheur.

3.2.5 Dimensionnement de l'inductance de l'onduleur/redresseur

Tel que présenté dans la partie précédente, l'inductance de l'onduleur/redresseur est un facteur important qui détermine la puissance maximale transférée entre le réseau et le VPE. Une seconde raison d'être de cette inductance est de lisser le courant de l'onduleur/redresseur et de réduire l'oscillation de courant $\Delta I_{L_{AC}}$. L'inductance constitue un filtre de 1^{er} ordre qui permet une atténuation de -20 dB par décade au-delà de la fréquence de coupure. L'ajout d'un condensateur forme un filtre LC de 2^e ordre et augmente cette atténuation à -40 dB par décade. Le filtre LCL de 3^e ordre permet une atténuation de -60 dB par décade, mais peut entraîner une résonance entre les composants. La fréquence de coupure doit être plus grande que la bande passante du contrôleur, mais inférieure à la moitié de la fréquence d'oscillation.

Selon le graphique de la figure 3-4, 30 mH est l'inductance maximale pour permettre un transfert de puissance de 4,8 kW à 240 Vrms. Kisacikoglu [33] exprime le calcul de l'inductance selon l'équation

$$L = \frac{V_r (V_{BUS}^2 - 2V_r)}{4\sqrt{2} P \Delta I_{L_{AC}} \cdot V_{BUS} f_s} \quad (3-30)$$

Selon les spécifications du chargeur mentionnées initialement, une ondulation maximale de 1 A requière une inductance minimale de 220 μ H et de 44 μ H pour une utilisation à 20 kHz et 100 kHz respectivement.

3.2.6 Dimensionnement de l'inductance et du condensateur du hacheur

Selon l'équation 3-3, la valeur inductive minimale recherchée sera de 1,5 mH lorsque le hacheur est utilisé à une fréquence de commutation de 20 kHz et de 300 μ H pour une utilisation à 100 kHz. Similairement, selon l'équation 3-4, les capacités requises au niveau du condensateur de sortie sont respectivement de 50 μ F et de 10 μ F. Ces valeurs permettront de répondre aux spécifications théoriques d'ondulation de courant et de tension.

3.2.7 Rendement du chargeur modélisé

Le rendement complet du chargeur bidirectionnel est présenté à la figure 3-6. La somme des pertes de tous les composants est commune aux trois courbes à l'exception des pertes en conduction et en commutation qui diffèrent grandement entre les trois combinaisons de semi-conducteurs à l'étude.

La valeur inductive de l'inductance du hacheur se voit réduite avec l'augmentation de la fréquence de commutation. La valeur inductive requise dépend de la construction de cette inductance. À des fins d'uniformité de conception, le même cœur de ferrite est présumé sur tout le spectre de fréquence ainsi que le diamètre du conducteur. Pour éviter de saturer ce cœur de ferrite, l'entrefer est donc plus grand à plus basse fréquence et requiert un plus grand nombre de tours pour obtenir l'inductance requise. Les pertes « cuivre » sont plus importantes dû aux nombreux tours de conducteur autour du cœur de ferrite. Cela explique le plus bas rendement à 10 kHz et une augmentation vers 20 kHz pour la combinaison FET+SBD SIC.

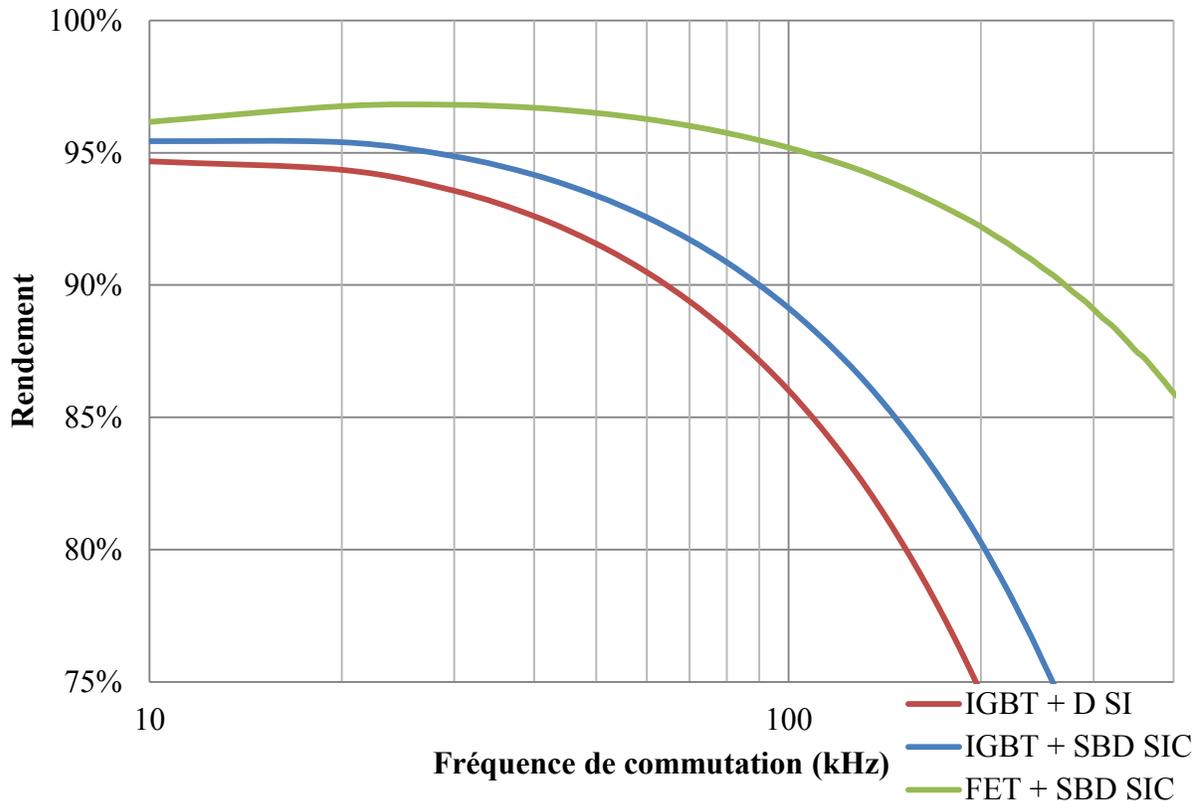


Figure 3-6 Rendement du chargeur bidirectionnel selon la fréquence de commutation.

Pour un rendement équivalent d'environ 95 %, l'utilisation de la combinaison de FET+SBD SIC permet l'opération du convertisseur à 100 kHz au lieu de 30 kHz pour le IGBT+SBD SIC. Le rendement du convertisseur avec la combinaison IGBT+D SI n'atteint pas 95 % sur le spectre de fréquence de commutation étudiée.

3.3 Conclusion sur la modélisation et le dimensionnement

La mise en équation des éléments de l'onduleur/redresseur et du hacheur synchrone met en évidence les relations entre les éléments. Le dimensionnement des composants s'appuie sur ces relations pour déterminer les points d'opération du chargeur bidirectionnel selon les spécifications établies initialement. Les fréquences de commutation et les trois combinaisons d'interrupteurs choisies mettront en évidence les différences entre les technologies.

Chapitre 4 Mise en œuvre du chargeur bidirectionnel

La mise en équation et le dimensionnement, présentés au chapitre précédent, déterminent les points d'opérations adéquats du chargeur bidirectionnel pour rencontrer les spécifications initiales. Ces modèles sont utilisés en simulations pour élaborer les algorithmes de contrôle des convertisseurs. Un second modèle, orienté sur les semi-conducteurs, permet l'analyse de leurs pertes dans les topologies utilisées.

La mise en œuvre d'un chargeur prototype permet de démontrer les performances réelles des composants appliqués dans la conversion. Ce prototype valide les approximations et suppositions de la mise en équation et du dimensionnement. La sélection et la conception des composants nécessaires aux montages expérimentaux seront approfondies dans ce chapitre.

4.1 Simulations

Les topologies et les algorithmes de contrôle sont simulées avec le logiciel *Simulink* de *Mathworks*. La librairie *Sim Power System*TM permet d'effectuer l'analyse graphique de l'électronique de puissance. Ces simulations mettent en application les fonctionnalités des topologies choisies et des boucles de contrôle implémentées.

Les simulations détaillées des caractéristiques des semi-conducteurs sont effectuées avec le logiciel *LTSpice IV*TM de *Linear Technology*. Celles-ci démontrent l'effet des différents points d'opération et permettent d'optimiser l'utilisation des semi-conducteurs à l'étude. Cette analyse plus macroscopique du chargeur met en lumière les performances des composants comparés. Ces simulations n'incluent pas l'intégralité du chargeur bidirectionnel afin de limiter la complexité et le temps de simulation.

Ces deux logiciels distincts ont été choisis pour simuler adéquatement le contrôle et les pertes. Les temps de calcul des modèles élaborés ne sont pas optimisés ce qui impliquait cette séparation du modèle de contrôle et d'analyse des pertes.

4.1.1 Simulations avec *Sim Power System*TM

Le modèle utilisé pour l'analyse du transfert entre le réseau et la pile du VPE contient les composants principaux tel qu'illustré à la Figure 4-1. La commande implémentée dans le modèle *Simulink* contrôle la puissance du convertisseur et sa direction. La commande du pont est effectuée par un régulateur proportionnel-intégral (PI) illustré à la figure 4-2. Celui-ci compare la puissance à l'entrée du redresseur/onduleur à sa consigne en puissance. La sortie du PI change l'angle θ entre la tension du réseau et celle de l'onduleur. Conformément à l'équation 2-18, l'augmentation de l'angle α augmente la puissance transférée. Une saturation est imposée à l'angle pour qu'il demeure entre $\pm 89^\circ$. La fonction *FCN* sur le schéma prend en entrée la phase requise du compensateur PI, puis détermine le rapport cyclique selon l'équation 2-4. Les gains proportionnel et intégral du PI sont faibles, ce qui engendre une correction moins rapide vers la consigne, mais fournit la stabilité désirée.

La tension de la pile est comparée à sa tension maximale lors de la recharge et à sa tension minimale lors de sa décharge. Cette différence est divisée par la résistivité interne de la pile, fixée à $0,07 \Omega$, ce qui permet de réduire le courant en début et fin du transfert de puissance. Cette protection élémentaire est suffisante pour le cadre de cette étude.

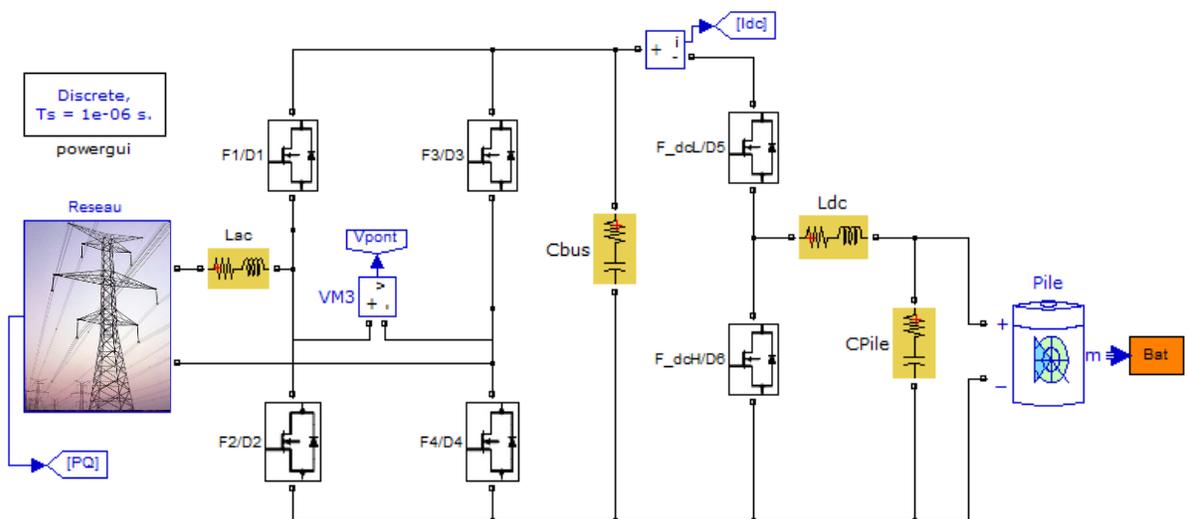


Figure 4-1 Modèle Simulink du chargeur bidirectionnel.

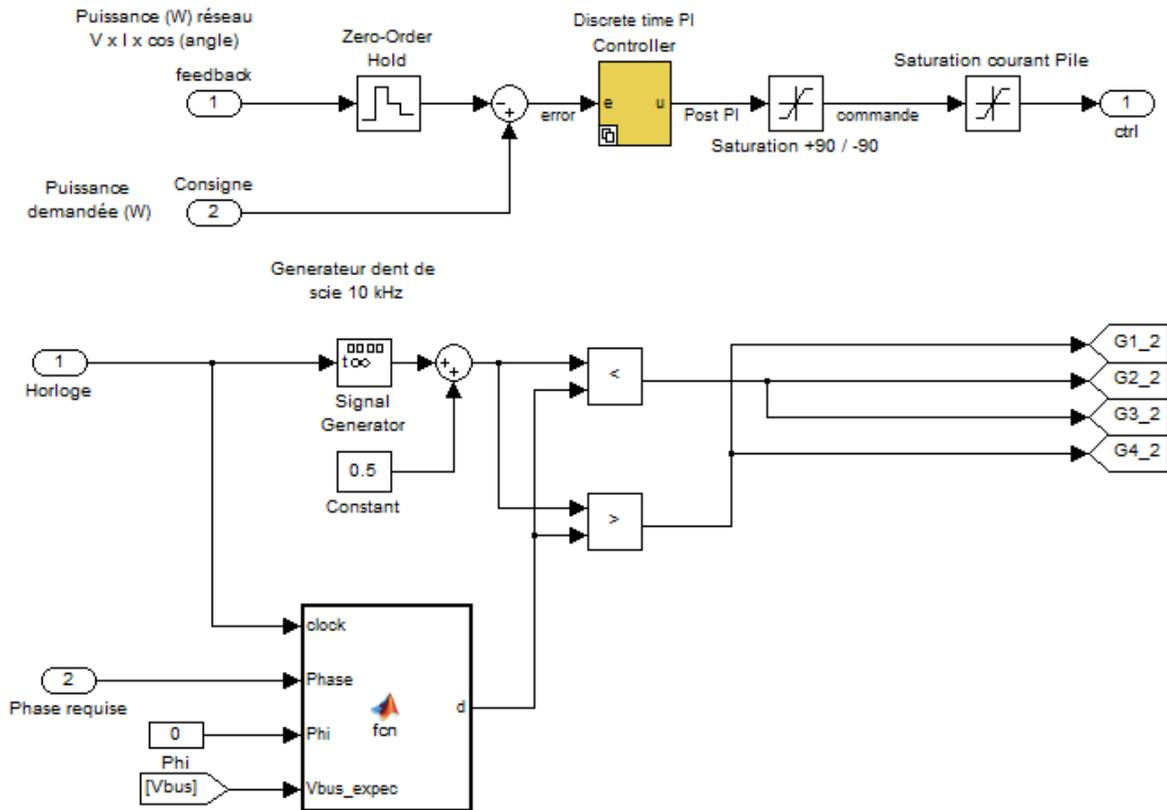


Figure 4-2 Commande du pont Simulink.

Le schéma de commande appliqué au hacheur synchrone est présenté à la figure 4-3. Un compensateur PI est mis en place et stabilise la tension du bus DC. Cette stabilisation du bus permet le transfert de puissance déterminé par la commande du redresseur/onduleur à la pile du VPE.

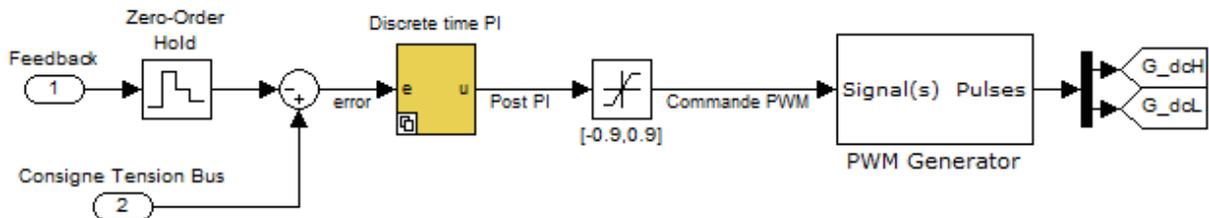


Figure 4-3 Commande du hacheur synchrone Simulink.

4.1.1.1 Résultats des simulations avec Sim Power System™

Le fonctionnement est validé pour les deux modes d'utilisation du chargeur bidirectionnel, soit la recharge des piles et la génération vers le réseau. Le tableau 4-1 présente les paramètres utilisés lors des simulations avec Sim Power System™. Le comportement du chargeur bidirectionnel est illustré à la figure 4-4 lorsque connecté au réseau 120 V_{RMS}. Une commande de 3300 W (en rouge) est graduellement imposée lors de la recharge des piles à partir du réseau. Par la suite, cette commande est réduite puis inversée jusqu'à -3300 W. La réponse du chargeur est superposée en bleu. L'inversion de phase de 180° du courant du réseau correspond au changement de direction du transfert de puissance.

4.1.2 Simulations avec LTSpice™

Le logiciel LTSpice IV™ permet d'observer les pertes en conduction et en commutation des semi-conducteurs. Seule la topologie du hacheur synchrone est étudiée pour sa simplicité. Les commutations du hacheur synchrone sont à tension et courant relativement constants comparativement au pont et à la tension sinusoïdale du réseau. Le modèle CMF20210 de MOSFET de la compagnie *CREE Inc.*, le modèle de diode Schottky UPSC600 SiC de *Microsemi* ainsi que celui de l'IGBT IRG4PH50UD d'*International Rectifier* sont utilisés pour les simulations.

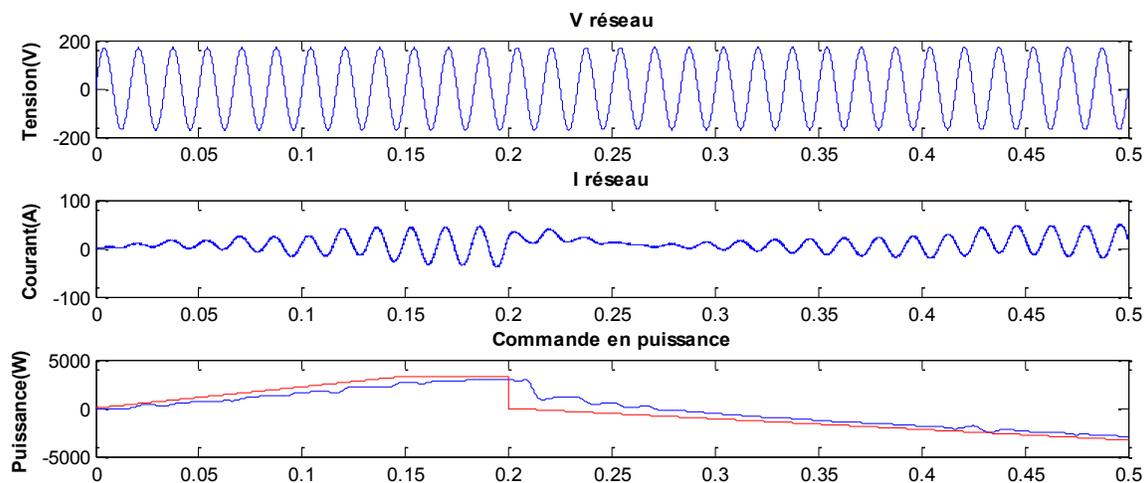


Figure 4-4 Paramètres simulés du chargeur à 3,3 kW.

Tableau 4-1 Valeurs des paramètres utilisés en simulation Simulink.

Paramètres	Valeur			
Puissance du convertisseur	2,4 kW	-2,4 kW	4,8 kW	-4,8 kW
Tension du réseau	120 V	120 V	240 V	240 V
Résistance interne des interrupteurs	100 mΩ			
Inductance de lissage AC	4 mH			
Condensateur C bus	5 mF			
Tension d'utilisation du condensateur C bus	500 V			
Inductance de lissage DC	245 uH			
Condensateur de sortie C Pile	36 uF			

Ces modèles ont les caractéristiques les plus représentatives des composants sélectionnés du chapitre précédent. Le schéma utilisant les composants SiC est illustré à la figure 4-5. Les modèles simulés ne considèrent pas les variations de température du composant ni leurs effets sur les caractéristiques des semi-conducteurs telles que la résistance à l'état passant (R_{dson}) ou la tension seuil (V_{th}).

Les paramètres d'opération du hacheur simulé sont énumérés au tableau 4-2. Une pile (illustrée par V4 à la figure 4-5) est utilisée pour stabiliser le bus DC et permettre le transfert bidirectionnel entre le bus intermédiaire et la pile modélisée du VPE (illustrée par V3).

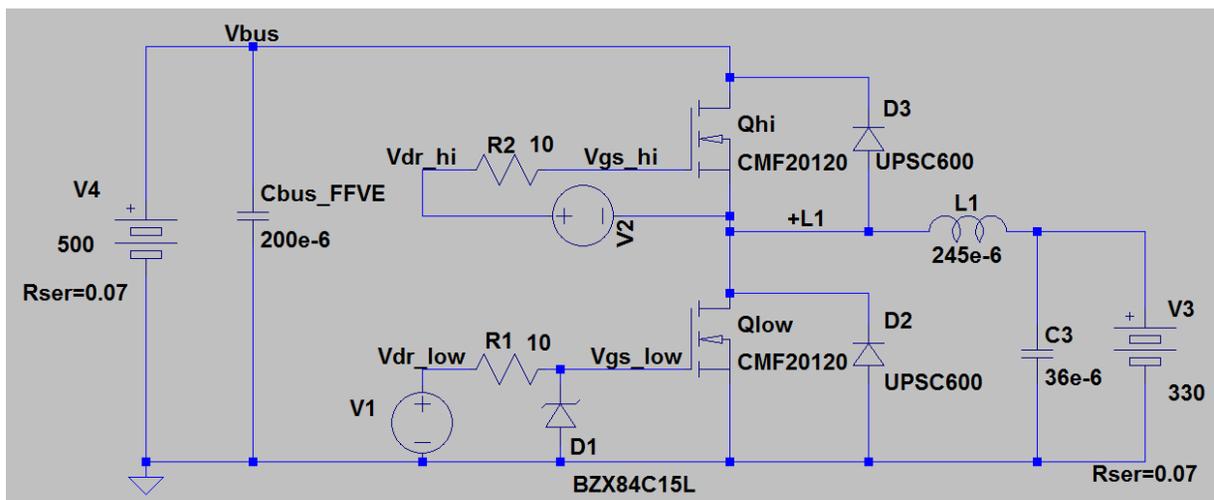


Figure 4-5 Schéma LTSpice du hacheur synchrone FET +SBD SiC.

Tableau 4-2 Valeurs des paramètres utilisés en simulation LTSpice

Paramètres	Valeur
Tension d'utilisation du condensateur C bus	500 V
Condensateur C bus	200 μ F
Courant moyen dans l'inductance	20 A
Tension d'utilisation du condensateur C bus	330 V
Tension d'opération des grilles	15 V
Résistance des grilles	10 Ω
Temps mort entre commutations	0,5 μ s
Résistance équivalente des piles	70 m Ω
Fréquence de commutation	100 kHz
Inductance de lissage DC	245 μ H
Condensateur de sortie C Pile	36 μ F

Certains phénomènes durant la commutation sont mis en lumière par ces simulations et peuvent être réglés avant la mise en œuvre. La tension de grille lors de l'ouverture de l'interrupteur du haut est présentée à la figure 4-6. La tension de la grille de l'interrupteur du bas chute en raison de l'important dV/dt négatif sur V_{ds} . La tension de grille peut donc excéder les limites du manufacturier et endommager le composant. La diode Zener D1 de la figure précédente est ajoutée pour protéger la grille sur l'interrupteur du bas lors de l'ouverture.

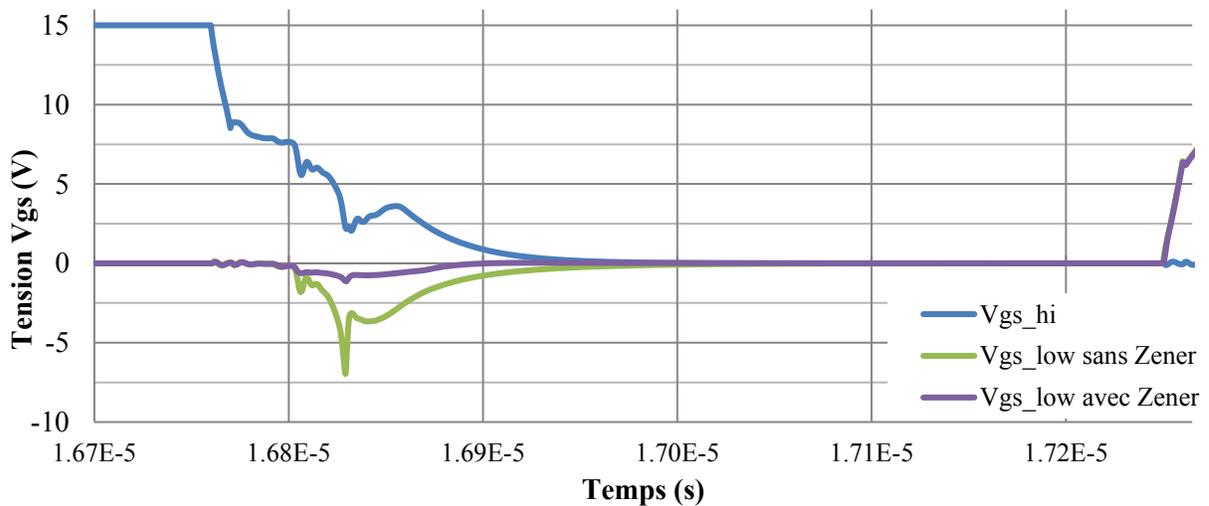


Figure 4-6 Tension de grille à l'ouverture de l'interrupteur du haut en simulation LTSpice

4.1.2.1 Résultats des simulations LTSpice™

L'évolution des pertes instantanées des semi-conducteurs de la combinaison FET + SBD SiC lors de la recharge est illustrée à la figure 4-7. Les tensions aux grilles des interrupteurs sont identifiées pour montrer les temps morts d'ouverture et de fermeture de ce cycle à 100 kHz. La perte en Watt est calculée en multipliant la tension aux bornes des composants avec leur courant. La diode en parallèle avec son interrupteur conduit durant le temps mort. Durant la recharge, seule la diode D_{low} supporte la conduction durant le temps mort, alors que la diode D_{hi} la soutient lors du temps mort lorsque le courant provient de la pile (transfert vers le réseau). Les pertes par commutation sont d'un ordre de grandeur au-delà du graphique; elles sont donc présentées aux prochaines figures. Les pertes lors de la fermeture de l'interrupteur du haut (Q_{hi}) apparaissent une fois que la tension de grille de Q_{hi} est en dessous du plateau de Miller, alors que la tension et le courant sont au maximum. Similairement, les pertes lors de l'ouverture de Q_{hi} surviennent après ce même plateau.

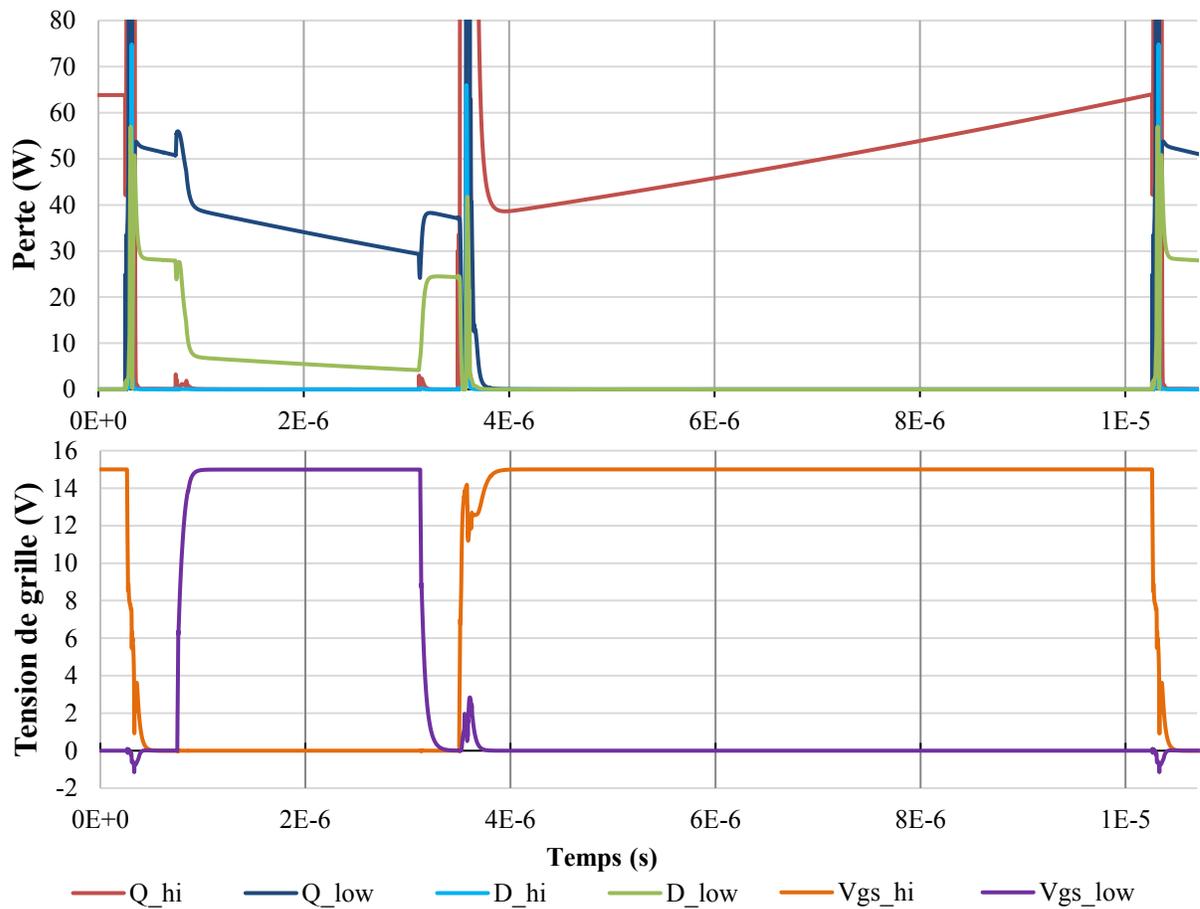


Figure 4-7 Pertes détaillées d'un cycle de la combinaison FET +SBD SiC.

La figure 4-8 illustre les trois combinaisons et leurs pertes lors d'un cycle. L'échelle logarithmique représente adéquatement l'amplitude des pertes durant la commutation. Les pertes par conduction lors de l'activation de l'interrupteur du bas (Q_{low}) divergent entre la solution avec MOSFET SiC et celles avec IGBT. Les courbes rouges et bleues, représentant respectivement les solutions IGBT +D Si et IGBT + SBD SIC, sont très similaires. Le courant de queue de l'IGBT du haut génère de grandes pertes qui sont observées à l'activation de l'interrupteur du bas. La solution FET + SMD SIC ne bénéficie d'aucune charge de recouvrement et n'a des pertes qu'à l'état passant. Durant les temps morts, la conduction assurée par la diode Schottky et la diode de corps du MOSFET génèrent des pertes près de deux fois plus élevées que durant la conduction du MOSFET. Les pertes en conduction des trois solutions sont similaires lors de l'activation de l'interrupteur du haut Q_{hi} . Les pertes de l'état passant dans le MOSFET (en vert) sont plus grandes que dans les IGBT des solutions au silicium. Les pertes par conduction de la solution IGBT + SBD SIC sont réduites grâce à l'apport de la tension de seuil plus faible de la diode Schottky.

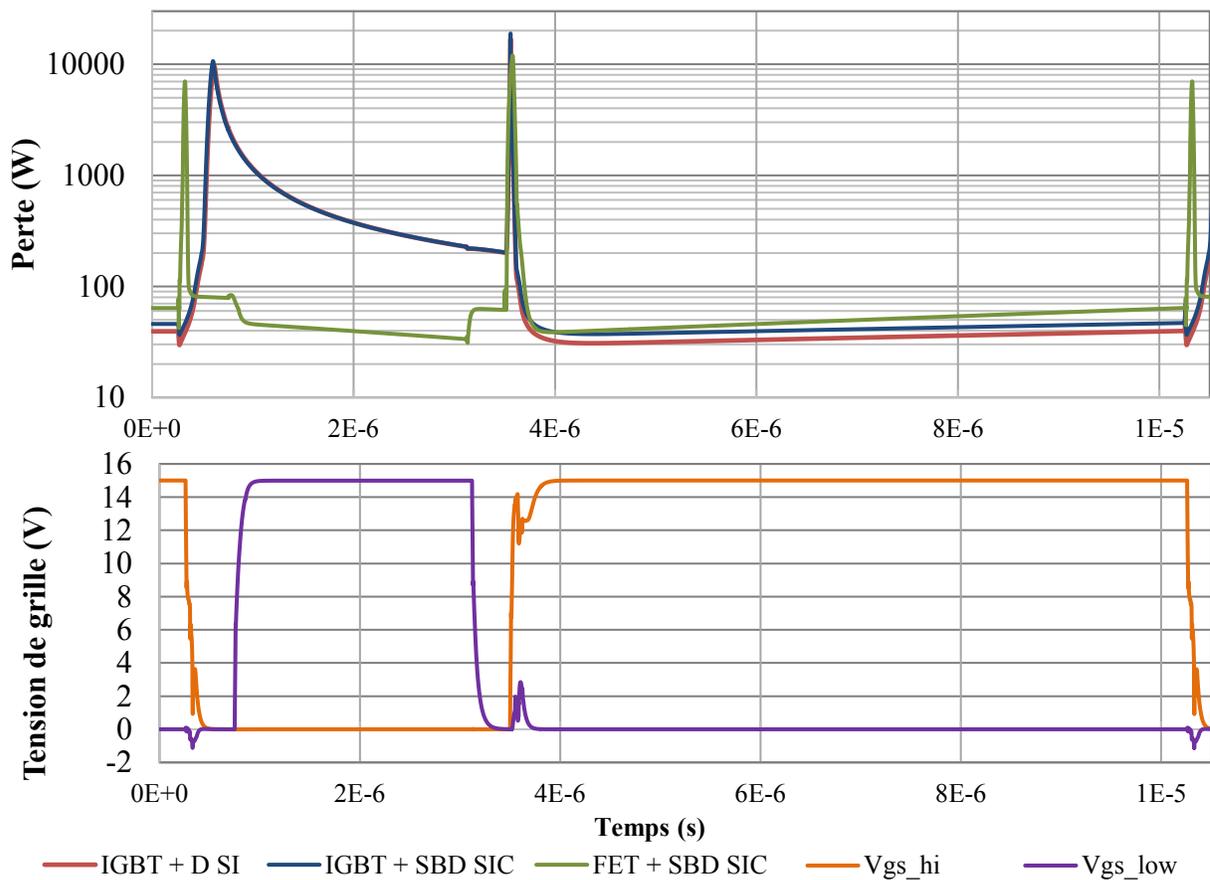


Figure 4-8 Pertes additionnées sur un cycle pour chaque combinaison.

La figure 4-9 affiche les commutations des solutions retenues. Le graphique de gauche présente le temps mort entre l'ouverture de Q_{low} et l'activation de Q_{hi} , tandis que le graphique de droite montre l'inverse. Au niveau de la commutation de la solution FET +SBD SiC, la majorité des pertes à la fermeture de Q_{hi} sont générées durant le plateau de Miller. La légère augmentation de tension de $V_{gs_{low}}$ durant l'activation de Q_{hi} démontre la recharge de la capacité entre la grille et le drain ce qui peut engendrer une fausse commutation de l'interrupteur. Les solutions IGBT + SBD SiC et IGBT + D Si sont similaires et discutées à la figure précédente. La diode Schottky supporte peu la commutation. Le modèle d'IGBT utilisé inclut la même diode Si que la solution IGBT + Si, ce qui explique les résultats similaires en commutation. Finalement, les sommes des pertes lors d'un cycle complet des trois combinaisons paraissent au tableau 4-3.

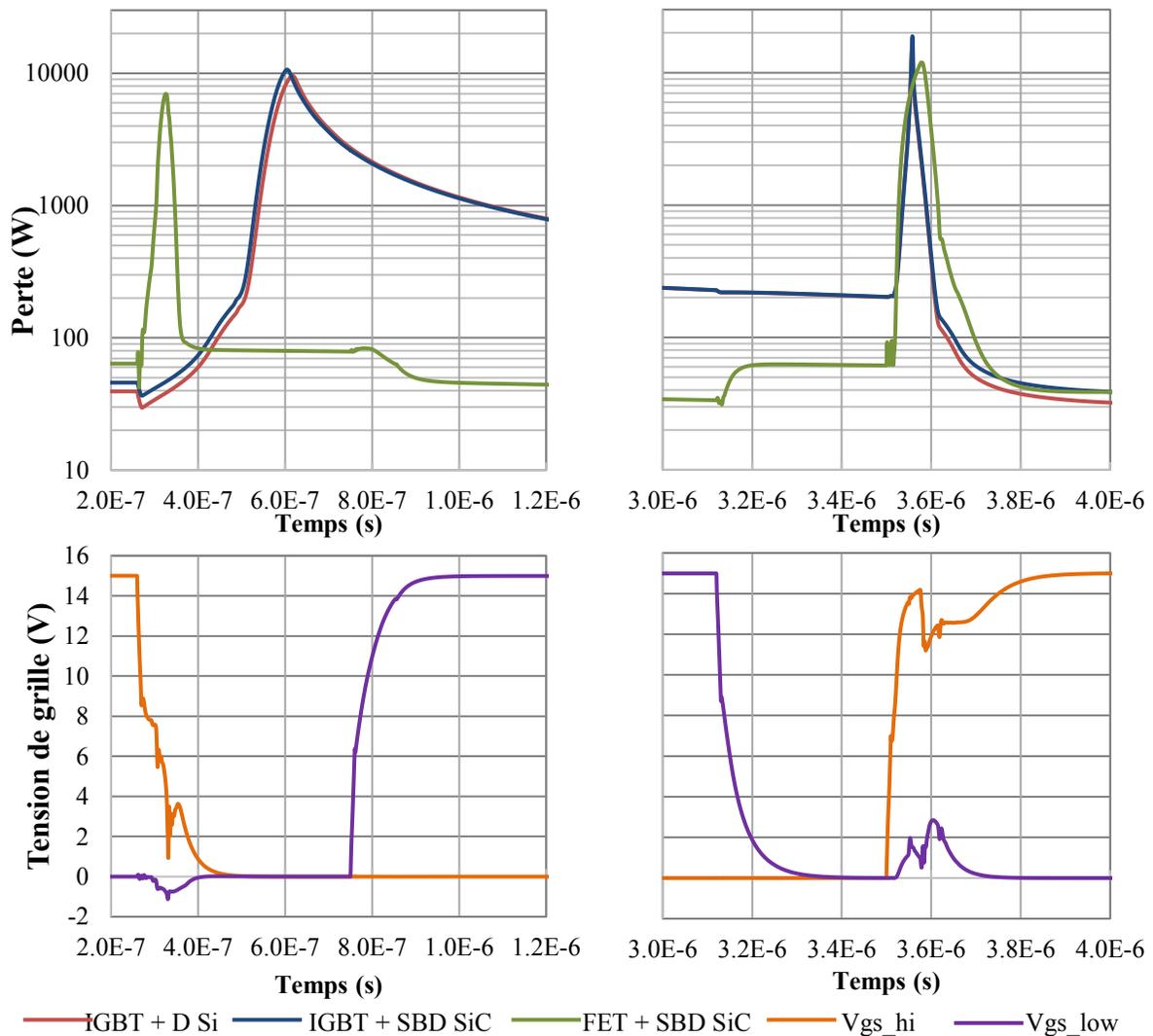


Figure 4-9 Pertes additionnées à l'amorçage et au blocage de l'interrupteur du bas.

Les pertes lors de la conduction de l'interrupteur du haut et celles générées lors de la conduction de l'interrupteur du bas sont sommées pour brièveté. Les pertes de la diode Si ne peuvent être spécifiquement observées en simulation puisque la diode est intégrée au modèle d'IGBT IRG4PH50UD utilisé. La somme des pertes d'un cycle démonte un rendement de la solution SiC qui est 2,6 fois supérieur aux solutions à interrupteurs IGBT Si. La solution hybride démontre le plus petit rendement occasionné par les pertes supplémentaires des deux diodes additionnelles. Ces SBD SiC sont en parallèle avec la diode Si du modèle d'IGBT.

4.1.3 Conclusion sur les simulations

Les simulations de contrôle effectuées sur Simulink ont permis de valider le fonctionnement de la topologie choisie et d'implémenter les boucles de contrôle élémentaires permettant le transfert énergétique bidirectionnel entre le réseau et la pile du VPE. Ces boucles de contrôle sont implémentées sur une plateforme adéquatement dimensionnée afin de contrôler les interrupteurs à l'étude. Les simulations plus spécifiques aux interrupteurs effectués sur LTSpice détaillent leurs pertes. Les pertes simulées seront comparées aux résultats observés sur les montages expérimentaux du chapitre 5 afin de déterminer la validité des modèles utilisés.

Tableau 4-3 Pertes simulées des composants dans LTSpice.

Période	Composant	IGBT + D SI	IGBT + SBD SIC	FET + SBD SIC
Conduction (μJ)	Diode haute	--	0,01	0,01
	Interrupteur du haut	1032,22	1071,47	377,67
	Diode basse	--	39,26	13,37
	Interrupteur du bas	146,18	108,59	87,39
Amorçage interrupteur bas (μJ)	Diode haute	--	1,14	1,37
	Interrupteur du haut	348,82	349,94	362,6
	Diode basse	--	7,39	10,37
	Interrupteur du bas	85,80	77,97	36,09
Blocage interrupteur bas (μJ)	Diode haute	--	1,14	1,36
	Interrupteur du haut	1287,20	1363,3	165,52
	Diode basse	--	13,11	15,82
	Interrupteur du bas	14,75	3,96	46,86
Somme (μJ)		2914	3037	1118

4.2 Montages expérimentaux

Afin d'étudier la contribution du carbure de silicium au rendement du convertisseur, il est possible d'utiliser un modèle représentatif de plus petite échelle. Les montages d'électronique de puissance conçus s'appuient sur le dimensionnement et les simulations pour démontrer la faisabilité de l'intégration des composants au carbure de silicium dans le chargeur bidirectionnel. Pour le montage expérimental, la tension du réseau utilisée est de $60 V_{RMS}$ et la tension DC des piles est de 24 V. Le courant transféré est de 20 A, tel que spécifié pour l'application du chargeur bidirectionnel.

4.2.1 Transformateur d'isolation et protection

Un transformateur d'isolation permet l'opération de l'onduleur et du hacheur par les circuits de contrôle. Un transformateur avec un rapport 2 :1 est choisi pour réduire la tension à $60 V_{RMS}$ pour les montages expérimentaux. Des fusibles sont ajoutés pour protéger le réseau et le montage en cas de défautuosité. Le montage inclut des inductances couplées par le noyau magnétique et des condensateurs de type « X » qui réduisent le bruit en mode différentiel entre le neutre et la ligne. Finalement, les condensateurs de type « Y » réduisent le bruit en mode commun.

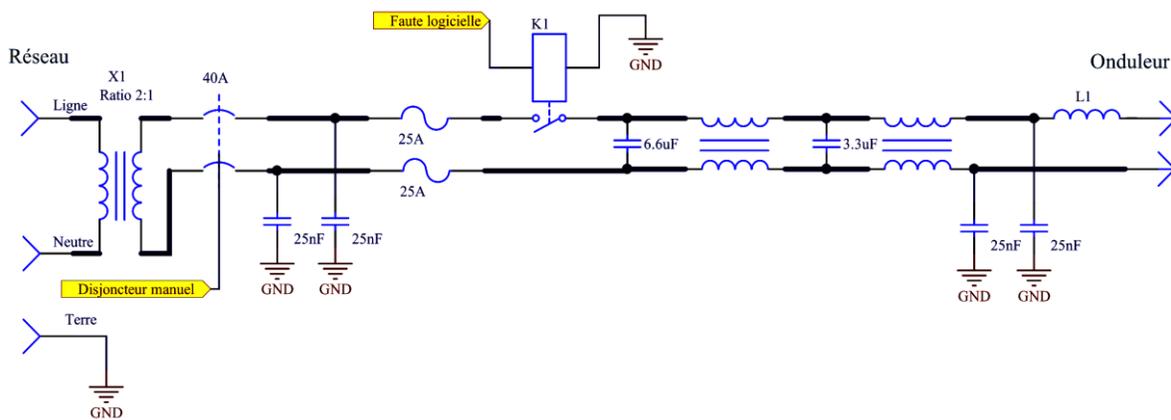


Figure 4-10 Schéma de l'isolation et de la protection du montage expérimental.

4.2.2 Dimensionnement thermique

Les pertes par cycle des simulations sur LTSpice du tableau 4-5 sont utilisées pour la sélection des dissipateurs thermiques. La perte la plus importante est considérée pour le calcul : soit la diode basse et l'interrupteur haut à 100 kHz. La température ambiante du chargeur prototype est présumée à 25°C. La température maximale de jonction supportée par le Si est de 90°C alors que celle du SiC est de 175°C. Le tableau 4-4 donne les résistances thermiques désirées $R_{\theta sa}^*$ pour les semi-conducteurs à l'étude.

Le dissipateur thermique choisi pour le montage expérimental est le *FA-T220-64E* d'*Ohmite* avec une résistance thermique de 2°C/W sous une convection forcée de 1,52 m/s. Le débit d'air est assuré par des ventilateurs sur le montage. Il est à noter que cette résistance thermique est trop grande pour les composants au Si. Aux fins de l'étude, les semi-conducteurs sont caractérisés pendant 500 ms ce qui limite l'augmentation en température du dissipateur et du semi-conducteur.

Tableau 4-4 Caractéristiques des dissipateurs de chaleur du prototype.

Paramètres	C4D20120	CMF20120D	IRG7PH30K10 PbF	IRG7PH30K10 DPbF
$\mu j/cycle$	60	905	2785	2668.24
f_s (Hz)	100000			
W / cycle	6	90	278	266
$R_{\theta Jc}$ (°C/W)	0,62	0,45	0,70	0,70
$R_{\theta cs}$ (°C/W)	0,24	0,24	0,24	0,24
$R_{\theta sa}^*$ (°C/W)	29	1,94	0,32	0,33

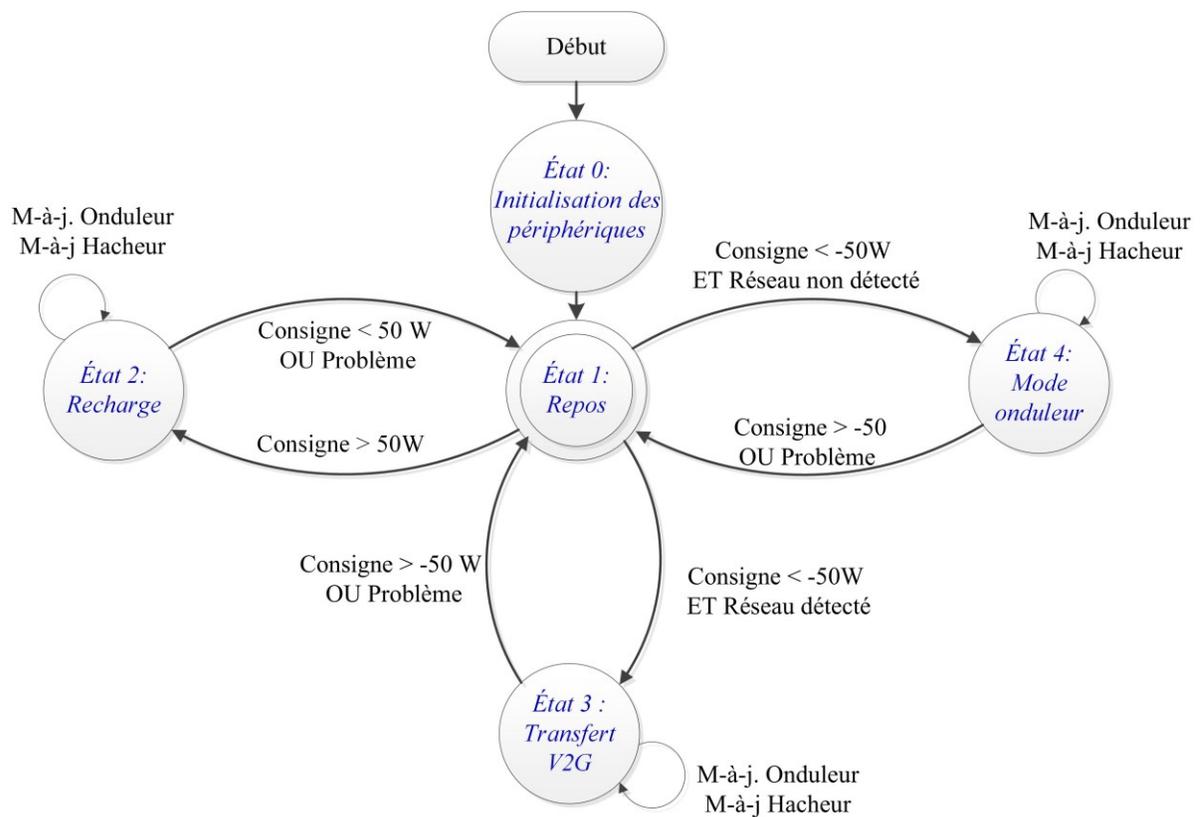
$R_{\theta Jc}$ = Résistance thermique entre la jonction et le boîtier (°C/W)

$R_{\theta cs}$ = Résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur (°C/W)

$R_{\theta sa}^*$ = Résistance thermique entre le dissipateur et l'air ambiant (°C/W)

4.2.3 Choix de la plateforme d'implémentation de contrôle

L'intégration des boucles de contrôle a été effectuée sur un DSP *TMS320F2812* de *Texas Instrument*. Ce microcontrôleur est intégré sur une carte d'interfaçage *eZDSPF2812* de *Spectrum Digital* qui simplifie l'accès aux différents périphériques du DSP. Le choix de ce microcontrôleur s'appuie sur ses modules internes de contrôle adaptés à l'électronique de puissance. L'implémentation embarquée au microcontrôleur ne fait pas partie de cette étude. L'ordinogramme de la figure 4-11 présente succinctement la structure du code qui contrôle le chargeur bidirectionnel.



Routine d'interruption à 20khz

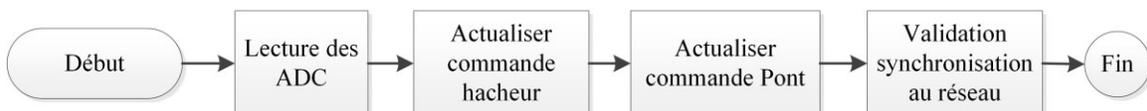


Figure 4-11 Organigramme structurel du code du DSP TMS320f2812.

4.2.4 Circuiterie d'adaptation

Les signaux des capteurs sur le montage expérimental requièrent un traitement avant d'être interprétés par le DSP. Les signaux sont adaptés à la plage de lecture de 0-3 V du DSP avec les protections requises. Des filtres antirepliement Butterworth d'ordre 4 sont intégrés aux capteurs de tension et de courant puisque leur fréquence d'échantillonnage est élevée. Les consignes des interrupteurs, qui sont les signaux sortant du DSP, doivent aussi être adaptées en tension et en courant pour alimenter les circuits d'attaque à grille isolés. Les délais sur les signaux doivent être minimisés et constants entre eux afin de ne pas affecter les périodes de temps mort et la synchronisation des commutations entre les paires de semi-conducteurs. Le schéma des circuits d'adaptation est présenté à la figure 4-12.

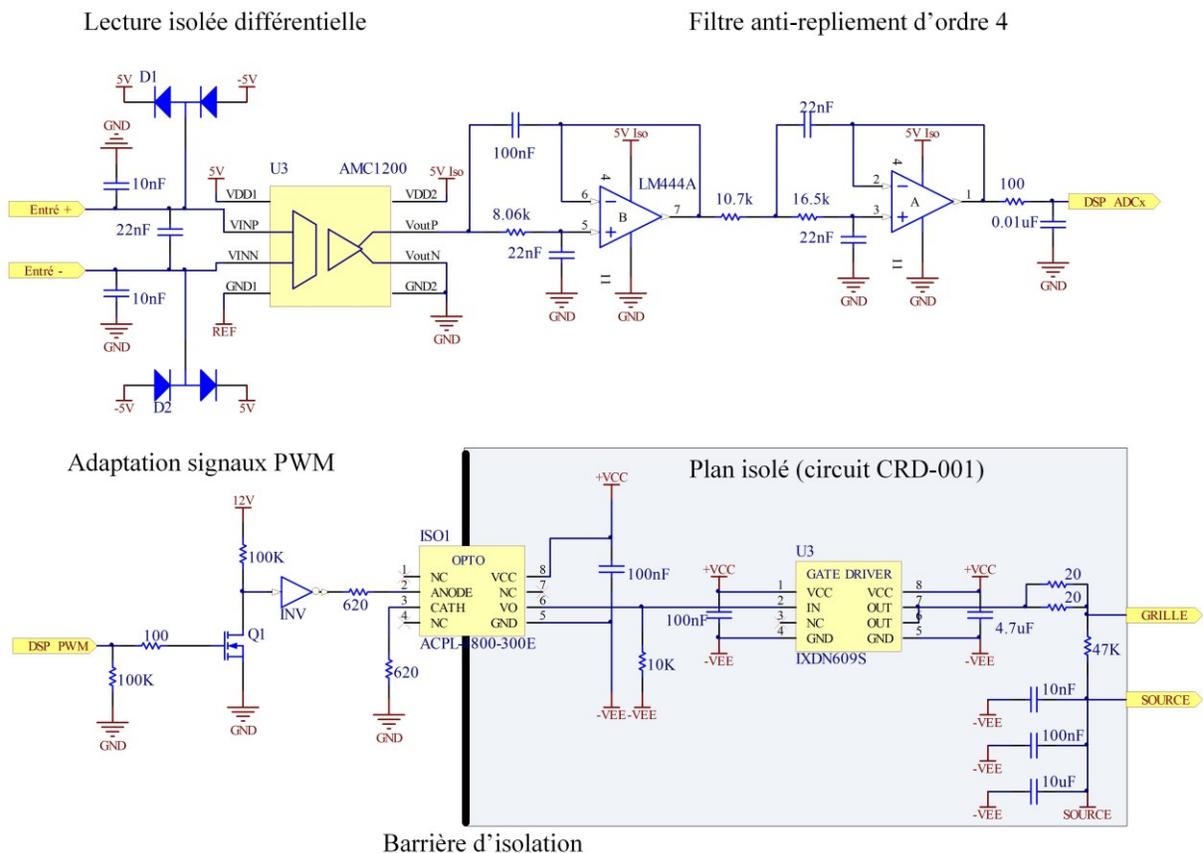


Figure 4-12 Circuits d'adaptation du DSP.

4.2.5 L'inductance du hacheur

La méthode « Kg » de McLyman [51] a été utilisée pour dimensionner les paramètres de l'inductance telle que le type de cœur et son matériel, le nombre de tours ainsi que l'entrefer requis pour obtenir la valeur inductive désirée. Une attention particulière est portée à la densité des champs magnétiques générés par l'enroulement et son nombre de tour afin d'éviter la saturation du cœur à une température ambiante allant jusqu'à 40 °C pour les montages expérimentaux. Deux concepts distincts permettent d'obtenir les valeurs inductives spécifiées précédemment. Les paramètres des concepts sont donnés au tableau 4-5. Le matériel commun sélectionné est la ferrite N87 pour sa disponibilité chez les distributeurs. Les formes de cœur en « E » procurent la flexibilité de varier l'entrefer, la valeur inductive et donc l'énergie emmagasinée dans l'inductance.

D'autres matériaux ferromagnétiques, comme le fer doux, ont une meilleure stabilité, même à haute température. L'utilisation de tels matériaux tire avantage de cette même propriété des semi-conducteurs au carbure de silicium et justifie l'opération du chargeur bidirectionnel à une température ambiante supérieure. Cependant, la flexibilité de l'entrefer variable d'un cœur E en ferrite simplifie grandement la construction des concepts d'inductance pour les montages expérimentaux. Pour réduire l'effet de peau de la commutation à haute fréquence, du fil Litz 660 brins de taille 46AWG a été utilisé pour le bobinage des inductances. Les deux concepts sont comparés à la figure 4-13. Le cœur volumineux de type PM62/49 est requis pour la plus grande inductance spécifiée du concept #2.

Tableau 4-5 Caractéristiques des inductances du hacheur.

Spécification	Concept #1	Concept #2
Fréquence de commutation d'utilisation (kHz)	20	100
Matériaux du cœur	N87	N87
Type de cœur	PM62/49	ETD54
Volume du cœur (cm ³)	62	35,6
Entrefer (mm)	2.05	1.31
Nombre de tours	45	23
Q à 100 kHz	438	191
Inductance mesurée à 100 kHz (μH)	569,8	198,6

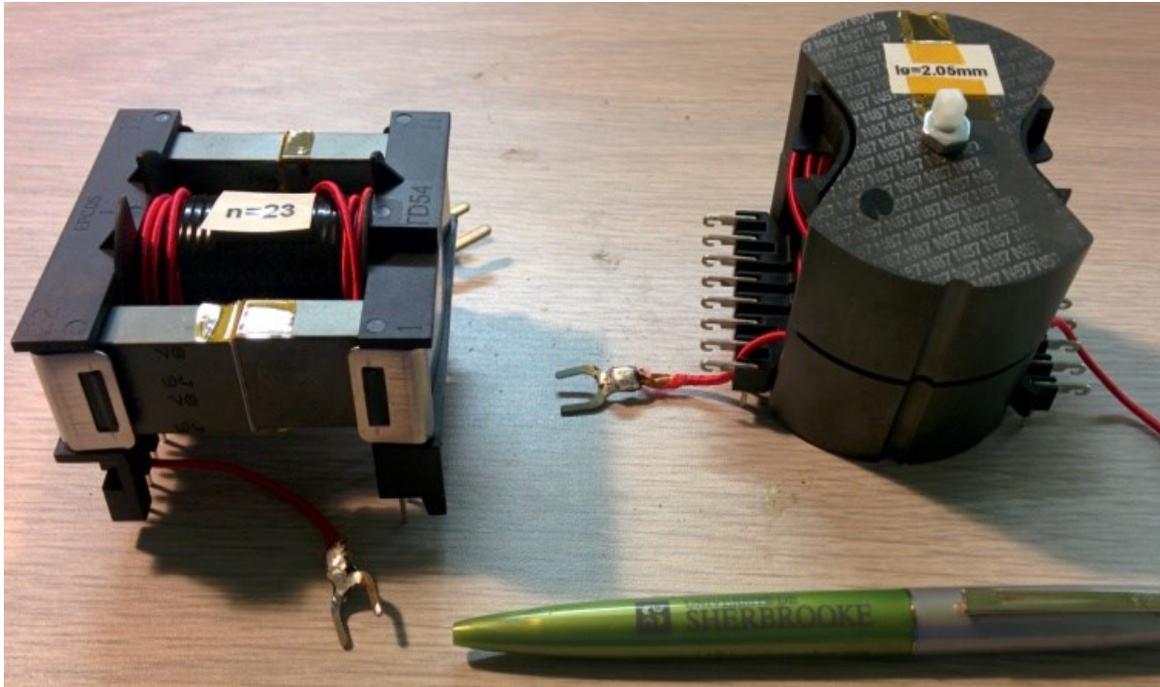


Figure 4-13 Les deux concepts assemblés d'inductances du hacheur.

4.2.6 Modularité des montages

Les montages expérimentaux modulaires permettent une utilisation aux conditions identiques. De ce fait, les circuits d'attaque à grille sont les mêmes pour chacun des montages IGBT + D Si, IGBT + SBD SIC et FET + SBD SIC. Les dissipateurs de chaleur ainsi que le positionnement des pièces sont identiques pour les combinaisons à l'étude. Les semi-conducteurs de puissance sont donc exposés aux mêmes éléments parasites pour une comparaison plus représentative.

De plus, le bus DC est le même pour tous les montages expérimentaux. La mise en parallèle de deux condensateurs à film de $100 \mu\text{F}$ spécifiés à 800 V ainsi que cinq condensateurs électrolytiques de $470 \mu\text{F}$ sont utilisés pour fournir une grande banque capacitive.

Les arrangements des modules utilisés sont donnés au tableau 4-7. Pour les tests à 20 kHz , la capacité de sortie et l'inductance DC sont respectivement de $100 \mu\text{F}$ et $570 \mu\text{H}$ pour chaque combinaison de semi-conducteurs. Similairement, la capacité de sortie et l'inductance DC sont respectivement de $36 \mu\text{F}$ et $97 \mu\text{H}$ pour les tests à 100 kHz .

Tableau 4-6 Les différents arrangements de montages utilisés.

Technologie	IGBT + D		IGBT + SBD SiC		FET + SBD SiC	
Fréquence de commutation d'utilisation	20 kHz	100 kHz	20 kHz	100kHz	20 kHz	100kHz
Inductance AC	4 mH					
Pont	IGBT + D				FET +SBD	
Capacité bus DC	2,55 mF					
Hacheur	IGBT +D		IGBT + SBD SiC		FET +SBD SiC	
Inductance DC	570 μ H	197 μ H	570 μ H	197 μ H	570 μ H	197 μ H
Capacité de sortie	100 μ F	36 μ F	100 μ F	36 μ F	100 μ F	36 μ F

4.3 Conclusion sur la mise en œuvre

Les montages expérimentaux ont été exposés dans ce chapitre. Les choix des composants développés et choisis ont été expliqués. Ces choix ou conceptions reposent sur la démonstration du prototype et la comparaison des rendements des composants SiC et Si.

D'autres technologies de semi-conducteurs dans des boîtiers plus denses pourraient optimiser davantage le prototype tant en taille qu'en rendement. De plus, certaines techniques d'aide et d'optimisation à la commutation (plus particulièrement dans l'implémentation du contrôle) dépassent le cadre de cette étude en raison de la complexité d'implémentation en microcontrôleur. Cette étude compare les rendements des trois combinaisons de montages IGBT + D Si, IGBT + SBD SiC et FET+SBD SiC. Les montages modulaires en laboratoire représentatif de petite échelle permettront d'expérimenter les concepts établis en simulations. Le chapitre suivant présente les résultats des expériences réalisées à l'aide des montages expérimentaux modulaires détaillés dans les sections précédentes.

Chapitre 5 Résultats

Ce chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus avec les montages élaborés et présentés au chapitre précédent. Ces montages de plus petite échelle sont supposés représentatifs et dimensionnés pour rencontrer les spécifications réelles d'utilisation sur un véhicule à propulsion électrique. La section 5.1 rappelle les résultats des simulations pour la comparaison aux résultats expérimentaux. La section 5.2 présente les rendements des deux étages de conversion séparément, soit le pont et le hacheur aux différents points d'opération à l'étude. Ensuite, la section 5.3 expose le rendement du chargeur bidirectionnel incorporant les deux étages. Subséquemment, une discussion expose les points importants de rendements observés à la section 5.4. La section 5.5 décrit les comportements des semi-conducteurs et leurs opérations. Enfin, la section 5.6 conclut ce chapitre.

5.1 Retour sur les simulations

Les rendements calculés au chapitre 3 sont résumés dans le tableau 5-1. Il est possible de conclure de ce tableau qu'en tout point, la combinaison FET+SBD SiC offre le plus grand rendement pour le convertisseur complet. Le rendement du chargeur bidirectionnel est le produit des rendements unitaire des deux étages de conversion. Les rendements unitaires des combinaisons FET+SBD SiC doivent donc être plus grands.

Les simulations du chapitre 4 ont permis d'évaluer les pertes des semi-conducteurs lors de la conduction et des commutations. Les pertes des combinaisons IGBT Si et IGBT +SBD SiC sont similaires alors que celle de la combinaison SiC était 2,6 fois plus petite. Les résultats du montage expérimental permettent de valider ces résultats ou encore de mettre en lumière des phénomènes négligés durant la simulation.

Tableau 5-1 Rendements calculés aux fréquences d'opération.

Paramètres			Différence
Fréquence de commutation	20 kHz	100 kHz	---
Rendement de la combinaison FET +SBD SiC	97%	95%	2%
Rendement de la combinaison IGBT +SBD SiC	96%	89%	7%
Rendement de la combinaison IGBT+Si	94%	86%	8%

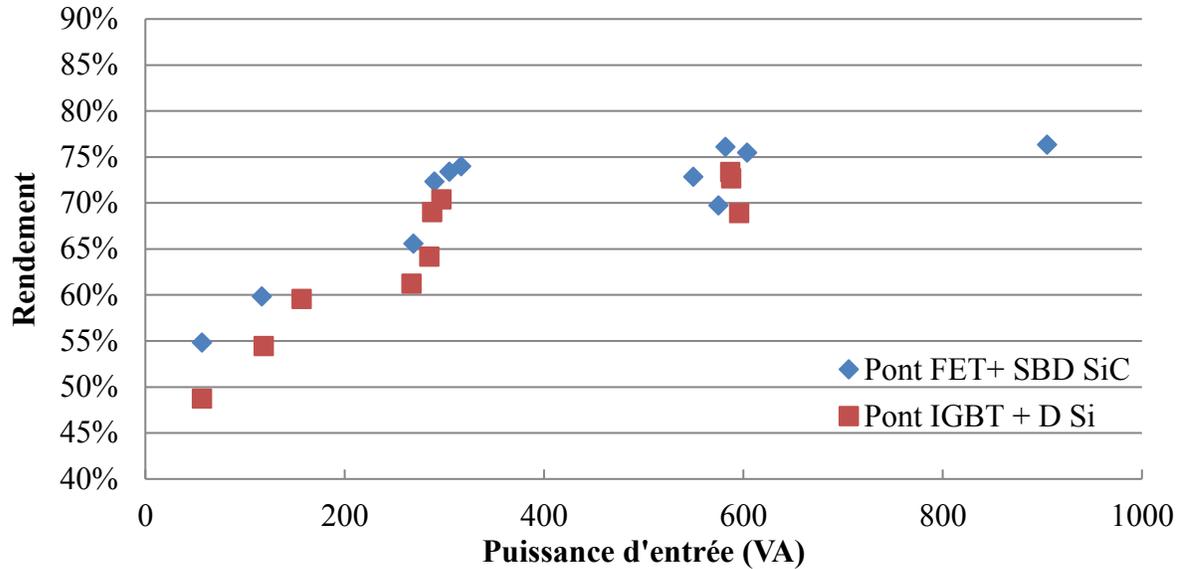


Figure 5-2 Rendement expérimental du pont à la recharge.

Les deux technologies validées ont de faibles rendements à basse puissance lorsque les pertes sont dominées par la tension seuil des diodes et des pertes fixes. À 600 VA, le pont FET +SBD SiC à une efficacité variant de 70 à 76% alors que le pont IGBT +D Si a un rendement variant de 69 à 73%. Le rendement idéal d'un pont de diode est de 81.2% selon la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_{sortie}}{P_{entré}} = \frac{V_{dc}^2/R_L}{V_{rms}^2/R_L} = \frac{8}{\pi^2} = 81,2\% \quad (5-1)$$

Les tensions et courant du montage sont affichés à la figure 5-3. Le facteur de puissance maximal mesuré lors de la recharge est de 83.5%.

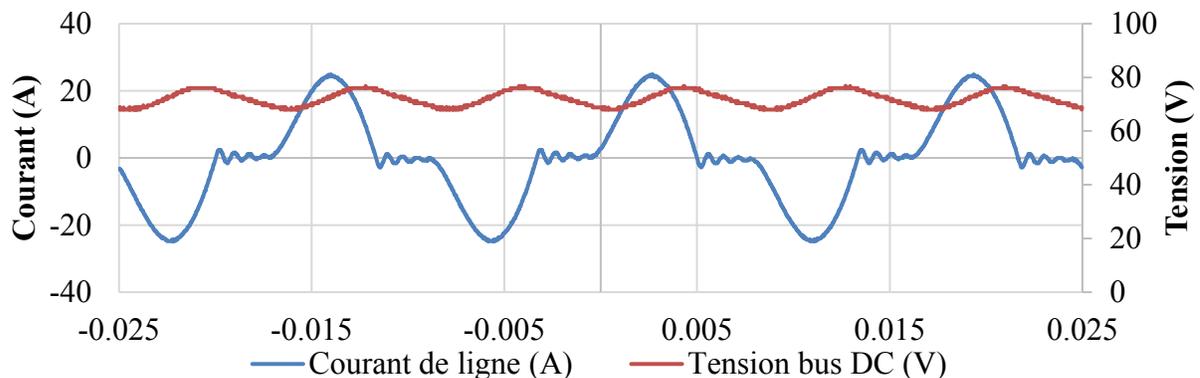


Figure 5-3 Forme de l'onde lors de la charge.

5.2.2 Rendements du pont en transfert V2G

Le rendement expérimental du pont en transfert V2G est déterminé avec le montage illustré au schéma de la figure 5-4. Les paires d'interrupteurs complémentaires reçoivent la commande requise du microcontrôleur pour générer le 60 Hz requis pour une interface au réseau. Cependant, la boucle à verrouillage de phase n'étant pas implémentée, le transfert vers le réseau doit donc se faire avec un réseau passif. Une charge résistive fait œuvre de réseau derrière l'inductance de lissage et la pince multimètre mesure le courant et la tension de la charge. Une source de tension à courant limité permet de fournir la tension au bus DC sans crainte de dommages aux composants. Les deux types de condensateurs en parallèle identifiés au chapitre 4 soit, électrolytique et film, permettent un support rapide au courant de la source de tension. La tension de bus peut donc être augmentée pour une valeur de charge résistive fixe afin d'augmenter la puissance de transfert vers la charge qui représente celle le réseau. Le rendement est déterminé en comparant la tension du bus DC et le courant de la source à la puissance apparente mesurée par la pince multimètre d'énergie Fluke 345.

La figure 5-5 présente les rendements mesurés selon la puissance envoyée à la charge. À la plus grande puissance étudiée, soit 180 VA, la solution SiC offre un rendement de 74% soit 15% au-dessus de la solution au Si. Ce rendement est tout de même en dessous des prédictions du dimensionnement mentionné à la table 5-1. La combinaison FET+SBD SiC a un plus grand rendement sur toute la plage de puissance étudiée.

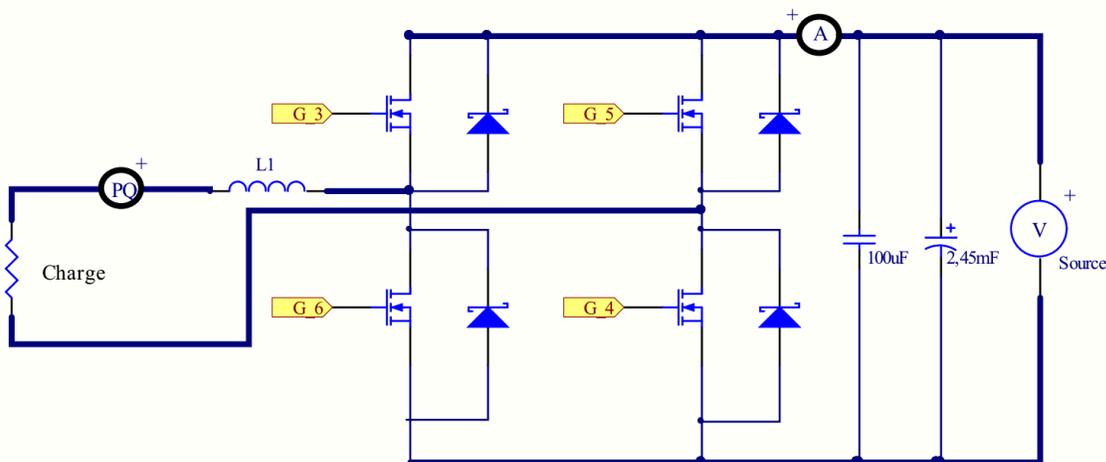


Figure 5-4 Schéma expérimental de la validation unitaire du pont en transfert V2G.

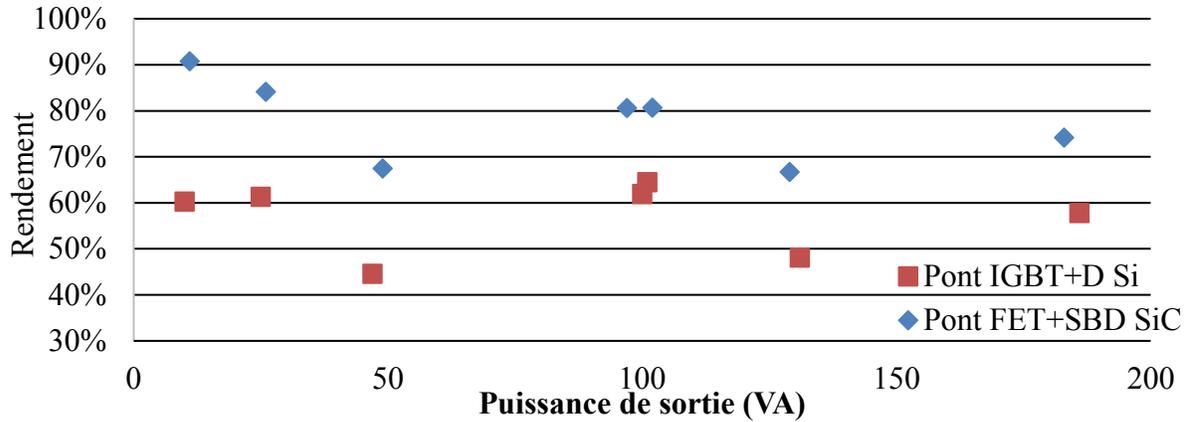


Figure 5-5 Rendement expérimental du pont en transfert V2G.

L'onde de courant du bus de la figure 5-6 présente des pulsations de courant suggérant un très bref court-circuit lors de l'utilisation de la combinaison IGBT+D Si. Ce phénomène se produit très rapidement et n'est probablement pas complètement saisi par l'instrument de mesure, car la fréquence de coupure de la pince ampèremétrique est largement en dessous de cette oscillation. Une commutation simultanée des interrupteurs est certainement à l'origine de ces pulsations. Puisque ces pulsations de courant ne sont pas répétées à chaque cycle, il se peut que la commande complémentaire des grilles des interrupteurs introduise un délai ou soit plus susceptible aux allumages non désirés.

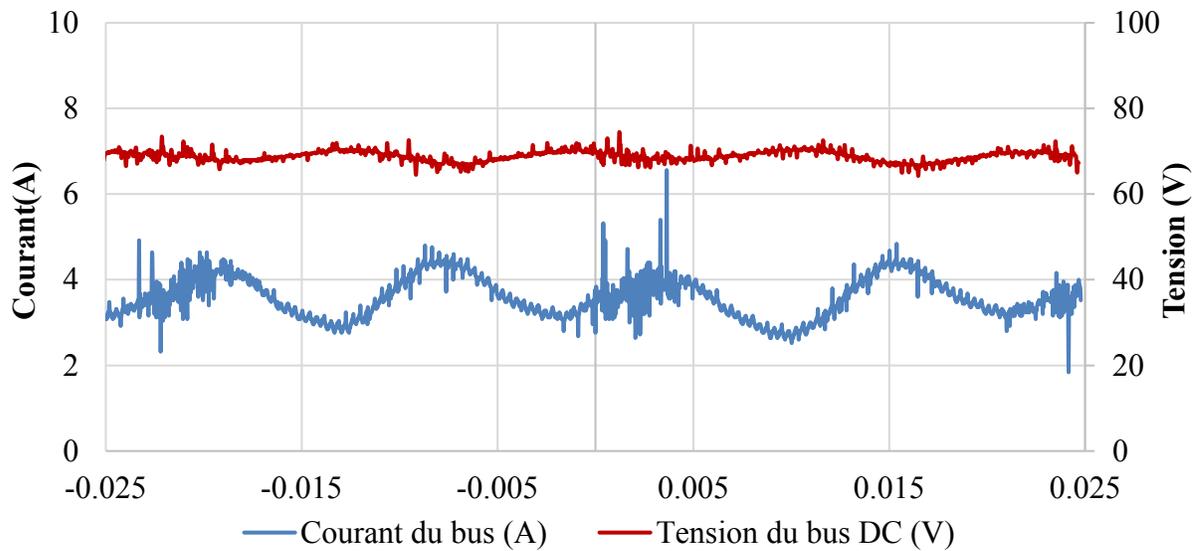


Figure 5-6 Forme de l'onde lors du transfert V2G.

5.2.3 Rendements du hacheur en recharge

Le schéma de la figure 5-7 représente le montage de validation du rendement unitaire du hacheur lors de la recharge. Le banc de test du hacheur utilise une batterie de piles acide-plomb pour maintenir un bus DC à 48 V. Ce bus se veut la sortie stabilisée du premier étage de conversion. Le hacheur est utilisé en dévolteur pour la recharge et transfère la puissance vers une autre batterie de piles acide-plomb de 24V qui représente la pile du VPE. Le rendement est mesuré selon le produit du courant moyen et tension moyenne de la batterie 24 V sur le produit du courant moyen et tension moyenne de la batterie 48 V.

Le graphique de la figure 5-8 présente les rendements à différentes puissances de sortie du dévolteur. Les trois combinaisons de composants à l'essai y sont testées à 20 kHz et 100 kHz. Lorsque les convertisseurs sont utilisés à 20 KHz, les rendements des trois combinaisons de dévolteurs sont entre 60 % et 85%. Les rendements sont peu affectés par la puissance de sortie.

Lorsqu'utilisé à 100 kHz, les pertes de la solution IGBT+D Si augmentent en fonction de la puissance de sortie. À 400 W, la solution IGBT a un rendement 53% inférieure à la solution FET+ SBD SiC. Cette dernière voit plutôt son rendement augmenter en fonction de la puissance de sortie. La solution IGBT + SBD SiC dispose de peu de points de comparaison, car cette expérience a été ajoutée plus tard dans l'étude. Son rendement, tant à 20 kHz qu'à 100 kHz est similaire à celle des solutions FET + SBD SiC.

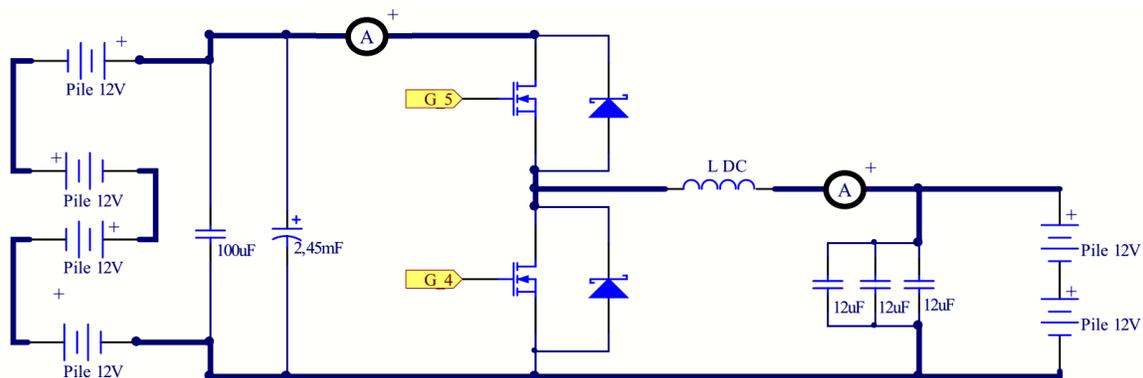


Figure 5-7 Schéma expérimental de la validation unitaire du hacheur.

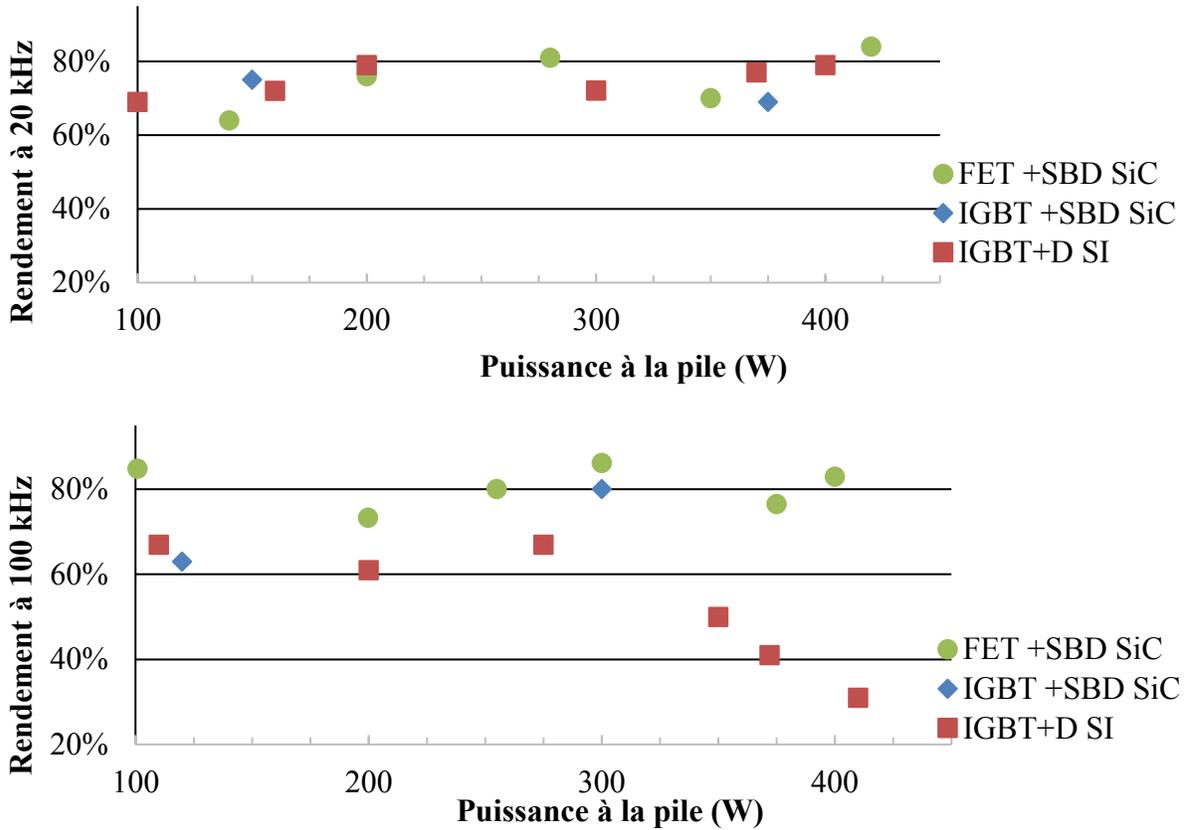


Figure 5-8 Rendement expérimental du hacheur dévolteur en recharge.

L'onde observée lors de la commutation à 100 kHz de la combinaison FET+SBD SiC est illustrée à la figure 5-9. Un grand dépassement est observé lors de l'ouverture de l'interrupteur Q_{hi} . Celui-ci augmente les pertes en commutation et sera discuté dans les sections ultérieures.

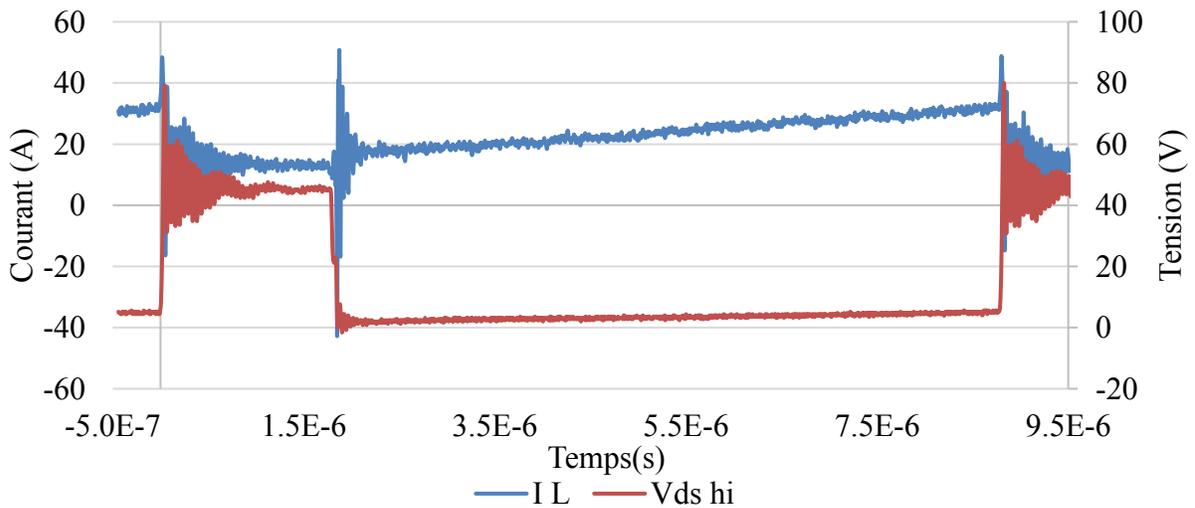


Figure 5-9 Cycle de commutation du hacheur lors de la charge à 100 kHz.

5.2.4 Rendement du hacheur en transfert V2G

Similairement à la mesure du rendement en recharge, le montage expérimental pour calculer le rendement unitaire du hacheur en transfert V2G, soit en survolteur, utilise une batterie de pile 24 V et une autre de 48 V. Le montage utilisé est celui de la figure 5-7 de la section précédente. Le rapport de cycle est changé pour permettre d'inverser la direction du transfert de puissance.

Les graphiques de la figure 5-10 présentent les rendements calculés à différentes puissances de sortie du survolteur, soit le bus DC. Lorsqu'utilisé à 20 kHz, la solution IGBT+D SI voit son rendement augmenter en fonction de la puissance de sortie, vers le plus grand mesuré dans cette étude à 91%. À cette même puissance de sortie, les deux autres combinaisons avec SiC sont près de 10% inférieures. C'est la combinaison IGBT + SBD SiC qui offre le plus faible rendement sur la plage d'opération à l'étude.

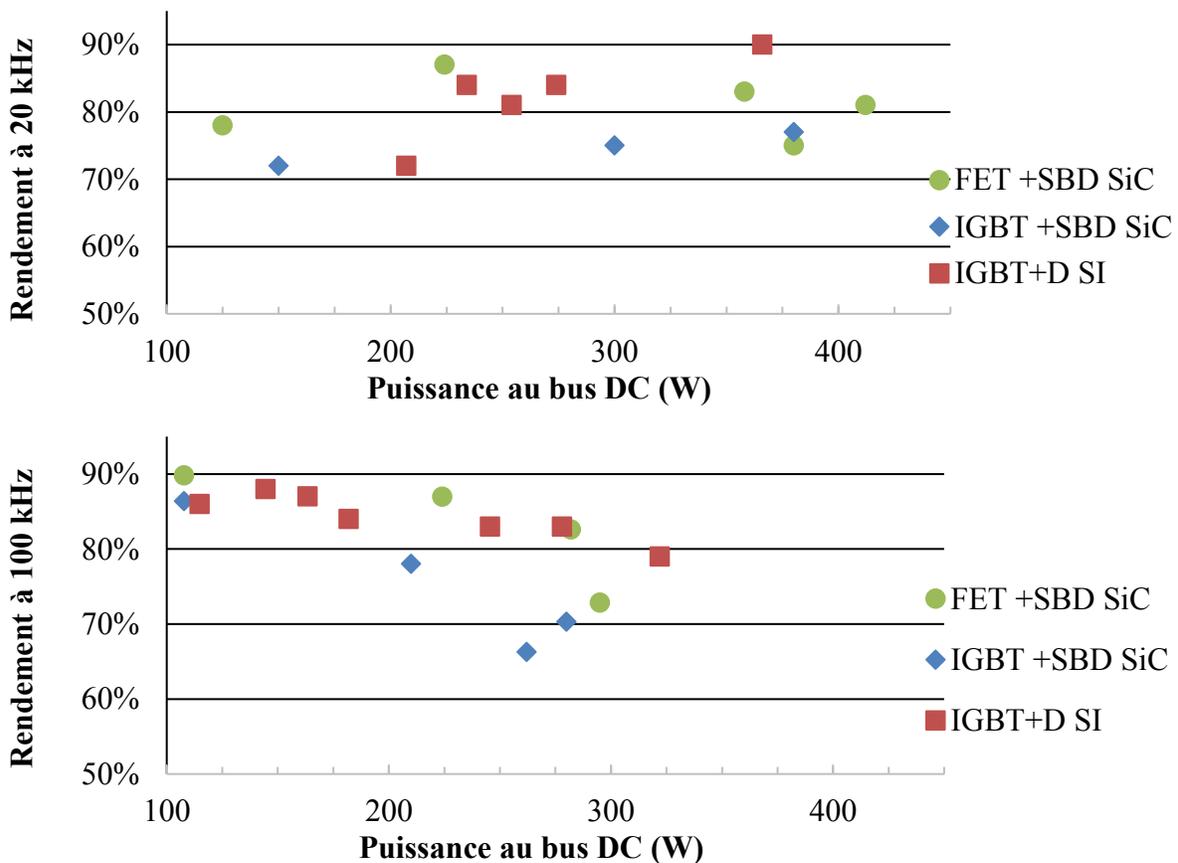


Figure 5-10 Rendement expérimental du hacheur survolteur lors de transfert V2G à 100 kHz.

Lorsqu'utilisé à 100 kHz la solution FET+SBD SiC a un plus grand rendement à basse puissance. Cependant, le rendement de cette combinaison diminue drastiquement alors que la puissance du convertisseur augmente. La combinaison IGBT+D Si offre un rendement similaire, mais semble moins affectée par l'augmentation de la puissance de sortie que la combinaison FET+SBD SiC. Similairement aux performances observées à 20 kHz, la solution IGBT + SBD SiC est la combinaison qui offre le plus bas rendement lorsque comparé à 275 W.

Le survolteur prototype ne pouvait pas fonctionner au-dessus de 350 W, car un problème de contrôle lors de la commutation enclenchait une commutation simultanés ce qui détruisait rapidement les composants à l'étude. Les rendements sont donc étudiés à une puissance moindre.

La tangente des rendements mesurés diminue en fonction de la puissance de sortie. Cela suggère que les plus grands courant dans le convertisseur génèrent plus de perte par conduction. L'onde observée lors de la commutation à 100 kHz de la combinaison FET+SBD SiC est illustré à la figure 5-11. Le courant est de polarité opposé lorsqu'il recharge les piles du bus. Le courant augmente jusqu'à 45 A ce qui près du double attendu. Ce grand courant est responsable de perte par conduction supplémentaire. L'oscillation de forte amplitude lors de l'ouverture de l'interrupteur Q_{low} ajoute aussi à cette perte. Cette oscillation sera discutée à la section 5.4.

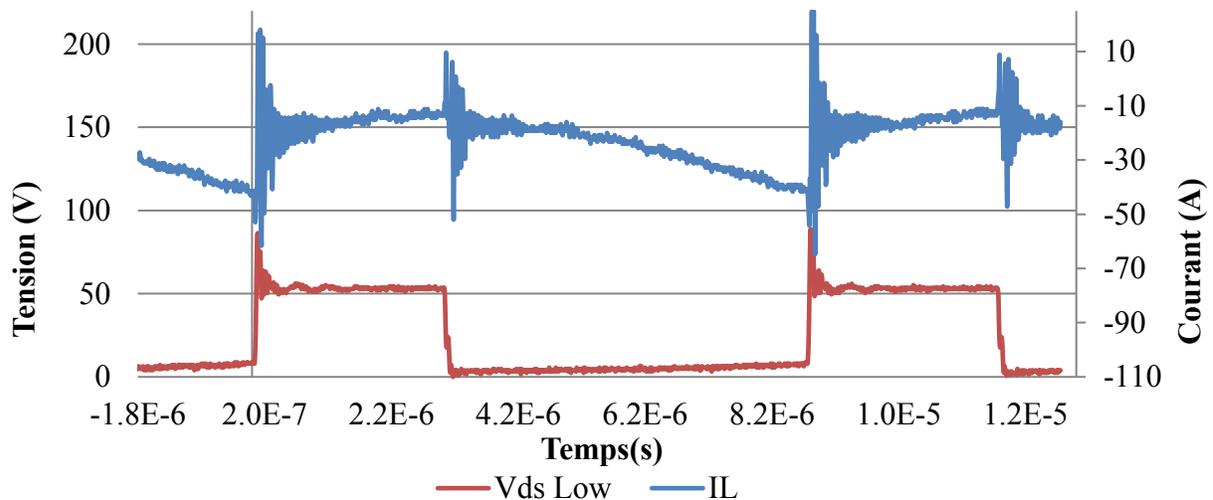


Figure 5-11 Cycle de commutation du hacheur survolteur lors du transfert V2G à 100 kHz.

5.2.5 Discussion sur les rendements unitaires

Les rendements des deux étages de conversion ont été évalués dans les sections précédentes. Il est légitime d'utiliser les rendements à plus grande puissance pour minimiser l'impact des pertes fixes des convertisseurs. C'est le pont en onduleur (transfert V2G) qui démontre la plus grande différence entre les composants SiC et Si. Tel que mentionné précédemment, cette différence peut être due à un problème de commutation affectant plus la combinaison Si que SiC. Il est à noter que toutes les autres topologies opérées à 20 kHz ne montrent qu'un petit écart de rendement entre les différentes combinaisons de composant.

Le chargeur bidirectionnel utilise le pont et le hacheur en cascade pour alimenter l'accumulateur du VPE. Le rendement du chargeur est donc le produit des rendements de ces deux convertisseurs. Les hauts rendements présentés au tableau 5-1 sont au-delà des résultats expérimentaux. En effet, lorsque les rendements du pont et hacheur sont multipliés, le rendement total est bien en dessous des prévisions du tableau 5-1.

Une des considérations majeure influençant le rendement du pont est l'utilisation unique des diodes pour la conduction. Les interrupteurs en parallèle avec ces diodes, quoique non actifs, apportent tout de même des pertes de leur composition interne comme la diode de corps du MOSFET. La commutation adéquate du pont aurait certainement amélioré la performance du pont en recharge. De plus, les conditions d'opérations des montages expérimentaux sont différentes de celles utilisées lors du dimensionnement. Les montages prototypes utilisent un courant de même amplitude que le chargeur bidirectionnel décrit dans le dimensionnement. Cependant, les tensions d'utilisations sont moindres. Les pertes fixes estimées au chapitre 3 ont donc un impact plus important sur le rendement du convertisseur de plus faible puissance.

Les cycles de commutation représentés aux figures 5-9 et 5.11 montrent des dépassements en tension lors de l'ouverture des interrupteurs qui atteignent le double de la tension de bus. Les oscillations en tension et courant qui suivent génèrent une perte élevée dans le composant.

5.3 Rendement du transfert énergétique

Le rendement unitaire des deux étages de conversion sont déterminés aux sections précédentes. Le rendement complet du convertisseur qui recharge la pile du VPE combine ces deux étages de conversion. Les rendements des solutions FET+SBD SiC, IGBT +SBD SiC et IGBT Si sont comparés à la figure 5-12 à une fréquence de commutation de 20 kHz et 100 kHz. Les rendements sont étudiés seulement en mode recharge, car la puissance du pont et du hacheur sont limités par le montage lors du transfert V2G. Il est pertinent de comparer les rendements des combinaisons selon leur fréquence de commutation. Les mêmes combinaisons affichent plus de perte par commutation si la fréquence de commutation est plus grande. La topologie au rendement le plus élevé est celle utilisant seulement des composants au silicium commutant à 20 kHz, soit la topologie IGBT Si. Le rendement à 500 VA est de 79% pour le IGBT Si, 77% pour le FET SiC et 63% pour la solution hybride IGBT + SBD SiC. Lorsqu'utilisé à 100 kHz, ces mêmes topologies ont un rendement de 71% pour le FET SiC 68% pour les solution IGBT Si et IGBT + SBD SiC.

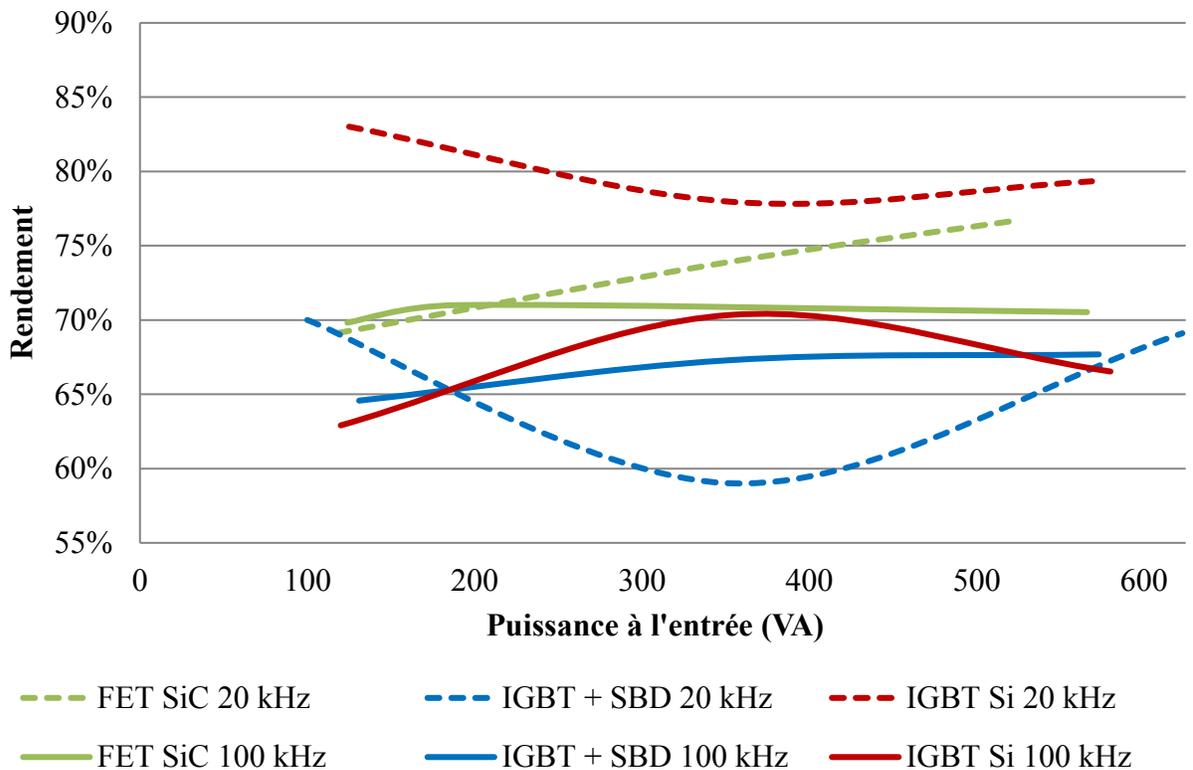


Figure 5-12 Rendement du chargeur bidirectionnel en recharge.

5.3.1 Discussion sur le transfert énergétique

Il est intéressant de noter que le rendement total observé avec les deux convertisseurs en cascade est plus grand que le produit des rendements unitaires observés précédemment. Une fois de plus, ce sont les conditions d'utilisation qui peuvent expliquer cette différence. La tension rectifiée du réseau par le pont alimente le bus DC au lieu d'une pile de 48V. La tension du bus intermédiaire DC était près de 70 V ce qui réduisait le rapport cyclique pour obtenir une même puissance de sortie.

La combinaison IGBT+D Si a le plus haut rendement lorsqu'elle est opérée à 20 kHz. La différence de rendement entre la solution complètement SiC et Si est de seulement 2 % pour une utilisation à 20 kHz. Il n'est donc pas justifié d'utiliser des composants au carbure de silicium, car leur rendement est inférieur selon l'expérimentation. Lorsque le montage est opéré à 100 kHz, la combinaison FET+SBD SiC affiche le plus grand rendement. La différence de rendement entre la solution complètement Si et la SiC est de seulement 3%. La faible différence entre les deux combinaisons n'est pas une justification suffisante pour utiliser l'une ou l'autre des solutions à l'étude.

La combinaison IGBT + SBD SiC, combinant les deux technologies, a le plus faible rendement aux deux fréquences de commutation. Un rendement intermédiaire aux deux autres combinaisons était attendu de cette solution. Il apparaît que la SBD au carbure de silicium apporte peu d'avantages à l'utilisation complémentaire de l'IGBT comparativement à une diode PN interne au paquet du composant.

L'utilisation du chargeur bidirectionnel à 100 kHz permet une miniaturisation des composants passifs. L'inductance de lissage et la capacité de sortie se voient considérablement réduites en valeur inductive et capacitive respectivement ce qui réduit leur masse et leur volume. La différence de rendement entre la solution IGBT+D Si à 20 kHz et celle de la solution FET SiC à 100 kHz est de 8% en faveur de la solution IGBT+D Si.

Selon le tableau 5-1, les rendements des solutions IGBT+D Si à 20 kHz et celle de la solution FET SiC à 100 kHz sont très près, soit de 94 et 95%. Ces rendements justifient la viabilité du

transfert de puissance véhicule réseau selon l'équation 2-1. La conversion initiale de la source d'énergie est retirée de l'équation 2-1 pour obtenir l'équation 5-2. La puissance du réseau de distribution emmagasinée dans l'accumulateur du VPE et retournée au réseau de distribution avec un rendement de près de 70%. Ce même calcul est effectué aux équations 5-4 et 5-5 avec les rendements de 79% de la solution IGBT+D Si et de 71% pour la solution FET SiC à 100 kHz. 50% et 57% respectivement de la puissance initiale est dissipée en perte dans le transfert, ce qui réduit l'intérêt pour les transferts véhicule-réseau en termes de rendement.

$$\eta_{V2G} = \eta_{distribution} * \eta_{chargeur}^2 * \eta_{pile}^2 \quad (5-2)$$

$$\eta_{V2G} = 0,92 * 0,94^2 * 0,93^2 \cong 0,70 \quad (5-3)$$

$$\eta_{V2G} = 0,92 * 0,79^2 * 0,93^2 \cong 0,50 \quad (5-4)$$

$$\eta_{V2G} = 0,92 * 0,71^2 * 0,93^2 \cong 0,43 \quad (5-5)$$

Enfin, lors du dimensionnement, le chargeur bidirectionnel est spécifié pour une opération à 4800 W. Ceci signifierait la dissipation de près de 1 kW pour la solution IGBT+D Si à 20 kHz et de près de 1,4 kW pour la solution FET SiC à 100 kHz. Il apparaît évident que des techniques avancées de dissipation de chaleur seraient requises ce qui augmenterait le volume générale du chargeur bidirectionnel.

Les rendements du montage expérimental sont inacceptables pour une implémentation dans un chargeur bidirectionnel. Cependant, le dimensionnement et les simulations présentaient des scénarios à plus grand rendements. La raison des pertes supplémentaires réside dans les cycles de commutation représentés aux figures 5-9 et 5.11. Une expérimentation supplémentaire permet de faire la lumière sur ces pertes des semi-conducteurs.

5.4 Comportement des interrupteurs en commutation

Afin de comprendre les pertes supplémentaires observées, une attention particulière est portée aux commutations du dévolteur utilisé à 20 kHz. Le dévolteur est alimenté par une source de 60 V et une inductance de 570 μH . La charge est de 15,15 Ω avec un ESL de 15 μH . Les tensions mesurées lors du blocage de Q_{hi} sont comparées à la figure 5-13.

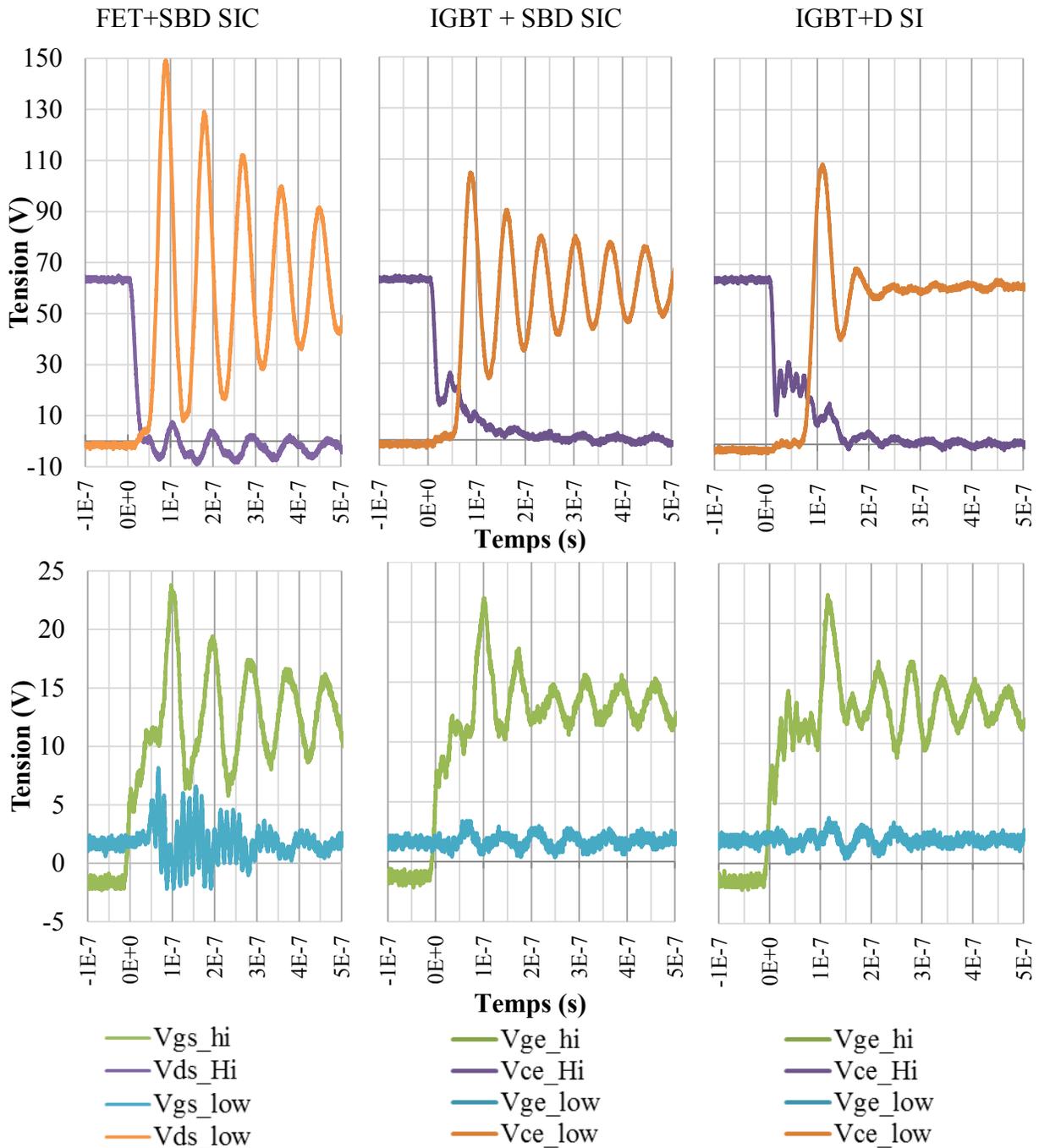


Figure 5-13 Comparaison lors du blocage de Q_{hi} .

La première rangée illustre les tensions V_{ds} / V_{ce} des interrupteurs en orange et violet alors que la seconde rangée illustre les tensions de grilles en vert et cyan. Les tables sont alignées pour mieux comparer les comportements des semi-conducteurs. Les tensions minimales des grilles sont de -2 V pour V_{gsh_i} / $V_{ge_{hi}}$ et de 1.5V pour V_{gslow} / $V_{de_{low}}$. L'oscillation observée sur les tensions V_{ds} de FET SiC est de 11 MHz, 13 MHz pour IGBT+ SBD SiC et 15 MHz pour IGBT Si.

5.4.1 Considération des montages

L'oscillation est causée en partie par la disposition des composants sur le circuit de test. Les inductances et capacitance parasites entre le circuit d'attaque de grille et la grille de l'interrupteur peuvent influencer la commutation des composants. La solution IGBT Si utilise une diode Si qui est interne au boîtier TO-247 du fabricant. Cela réduit considérablement l'inductance entre ces deux semi-conducteurs. Les solutions FET SiC et IGBT+SBD SiC utilisent une SBD SiC dans un boîtier TO-220 séparé ce qui augmente la distance entre les semi-conducteurs.

Le courant est mesuré durant les commutations grâce à une pince ampérométrique *BK Precision CP62*. Cette pince a une bande passante limitée à 300 kHz et atténue le signal grandement au-delà de 100 kHz. De plus, la phase du signal est retardée de plus de 60 degrés à 100 kHz. L'instrument de mesure ne peut donc pas capturer le comportement exact du courant durant la commutation. Le courant de queue responsable de pertes importantes des IGBT n'est donc pas capturé. La mesure de courant de 5 A rapportée par la pince est donc considérée comme moyen et n'est pas représenté sur les graphiques de la figure 5-12 pour fin de simplicité. Il n'était pas possible d'utiliser une résistance shunt pour mesurer le courant dans le convertisseur.

5.4.2 Analyse du blocage de Q_{hi}

Pour la technologie FET+SBD SiC, le blocage de Q_{hi} de la figure précédente provoque une grande oscillation aux bornes de Q_{low} . L'oscillation atteint 150 V, soit 2,5 fois la tension du bus. Celle-ci diminue et persiste pendant une microseconde (hors de l'illustration). La tension de grille de Q_{hi} , en vert, atteint le 12 V imposé par le circuit d'attaque de grille et se met à osciller de concert avec l'oscillation aux bornes de Q_{low} . Malgré la variation importante de la tension de

grille de Q_{hi} induite par l'oscillation à sa source, la tension de grille ne chute pas en dessous de la tension seuil de grille et Q_{hi} démontre un blocage complet car la tension aux bornes de $V_{ds_{hi}}$ est quasi nulle. L'oscillation atteint cependant près de 25 V qui est la limite tolérée selon ses spécifications. Un dépassement de cette tension peut occasionner des dommages à la grille et la destruction du composant.

La grille de $V_{gs_{low}}$ du FET SiC est affectée par la commutation de Q_{hi} avec une tension crête à crête de 10V. Lorsque Q_{hi} bloque, la tension au niveau du drain de Q_{low} est directement amenée à la tension de bus. Ce changement de tension brusque induit un petit courant entre la capacité drain/grille qui peut être suffisant pour déclencher l'interrupteur Q_{low} . Ce phénomène est observé, car la tension $V_{gs_{low}}$ passe au-delà de la tension seuil de grille $V_{gs(th)}$ typique de 3,5 V ce qui permet une conduction partielle durant l'oscillation. $V_{gs_{low}}$ diminue durant l'oscillation ce qui permet à Q_{low} de cesser cette conduction. Éventuellement cette variation s'estompe ce qui ne permet plus d'amorcer Q_{low} . L'utilisation d'une ferrite bien dimensionnée en série permettrait d'atténuer ces oscillations à haute fréquence.

Outre les inductances parasites mentionnées précédemment, la tension d'opération des interrupteurs a un effet important sur les capacités intrinsèques des composants. Pour un MOSFET, la capacité de transfert (C_{rss}) est la capacité drain-source totale du composant. La capacité d'entrée (C_{iss}) est la capacité C_{rss} en parallèle à la capacité grille/source. Finalement la capacité de sortie (C_{oss}) est définie par la capacité de drain-grille en parallèle avec la capacité drain-source et C_{rss} . Ces mesures sont prises, car les nœuds internes au composant ne peuvent être accédés. Ces capacitances du CMF2012D sont présentées à la figure 5-14. Lorsque V_{ds} est au-delà de 450 volts, C_{rss} est à 5 pF et C_{iss} est à 2 nF. Lorsqu'opéré à 60 V, C_{rss} passe à 30 pF alors que C_{iss} reste le même. Il est possible de conclure que cette capacité non linéaire à basse tension varie selon $V_{ds_{low}}$ lors de l'ouverture de Q_{low} . Cette plus grande capacité de C_{rss} rend le composant plus sensible à un allumage non désiré.

La conduction simultanée des deux interrupteurs a un effet important sur la perte lors de cette commutation et donc sur le rendement des convertisseurs utilisant des composants au carbure de silicium.

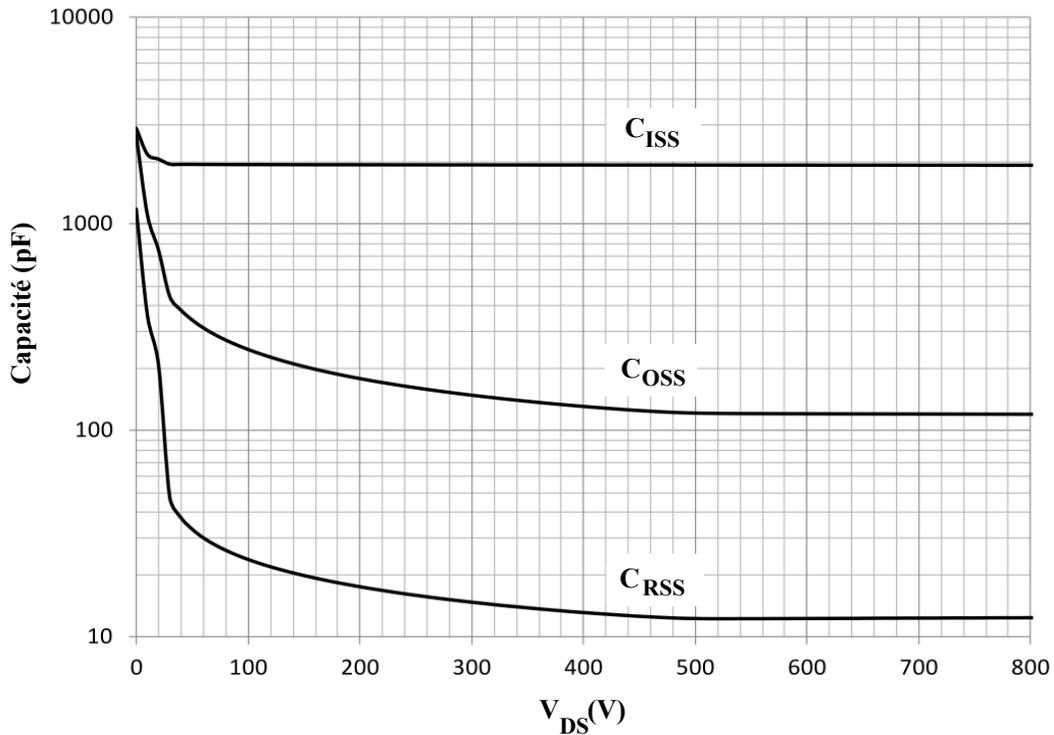


Figure 5-14 Capacité du CMF2012D.

Pour la combinaison IGBT + SBD SiC, le blocage de Q_{hi} provoque également une oscillation aux bornes de Q_{low} , mais de plus petite amplitude. L'oscillation atteint 105 V et persiste aussi pendant une microseconde. La tension de seuil de la grille de l'IGBT IRG7P30 est d'environ 6 Volts, soit au-delà de l'oscillation de $V_{ge_{low}}$.

Le blocage de Q_{hi} n'est pas aussi rapide qu'avec la combinaison FET+SBD SiC. La tension aux bornes du composant stagne à 25 V pendant 20 nsec alors que le courant au travers du composant augmente. La tension continue de diminuer une fois que di/dt diminue terminant la commutation.

Finalement, c'est la combinaison IGBT Si qui offre l'ouverture la plus rapide et stable en 100 nsec. Similairement à la combinaison précédente, la tension $V_{ce_{hi}}$ s'abaisse alors que le courant augmente au travers du composant. Durant les premières 75 nsec de l'activation de $V_{ge_{hi}}$, la tension au borne Q_{hi} est réduite et la tension aux bornes de Q_{low} est nulle, ce qui suggère un courant important durant l'activation simultanée des composants. Ce courant contribue à la perte mesurée lors du blocage de Q_{hi} .

5.4.3 Analyse de l'ouverture de Q_{hi}

Similairement à la figure précédente, les tensions mesurées lors de l'ouverture de Q_{hi} sont comparées à la figure 5-15. Lors de l'ouverture de Q_{hi}, une forte oscillation est générée aux bornes de V_{ds_{hi}} pour la combinaison FET+SBD SiC. Cette oscillation ajoute aussi à la perte par commutation de cette combinaison. Les deux autres combinaisons, IGBT+SBD SiC et IGBT Si démontre un comportement plus adéquat sans oscillation.

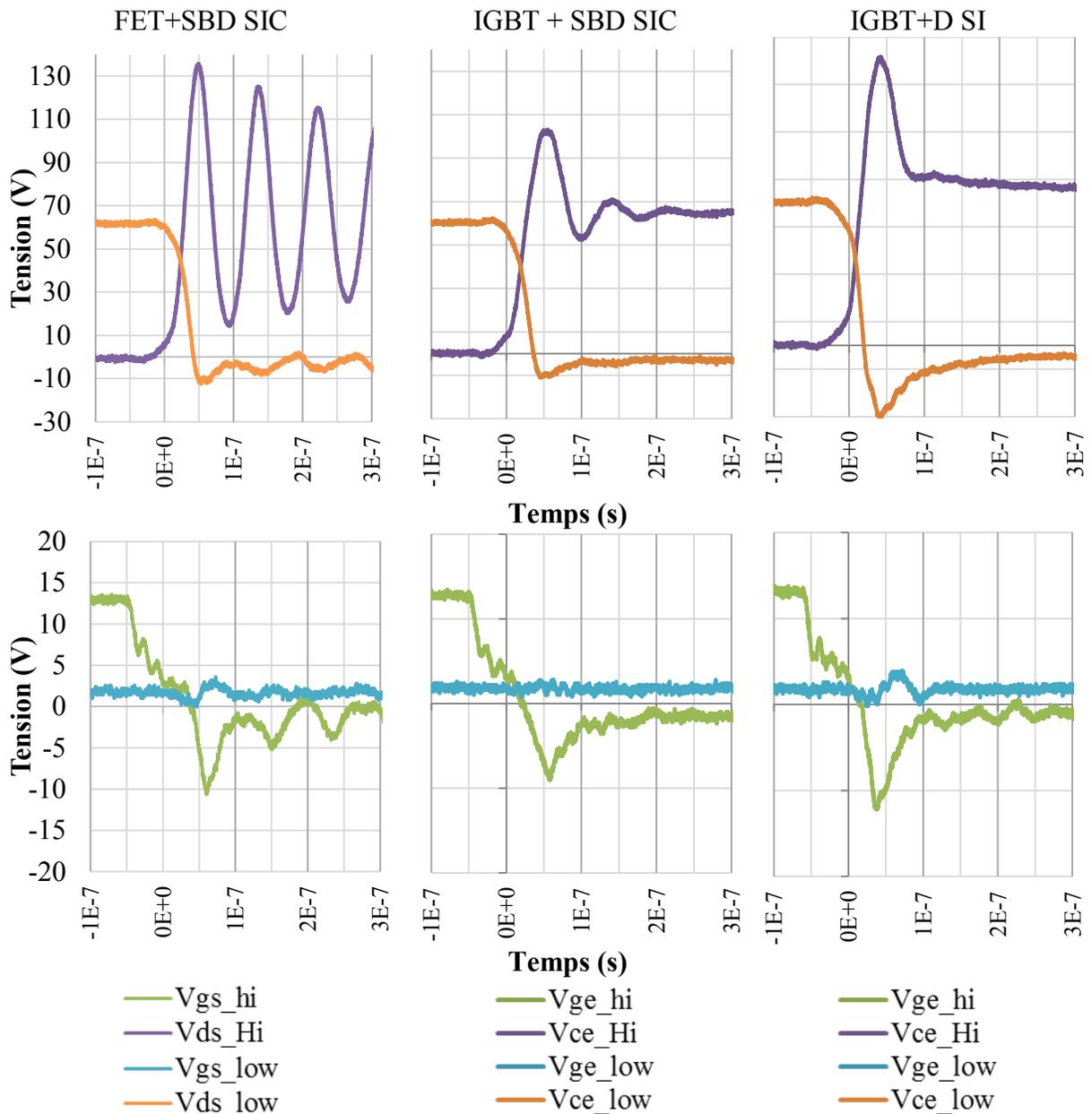


Figure 5-15 Comparaison de l'ouverture de Q_{hi}.

Il est possible d'améliorer le comportement de l'ouverture de la combinaison FET SiC en augmentant la résistivité du circuit d'attaque de grille, ce qui diminuerait la vitesse d'ouverture. La perte lors de l'ouverture se verrait augmentée par cette augmentation de la résistance de grille, mais serait certainement bénéfique pour atténuer l'oscillation présente.

Les tensions $V_{ds_{low}}$ ou $V_{ce_{low}}$ deviennent presque nulles, car la diode de corps et la Schottky en parallèle se mettent à conduire pendant le temps mort de $V_{gs_{low}}$ ou $V_{ge_{low}}$ afin de maintenir un courant dans l'inductance. Les performances de la diode SiC sont mises en évidence lorsque les pertes par recouvrement sont comparées entre les trois technologies. La diode Si ultra rapide de la solution IGBT Si voit la tension à ses bornes chuter jusqu'à -30 V pendant 50 nsec. Ces pertes attendues du recouvrement ajoutent grandement à la perte de cette combinaison. Pendant que $V_{ce_{low}}$ est à -30 V, $V_{ce_{hi}}$ effectue un dépassement pour atteindre 120 V. Ce dépassement, largement supérieure à la combinaison IGBT +SBD SiC, est induit par les inductances parasites du système, mais est aussi accentué par la tension négative à l'émetteur de Q_{hi} . La topologie IGBT+SBD SiC observe une plus petite période de perte par recouvrement grâce à sa diode SiC.

Les tensions de grille des trois combinaisons, $V_{gs_{hi}}$ et $V_{ge_{hi}}$, chute jusqu'à -10 V. Une diode Zener à la borne de la grille aurait aidé à limiter cette tension négative afin de protéger les composants. Les simulations de la figure 4-6 démontraient une nécessité de la diode Zener au niveau du l'interrupteur Q_{low} mais pas pour l'interrupteur Q_{hi} .

5.5 Conclusion sur les résultats

Ce chapitre a démontré les résultats obtenus avec les montages expérimentaux. Les rendements unitaires des étages de conversion sont comparés en recharge et en mode véhicule-réseau. L'utilisation des composants au carbure de silicium est bénéfique lors de l'utilisation du pont en onduleur. Les rendements des hacheurs en dévolteur ou survolteur sont acceptables pour les points d'opération des montages expérimentaux.

Le rendement des deux étages en cascade pour former un chargeur bidirectionnel est évalué par la suite en recharge de la pile. La combinaison démontrant le plus grand rendement à 20 kHz est celle n'utilisant que des composants au Silicium (IGBT+D SI). Lorsqu'opéré à 100 kHz, la

combinaison n'utilisant que des composants au carbure de silicium (FET+SBD SiC) démontre le plus grand rendement.

L'analyse des pertes par commutation explique les pertes accrues lors de la commutation des composants. La combinaison utilisant uniquement des composants au SiC démontre des oscillations majeures qui en plus de générer plus de pertes, expose les composants à des stress supplémentaires réduisant leur durée de vie. Ces oscillations, quoi que hors de la portée de cette étude, ont un effet néfaste sur la conformité électromagnétique du convertisseur. La combinaison utilisant que des composants au silicium démontrent des commutations acceptables et mieux adaptées aux conditions d'utilisation des montages expérimentaux.

La combinaison dite hybride, qui utilise un interrupteur Si et une diode SiC démontre des oscillations aux ouvertures des interrupteurs. Les pertes à l'ouverture de Q_{hi} sont les mieux adaptés au point d'opération. Cependant, lors de l'évaluation complète du convertisseur, cette combinaison démontre le plus petit rendement tant à 20 kHz et à 100 kHz principalement causé par l'oscillation au blocage de ses IGBTs.

Il apparaît donc de ces derniers résultats que l'implémentation de composant SiC demande une considération particulière et différente de la technologie IGBT pour un chargeur bidirectionnel. C'est principalement le circuit d'attaque de grille qui doit être reconsidéré pour ces MOSFETs au lieu des IGBTs.

Chapitre 6 Conclusion

Ce mémoire avait pour but de relater l'impact de l'utilisation de composants SiC sur la mise en œuvre d'un chargeur bidirectionnel. La mise en équation, la modélisation, la simulation et la mise en œuvre de montages expérimentaux élaborés dans cette étude ont permis de répondre à cette interrogation.

L'hypothèse initiale voulait que l'utilisation de composants SiC augmente le rendement du chargeur bidirectionnel ce qui diminuerait la taille des dissipateurs de chaleur et réduirait la masse du convertisseur. L'utilisation de composants SiC rend également accessible une

fréquence de commutation plus élevée pour un rendement équivalent. Cette fréquence de commutation plus élevée permettrait de réduire la taille des composants passifs et réduire la masse et le volume du convertisseur. L'application à l'étude, soit un chargeur bidirectionnel embarqué au VPE, exige un rendement élevé afin de justifier la viabilité du transfert véhicule-réseau.

Alors que les simulations des semi-conducteurs supportaient cette hypothèse, les montages expérimentaux étudiés ont cependant présentés des pertes plus importantes à basse fréquence de commutation pour les composants SiC. Lorsqu'utilisés à plus haute fréquence de commutation, les composants SiC offraient un rendement légèrement plus important que la solution Si. Cette faible augmentation de rendement en faveur du SiC à haute fréquence est bonifiée de composants passifs plus petits. Cependant, le rendement du chargeur bidirectionnel était si faible que les besoins en dissipateurs thermiques surpasseraient les bénéfices de la technologie SiC.

Ces pertes supplémentaires sont occasionnées par une circuiterie identique entre les deux technologies ce qui néglige les différences lors de l'opération des semi-conducteurs. Les montages expérimentaux mettent en lumière les considérations d'utilisation des composants SiC.

Les composants SiC ont la capacité intéressante de commuter rapidement. Cependant, une attention particulière doit être apportée pour bonifier le rendement des convertisseurs de cette particularité. Le circuit d'attaque de grille doit être adapté adéquatement aux grilles différentes des deux technologies. Une conception négligeant ces différences peut donc démontrer des pertes supplémentaires pouvant même mener à la destruction des semi-conducteurs concernés, tel que présenté dans cette étude.

6.1 Sommaire

Le premier chapitre a introduit la motivation derrière le principe véhicule-réseau avec le nombre grandissant de VPE. Le rendement de la conversion énergétique est établi comme une condition fondamentale à la viabilité du V2G. Le chargeur bidirectionnel est l'interface entre le VPE et le

réseau et se voit sollicité tant à la recharge de l'accumulateur qu'au retour de puissance sur le réseau. L'implémentation de composant au carbure de silicium veut optimiser le rendement et de la densité de puissance du convertisseur

Le second chapitre couvre l'état de l'art du sujet de recherche. Le principe du V2G est introduit justifiant la nécessité d'un rendement élevé. Les topologies des convertisseurs de puissance sont étudiées et comparées pour leur application dans un chargeur bidirectionnel. L'historique de la technologie du SiC est exposé afin de comprendre la provenance de ce nouveau composant.

La modélisation du chapitre 3 a démontré la mise en équations des deux étages de convertisseurs choisis. Le dimensionnement du chargeur bidirectionnel est effectué par la suite afin de rencontrer les spécifications recherchées d'un VPE. Deux fréquences de commutation des convertisseurs sont choisies pour comparer la performance des composants. Les éléments passifs impliqués dans le circuit sont optimisés pour ces fréquences. Cette optimisation permet une réduction de taille des composants impliqués dans le convertisseur opéré à plus grande fréquence de commutation. Ces solutions sont une combinaison d'un interrupteur et d'une diode au SiC, une combinaison d'un interrupteur au Si et d'une diode au SiC et finalement, une combinaison d'un interrupteur et d'une diode au Si.

Le chapitre quatre a présenté une simulation des comportements haut niveau du chargeur bidirectionnel connecté au réseau. Puisque l'étude porte sur l'impact des semi-conducteurs, l'attention est dirigée vers les pertes de ces composants en conduction et en commutation. Ces pertes sont simulées d'un hacheur lors d'un cycle au point d'opération d'un VPE.

Les montages expérimentaux de chargeurs bidirectionnels réalisés permettaient de comparer l'impact des combinaisons mentionnées précédemment sur le rendement du chargeur bidirectionnel.

Finalement, le chapitre 5 présentait les résultats obtenus à l'aide de ces montages expérimentaux. Les rendements unitaires des convertisseurs et le rendement général est mesuré. Les comportements des interrupteurs sont observés afin de déceler la différence entre les rendements déterminés lors de la modélisation et ceux observés des montages expérimentaux.

6.2 Contributions

Au moment de l'élaboration de l'état de l'art, plusieurs études évaluaient les avantages théoriques des semi-conducteurs SiC. Les études utilisaient principalement des modèles en simulation, car les manufacturiers n'offraient pas encore ces composants dans des boîtiers standardisés.

La contribution de cette étude à la littérature appuie la mise en œuvre de convertisseurs de puissance utilisant des composants SiC. Les semi-conducteurs en boîtier standardisé exposés aux conditions d'utilisation concrète d'électronique de puissance montrent des comportements qui réduisent le rendement de la conversion de puissance. Ces comportements sont amplifiés par les éléments parasites internes propres aux composants ou encore au circuit de puissance qui l'alimente. Cette étude apporte de nouvelle connaissance sur la mise en œuvre de ces composants dans la mise en œuvre de convertisseur de puissances

6.3 Travaux futurs

De nouvelles perspectives de recherche peuvent s'appuyer sur l'étude présente. Un premier axe de recherche pourrait approfondir les connaissances sur l'opération des composants SiC. Un second axe de recherche pourrait voir à la continuité des recherches sur le V2G.

6.3.1 Perspective de recherche sur le SIC

La technique utilisée pour observer les pertes durant les commutations de cette étude demandait une commutation continue pendant l'acquisition des données des instruments. Lorsqu'opéré à 100 kHz, les quelques secondes requises pouvaient générer assez de perte pour détruire les composants à l'étude. Un montage de test particulier utilisant deux ou trois pulses de commutation serait plus adéquat pour bien illustrer les pertes au blocage et à l'ouverture des semi-conducteurs. Une première commutation sert à faire monter le courant dans une bobine au niveau étudié alors que le second sert à mesurer les pertes. L'intégrale de l'énergie dissipée par le composant est donc beaucoup plus faible.

Des études futures s'appuyant sur ce mémoire pourraient comparer les performances des composants Si et SiC à la tension maximale d'un VPE soit de 350V, 500 V ou encore 800 V.

Une seconde considération pour la comparaison des pertes des semi-conducteurs serait l'implémentation en circuit imprimé. Cette étude met en lumière l'importance des effets parasites autour de l'électronique de puissance. Un circuit imprimé permet de réduire et contrôler ces effets parasites affectant les pertes.

Le montage à l'étude utilisait une commutation dite dure, ce qui permet une commutation rapide. Les topologies de régulateur résonnant et des techniques de commutation à tension nulle (ZVS) ou à courant nul (ZCS) seraient pertinentes afin d'évaluer la performance des composants SiC en comparaison d'une conception équivalente au silicium. Les résonnances entre les composants seront affectées par les caractéristiques des nouveaux composants SiC.

La demande grandissante pour la densité volumique de puissance des convertisseurs augmentera le besoin pour des composants à large bande. Une réduction des coûts est certainement à prévoir avec de futures techniques de fabrication des gaufres SiC. La comparaison des performances du SiC comparativement au nitrure de Gallium (GaN) serait intéressante, car les deux matériaux ont une largeur de bande largement plus grande que le silicium. Très peu de composants sont actuellement disponible des principaux manufacturiers pour le GaN.

Les perspectives d'avenir pour les composants SiC sont vastes. Les manufacturiers fabriquant ces composants en sont à leurs premières générations contrairement à la technologie au silicium. Leurs applications particulières à l'électronique de puissance sauront très certainement diminuer les pertes et permettre une densité de puissance plus importante à haute tension.

6.3.2 Perspective de recherche sur le V2G

Pour l'application de transfert de puissance véhicule réseau, plusieurs perspectives de recherche sont également possibles. Un convertisseur bidirectionnel peut être maintenant fabriqué s'appuyant sur les résultats de cette recherche. Afin de rencontrer les certifications et les normes de conception haute tension, une topologie isolée serait requise pour la connexion à une pile de VPE.

Une fois le convertisseur bidirectionnel caractérisé et en fonction, il serait possible d'effectuer la validation des nombreux modèles de transfert de puissance à l'aide d'un seul VPE. Ultiment, l'implémentation d'un chargeur bidirectionnel dans une flotte de plusieurs VPE permettrait de bien comprendre l'apport du V2B ou V2G au réseau.

Enfin, les travaux de recherche présentés dans ce mémoire illustrent l'impact des composants au carbure de silicium sur l'implémentation d'un convertisseur pour un VPE.

Bibliographie

- [1] Jones, N. (2013). Troubling milestone for CO₂. *Nature Geosci*, 6(8), p.589-594.
- [2] Ministère du Développement durable et de l'Environnement (2013). *Inventaire québécois des émissions de gaz à effet de serre en 2010 et leur évolution depuis 1990* (RPRT). Québec : Ministère du Développement durable, de l'Environnement, de la Faune et des Parcs, Direction des politiques de la qualité de l'atmosphère. Consulté à l'adresse <http://www.mddelcc.gouv.qc.ca/changements/ges/2010/inventaire1990-2010.pdf>
- [3] Eberhard, M. et Tarpinning, M. (2006). The 21 st Century Electric Car Tesla Motors. Site téléaccessible à l'adresse <http://www.evworld.com/library/Tesla_21centuryEV.pdf>. Consulté le 5 juin 2013.
- [4] Hydro-Québec (2014). Électrification des transports: Foire aux questions. Site télé accessible à l'adresse <<http://www.hydroquebec.com/electrification-transport/faq.html>>. Consulté le 5 février 2012.
- [5] Centre Hélios (2013). *Les enjeux énergétiques du Québec*. Québec : Mémoire du Centre Hélios soumis dans le cadre de la consultation publique de la commission sur les enjeux énergétiques du Québec. Consulté à l'adresse http://consultationenergie.gouv.qc.ca/memoires/20131009_308_Centre_Helios_M.pdf
- [6] Manz, D., Piwko, R. et Miller, N. (2012). Look Before You Leap: The Role of Energy Storage in the Grid. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 10(4), p. 75-84.
- [7] J. Lemay,(2014) "Lévitiation d'un palier magnétique hybride homopolaire" .,Mémoire de maîtrise, Université de Sherbrooke,Sherbrooke, Québec, Canada 135p.
- [8] Kempton, W. et Dhanju, A. (2006). Electric Vehicle with V2G : Storage for Large-Scale Wind Power. *windtech international*, 10 juin 2012.
- [9] Jarry-Bolduc, D. et Cote, E. (2014). Hydro energy generation and instrumentation & measurement: hydropower plant efficiency testing. *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*, 17(2), p.10-14.
- [10] Wang, M. Q. (2001). No Title. *Well-to-Tank Energy Use and Greenhouse Gas Emissions of Transportation Fuels: North American Analysis, General Motors, Argonne National Laboratory, BP, ExxonMobil, and Shell*.
- [11] Hydro-Québec (2000). *Méthodologie de calcul du taux de pertes de transport*. Québec : Hydro-Québec. Consulté à l'adresse http://www.regie-energie.qc.ca/audiences/3401-98/Req-revisee/Hqt-10/HQT10_Document3.PDF

- [12] Dehaghani, E. S. et Williamson, S. S. (2012). On the inefficiency of vehicle-to-grid (V2G) power flow: Potential barriers and possible research directions. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE* (p. 1–5). Dearborn, Michigan, États-Unis.
- [13] Volvo Group (2013). Inductive battery charging. Site télé accessible à l'adresse <<https://www.media.volvocars.com/uk/en-gb/media/pressreleases/134930/volvo-car-group-completes-successful-study-of-cordless-charging-for-electric-cars>>. Consulté le 6 février 2013.
- [14] Green autoblog (2012). New Volvo 22-kW fast-charger drops recharge time to 90 minutes. Site télé accessible à l'adresse <<http://www.autoblog.com/2012/11/05/new-volvo-22-kw-fast-charger-drops-recharge-time-to-90-minutes>>. Consulté le 5 juin 2013.
- [15] Maswood, A. I., Vu, P. L. A. et Rahman, M. A. (2012). Silicon carbide based inverters for energy efficiency. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE* p. 1–5.
- [16] Kempton, W. et Tomic, J. (2004). Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy. *Journal of Power sources*, vol 168(1), p. 268–279.
- [17] Zhou, X., Lukic, S., Bhattacharya, S. et Huang, A. (2009). Design and control of grid-connected converter in bi-directional battery charger for Plug-in hybrid electric vehicle application. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE* (p. 1716–1721).
- [18] Arvisais-Martel, P.-O. (2011). *Analyse technico-économique des chargeurs bidirectionnels niveaux 1 et 2 pour véhicules électriques*. (Mémoire de maîtrise). Université Laval, Québec, Québec, Canada.
- [19] Zhang, P., Du, C., Yan, F. et Kang, J. (2011). Influence of practical complications on energy efficiency of the vehicle's lithium-ion batteries. *International Conference Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011* p. 2278–2281.
- [20] EIA (2012). Demand for electricity changes through the day New England, 10/22/2010. Site télé accessible à l'adresse <<http://www.eia.gov/todayinenergy/detail.php?id=830>>. Consulté le 5 mai 2013.
- [21] SAE International (2010). J1772 2010-01 SAE Electric Vehicle and Plug in Hybrid electric vehicle conductive charge coupler. États-Unis,.

- [22] Musavi, F., Edington, M., Eberle, W. et Dunford, W. G. (2012). Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(1), p.413–421.
- [23] Erb, D. C., Onar, O. C. et Khaligh, A. (2010). Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual*.p. 2066–2072.
- [24] Du, Y., Zhou, X., Bai, S., Lukic, S. et Huang, A. (2010). Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual*. p. 1145–1151.
- [25] Kazimierczuk, M. K. (2008). *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters* (Premiere.). Royaume Unis : John Wiley & Sons. Ltd.
- [26] Khan, F. H. (2007). *Modular DC-DC converters. ProQuest Dissertations and Theses*. These de doctorat, University of Tennessee, Knoxville, Tennessee, États-Unis. 2007. 233 p.
- [27] Thummala, P., Zhang, Z. et Andersen, M. A. E. (2013). High voltage Bi-directional flyback converter for capacitive actuator. *15th European Conference on Power Electronics and Applications* p. 1–10.
- [28] Guo, X., Jiang, J., Niu, L., Li, J. et Qu, Y. (2011). A 10kW DC-DC system based on a bidirectional high-frequency isolated dual active bridge DC-DC topology. *Power Engineering and Automation Conference, IEEE* .Vol. 1, p. 50–54.
- [29] Maniktala, S. (2012). *Switching power supplies A to Z* (Vol. 1). Massachusetts, États-Unis : Elsevier. 768 p.
- [30] Zhou, X., Wang, G., Lukic, S., Bhattacharya, S. et Huang, A. (2009). Multi-function bi-directional battery charger for plug-in hybrid electric vehicle application. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009*. p. 3930–3936.
- [31] Bilgin, B., Dal Santo, E. et Krishnamurthy, M. (2011). Universal input battery charger circuit for PHEV applications with simplified controller. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE* p. 815–820.
- [32] Kisacikoglu, M. C., Ozpineci, B. et Tolbert, L. M. (2011). Reactive power operation analysis of a single-phase EV/PHEV bidirectional battery charger. *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011* p. 585–592.
- [33] Kisacikoglu, M. C., Ozpineci, B. et Tolbert, L. M. 2010. Effects of V2G reactive power

- compensation on the component selection in an EV or PHEV bidirectional charger. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010* p. 870–876.
- [34] Kisacikoglu, M. C., Ozpineci, B. et Tolbert, L. M. (2010b). Examination of a PHEV bidirectional charger system for V2G reactive power compensation. *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010* p. 458–465.
- [35] Kisacikoglu, M. C., Ozpineci, B., Tolbert, L. M. et Wang, F. (2011). Single-phase inverter design for V2G reactive power compensation. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE* p. 808–814.
- [36] Salcone, M. et Bond, J. (2009). Selecting film bus link capacitors for high performance inverter applications. *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International* p. 1692–1699.
- [37] Sullivan, C. R. (1999). Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 14(2), p.283–291.
- [38] Casanellas, F. (1994). Losses in PWM inverters using IGBTs. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, 141(5), p.235–239.
- [39] Dahono, P. A. (2009). New hysteresis current controller for single-phase full-bridge inverters. *Power Electronics, IET*, 2(5), p.585–594.
- [40] Mohan, N., Undeland, T. M. et Robbins, W. P. (2002). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Troisième édition. John Wiley & Sons, Ltd.
- [41] Brezeanu, G. (2005). Silicon carbide (SiC): a short history. an analytical approach for SiC power device design. *Semiconductor Conference, CAS Proceedings. 2005 International* Vol. 2, p. 345–348.
- [42] Carborundum Industrial. Carborundum: Our History. Site téléaccessible à l'adresse <<http://www.carbo.com/en-us/our-history>>. Consulté le 5 février 2013.
- [43] Infineon (2009). Infineon Makes 2nd Generation of its ThinQ!™ Silicon Carbide Schottky Diodes. Available in Fully Isolated TO-220 FullPAK Package. Site télé accessible à l'adresse <http://www.infineon.com/dgdl/PB_SiC-Schottky_0002_web.pdf?folderId=db3a304314dca38901154c20869c1b30&fileId=db3a3043284aacd8012867fd0f667de8>. Consulté le 5 février 2013.
- [44] Cheung, R. (2006). *Silicon Carbide Microelectromechanical Systems for Harsh Environments*. Imperial College Press. Consulté à l'adresse <http://books.google.co.jp/books?id=hJySnYNE3B0C>
- [45] Dmitriev, V., Chow, T. P., DenBaars, S. P., Shur, M. S., Spencer, M. G., White, G.,

- Research, U. S. O. of N., et al. (2000). *TTEC Panel Report on High-temperature Electronics in Europe*. International Technology Research Institute, Technology Transfer Division. Consulté à l'adresse <http://books.google.ca/books?id=PLvUSAAACAAJ>
- [46] Tian, Z. (2006). *Laser metallization and doping for silicon carbide diode fabrication and endotaxy* (Thèse de doctorat). *ProQuest Dissertations and Theses*. University of Central Florida, Orlando, Florida, États-Unis.
- [47] Zhang, H., Tolbert, L. M. et Ozpineci, B. (2011). Impact of SiC Devices on Hybrid Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 47(2), 912–921.
- [48] CREE (2012). CREE Power product. Site téléaccessible à l'adresse <https://www.msc-technologies.eu/fileadmin/images/Distribution/Power/CREE/CREE__product_overview.pdf>. Consulté le 5 mai 2013.
- [49] ROHM (2012). SiC Power Devices| Discrete semiconductors|ROHM Semiconductor. Site téléaccessible à l'adresse <[http://www.rohm.com/web/global/groups/-/group/groupname/SiC Power Devices](http://www.rohm.com/web/global/groups/-/group/groupname/SiC%20Power%20Devices)>. Consulté le 6 février 2013.
- [50] SemiSouth (2012). SiC Transistors | Semisouth Laboratories, Inc. Site télé accessible à l'adresse <https://www.nist.gov/sites/default/files/documents/pml/high_megawatt/Sheridan-SemiSouth_v2.pdf>. Consulté le 6 février 2013.
- [51] McLyman, C. W. T. (2004). *Transformer and Inductor Design Handbook*, quatrième édition, CRC Press, Boca Raton, États-Unis. 667 p.
- [52] Balogh, L. (2001). Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits. CONF, Texas Instruments/Unitrode Corporation, Power Supply Design Seminar.
- [53] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems* (1993). *IEEE Std 519-1992*.
- [54] Du, Z. (2005). *Active harmonic elimination in multilevel converters*. (L. M. Tolbert, Dir.) *ProQuest Dissertations and Theses*. University of Tennessee, Knoxville, Tennessee, États-Unis.