



**HAL**  
open science

# Conception d'un réseau et d'une infrastructure de recharge rapide vehicle-to-vehicle à partir d'une flotte de véhicules partagés

Yacine Sehimi

► **To cite this version:**

Yacine Sehimi. Conception d'un réseau et d'une infrastructure de recharge rapide vehicle-to-vehicle à partir d'une flotte de véhicules partagés. Energie électrique. HESAM Université, 2022. Français. NNT : 2022HESAE024 . tel-03811853

**HAL Id: tel-03811853**

**<https://pastel.hal.science/tel-03811853>**

Submitted on 12 Oct 2022

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

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

**ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES ET MÉTIERS DE L'INGÉNIEUR**  
**Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance**  
**ULR 2697 - Campus de Lille**

# THÈSE

*présentée par :* **Yacine SEHIMI**  
*soutenu le :* **7 Juillet 2022**

*pour obtenir le grade de :* **Docteur d'HESAM Université**

*préparée à :* **École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers**

*Spécialité :* **Génie Électrique**

**Conception d'un réseau et d'une infrastructure de recharge  
rapide Vehicle-to-Vehicle (V2V) basée sur une flotte de  
véhicules partagés**

**THÈSE dirigée par :**  
**M. Benoit ROBYNS**

**et co-encadrée par :**  
**M. Khaled ALMAKSOUR et Mme Jihen SAKLY**

**Jury**

**M. François COSTA**  
**M. Éric MONMASSON**  
**M. Marc PETIT**  
**M. Benoit ROBYNS**  
**M. Khaled Almaksour**  
**Mme Jihen SAKLY**

Professeur, Université Paris Est Créteil  
Professeur, Université de Cergy-Pontoise  
Titre, Professeur, Centrale Supélec École  
Professeur, Junia  
Maitre de conférences, Junia  
Ingénieure de recherche, Institut Vedecom

Président  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examinateur  
Examinateur  
Examinatrice

**T**  
**H**  
**È**  
**S**  
**E**



# Remerciements

Cette thèse fut une aventure de plus de trois ans menée dans un contexte très particulier. Elle est initialement le fruit d'une démarche personnelle mais qui n'aurait pu être menée à son terme sans le soutien et l'implication de différentes personnes. Le contexte de pandémie mondiale et d'isolement accru auquel nous avons été confrontés a rendu leur contribution d'autant plus décisive afin que je puisse mener à bien ces travaux.

Je souhaite remercier dans les paragraphes suivants les personnes qui m'ont permis d'achever cette thèse, même si les mots ne sauraient suffire à leur exprimer toute ma gratitude.

Je souhaite d'abord remercier mon équipe d'encadrement côté JUNIA/L2EP sans qui cette thèse n'aurait certainement pu être menée à bien. Merci à Benoit Robyns et Khaled Almaksour, dont les qualités d'encadrement et les qualités humaines m'ont permis de traverser des périodes parfois difficiles durant le doctorat. La hauteur de vue et la connaissance du domaine de Benoit d'une part, l'expertise technique et le volontarisme de Khaled d'autre part ont été indispensables pour surmonter les difficultés qui se sont présentées pendant ces trois années. Je remercie également Anthony Aouad, qui a participé activement à la réalisation des essais, souvent au delà des heures prévues dans son emploi du temps. Sa capacité d'appréhender rapidement un sujet totalement éloigné de son domaine de compétence ainsi que son inventivité ont été également cruciaux afin d'atteindre les objectifs expérimentaux dans les délais imposés. Je remercie également Ahmad Almaksour, stagiaire du laboratoire, qui a permis de réaliser rapidement une l'interface de contrôle du convertisseur. Je dois également remercier les ingénieurs de l'ISEN et de HEI pour la réalisation des cartes électroniques, ainsi que les perçages et découpages nécessaires à la conception du prototype.

Je tiens d'autre part à remercier les différentes personnes qui m'ont encadré et soutenu au sein de l'Institut Vedecom. Merci à Jihen Sakly, pour son encadrement pendant la deuxième partie du doctorat

## REMERCIEMENTS

---

et sa volonté de m'impliquer dans différents projets de l'Institut. Merci à Emilia Suomalainen pour son encadrement pendant la première partie et d'avoir facilité mon intégration à Vedecom. Merci à François Colet, qui m'a fait confiance et a participé activement au cadrage initial du sujet. Je souhaite également remercier Christophe Ripoll et Joe Matta, qui ont participé à l'encadrement lorsque leur expertise fut nécessaire.

Je dois également remercier plusieurs personnes, indépendantes de Vedecom et Junia, mais dont les conseils ont permis à cette thèse de voir le jour. Merci à Pierre Breesé, qui m'a aidé à rédiger et déposer mon premier brevet d'invention, et dont l'implication lors des discussions avec Vedecom a permis d'éclairer les questions de propriété intellectuelle. Merci à Assad Zoughaib, François Costa et Sylvain Allano, pour leur disponibilité, leur expertise et leur connaissance du domaine afin de contacter les bonnes personnes pour encadrer et financer cette thèse.

Ce doctorat fut une expérience enrichissante au niveau professionnel mais également au niveau humain. Je souhaite remercier mes collègues de JUNIA, notamment Luis pour sa bonne humeur à toute épreuve et ses alertes salvatrices pour les deadlines de l'école doctorale, Abderrahman (alias Abdestar) pour ses clashes avec Anthony et son record de vitesse pour la rédaction, Anthony "Hackerman" pour ses commentaires sans filtre et les clashes perpétuels avec son environnement, à Matthieu pour les discussions toujours intéressantes sur des sujets sérieux comme sur le mercato du PSG, Isabelle pour le regard différent de socio-ANTHROPOLOGUE qu'elle apportait à l'équipe, Benoit D pour son aide quand je suis arrivé et ses expérimentations de low-techs, Makram et Jade pour la découverte de la meilleure sandwicherie libanaise et des bars de Lille. Vos personnalités différentes et toujours bienveillantes ont rendu ces années à Lille et à JUNIA très enrichissantes pour moi. Je veux également remercier Guillaume pour la super année passée en colocation, qui a également rendu mon séjour à Lille des plus agréables.

Bien que j'ai passé un temps plus court au sein de l'Institut Vedecom, j'y ai également rencontré des personnes bienveillantes et toujours prêtes à aider dans les différentes équipes dont j'ai fait partie. Merci à Marc-Olivier, Icaro, Hend, Houda et Jafaar pour les super moments passés lors de mes venues à Versailles au début du doctorat. Merci à Paul, Olivier, Victor, Laurent, Michel et Alexandre pour leur sympathie à mon égard et leur disponibilité lors de ma venue pour les derniers essais expérimentaux. Je vous souhaite le meilleur pour la suite.

Enfin, mes pensées vont aux personnes les plus importantes dans ma vie : ma famille, à savoir mes

## REMERCIEMENTS

---

soeurs, Inès et Fatima, ma mère et mon père pour leur soutien permanent pendant ces trois années, surtout lors des périodes les plus difficiles ; mes amis qui m'ont toujours soutenu et encouragé. Sans toutes ces personnes, je pense sincèrement que je n'aurais pu aller au bout de ces trois années et je leur en serai toujours reconnaissant.

## REMERCIEMENTS

---

# Résumé

La recharge rapide Vehicle-to-vehicle (V2V) permet de recharger un véhicule électrique en manque d'autonomie en déchargeant partiellement un ou plusieurs véhicules électriques disposant d'un surplus d'énergie. L'utilisation d'une flotte de véhicules électrique partagés pour la décharge permettrait à son gestionnaire de les valoriser lorsqu'ils ne sont pas utilisés pour le transport.

De plus, la recharge des véhicules partagés peut se réaliser à une puissance plus faible que la puissance fournie en recharge rapide, ce qui permet de réduire la puissance de raccordement nécessaire au réseau de distribution, et les renforcements éventuels de ce dernier. Cette réduction de l'appel de puissance pourrait par ailleurs limiter l'impact des recharges sur le réseau aux heures de forte demande en électricité.

Cette thèse s'inscrit dans une collaboration entre l'Institut Vedecom et le Laboratoire de Génie Electrique et d'Electronique de Puissance (L2EP). Dans une première partie, l'objectif est d'analyser à l'aide d'un modèle de simulation les bénéfices apportés par le V2V pour les acteurs du réseau électrique, à savoir les gestionnaires du réseau de distribution et de transport.

Dans un second temps, la conception d'une architecture d'électronique de puissance permettant le pilotage du transfert d'énergie entre les véhicules est réalisée, et sa commande dans les différentes stratégies de pilotage des puissances est validée par simulation. Enfin, la validation expérimentale du pilotage du convertisseur DC/DC multi-sources de cette architecture est effectuée.

Mots-clés : véhicule électrique, recharge rapide, V2X, services réseau, convertisseur multi-sources, autopartage

## RESUME

---

# Abstract

V2V fast charging enables to recharge an electric vehicle by partially discharging one or several other electric vehicles having an excess of energy. The use of a fleet of carsharing electric vehicles as energy providers allows the carsharing operator to make additional profits when they are not rented. Moreover, the recharge of the fleet can be achieved at lower power than the V2V power transfer. Therefore the grid connection required to provide fast charging is reduced, which can mitigate the necessary grid upgrades. Besides, the lower power demand of the station could reduce the impact of electric vehicle charging at hours of peak power demand on the grid.

This thesis is a collaboration between Institut Vedecom and L2EP Laboratory. In a first part, the goal is to build a simulation model of the coupled carsharing/V2V system, in order to assess the benefits for the actors of the grid, namely the Distribution System Operator and the Transmission System Operator. In a second part, the design of a power converters architecture to control power flow between the vehicles involved and the grid is proposed and the control strategy is implemented through simulations. Finally an experimental setup of the multi-source DC/DC converter is achieved in order to validate the proposed control strategy.

Keywords : electric vehicle, fast charging, grid services, V2X, multi-source converters, carsharing

ABSTRACT

---

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>3</b>
<b>Résumé</b>	<b>7</b>
<b>Abstract</b>	<b>9</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>22</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>31</b>
<b>Liste des acronymes</b>	<b>34</b>
<b>Introduction Générale</b>	<b>35</b>
<b>I Étude des perspectives du V2V pour le réseau électrique</b>	<b>39</b>
<b>1 L'intégration des véhicules électriques au réseau électrique</b>	<b>41</b>
1.1 Introduction au chapitre . . . . .	42
1.2 La recharge des véhicules électriques . . . . .	42
1.2.1 Les différents types de véhicules électriques . . . . .	42
1.2.1.1 Le véhicule électrique à batterie (VEB) . . . . .	42
1.2.1.2 Le véhicule électrique hybride (VEH) et Plug-In hybride (PHEV) . . . . .	43
1.2.2 Les différents modes de recharge . . . . .	44

## TABLE DES MATIÈRES

---

1.2.3	Les chargeurs de véhicules électriques . . . . .	45
1.2.3.1	Chargeurs embarqués . . . . .	46
1.2.3.2	Chargeurs débarqués . . . . .	46
1.2.4	Quelle infrastructure de recharge pour accompagner le développement des véhicules électriques ? . . . . .	48
1.2.4.1	L'infrastructure de recharge en France . . . . .	48
1.2.4.2	Planification du déploiement de l'infrastructure de recharge en ville . . . . .	49
1.3	L'impact de la recharge des véhicules électriques sur le réseau électrique . . . . .	50
1.3.1	Le réseau électrique français . . . . .	50
1.3.1.1	Organisation du système électrique . . . . .	50
1.3.1.2	Les mécanismes d'équilibre . . . . .	51
1.3.2	Raccordement des bornes de recharges au réseau de distribution . . . . .	52
1.3.3	Impact des recharges rapides sur le réseau de distribution . . . . .	53
1.3.3.1	Surcharge des transformateurs HTA/BT . . . . .	54
1.3.3.2	Modification des plans de tension . . . . .	54
1.3.3.3	Augmentation des pertes sur le réseau . . . . .	55
1.3.3.4	Augmentation des harmoniques sur le réseau . . . . .	55
1.3.3.5	Solutions pour limiter le renforcement du réseau de distribution . . . . .	55
1.3.4	Impact des recharges sur la gestion du réseau électrique . . . . .	56
1.3.5	Apport des véhicules électriques pour la gestion du réseau . . . . .	56
1.3.5.1	La charge pilotée . . . . .	57
1.3.5.2	Le V2X . . . . .	59
1.4	Le Vehicle-to-vehicle . . . . .	61
1.4.1	État de l'art sur les services V2V . . . . .	61
1.4.1.1	Support à l'infrastructure de recharge . . . . .	61
1.4.1.2	Support au réseau électrique . . . . .	61

## TABLE DES MATIÈRES

---

1.4.2	État de l'art sur les architectures V2V . . . . .	62
1.4.2.1	Architectures AC . . . . .	62
1.4.2.2	Architectures DC . . . . .	62
1.4.3	Limites des solutions proposées . . . . .	64
1.4.4	Position du sujet de thèse . . . . .	65
1.5	Conclusion . . . . .	66
<b>2</b>	<b>Modélisation d'un système couplé autopartage-V2V dans le but de fournir un service de re-charge rapide</b>	<b>67</b>
2.1	Introduction au chapitre . . . . .	68
2.1.1	Présentation du modèle de simulation du système couplé autopartage-V2V . . . . .	68
2.2	Modélisation du système d'autopartage . . . . .	69
2.2.1	Caractéristiques du système d'autopartage retenu . . . . .	69
2.2.2	Modélisation des trajets des véhicules partagés . . . . .	70
2.3	Modélisation de l'infrastructure de recharge . . . . .	72
2.3.1	Bornes de recharge rapide classiques . . . . .	73
2.3.2	Bornes de recharge V2V . . . . .	74
2.3.3	Hypothèses sur le transfert de puissance aux bornes V2V . . . . .	74
2.3.3.1	Mode V2V . . . . .	75
2.3.3.2	Mode recharge lente . . . . .	76
2.4	Modélisation de la demande en recharge rapide . . . . .	78
2.4.1	Scenarios du nombre de demandes journalières . . . . .	78
2.4.2	Evolution temporelle de la demande et durée des recharges . . . . .	79
2.4.3	Attribution des demandes aux stations . . . . .	80
2.4.4	Calculs des transferts d'énergie . . . . .	82
2.5	Résultats des simulations . . . . .	83

TABLE DES MATIÈRES

---

2.5.1	Comportement du système d'autopartage . . . . .	83
2.5.2	Capacité de l'infrastructure à satisfaire la demande . . . . .	84
2.5.3	Impact du V2V sur le niveau de service du système d'autopartage . . . . .	86
2.6	Conclusion . . . . .	89
<b>3</b>	<b>Etude des perspectives du V2V pour le réseau de distribution</b>	<b>91</b>
3.1	Introduction . . . . .	92
3.2	Raccordements évités grâce au V2V . . . . .	92
3.3	Impact du V2V sur les pertes au niveau des réseaux BT . . . . .	94
3.3.1	Modélisation des réseaux basse tension . . . . .	95
3.3.1.1	Caractéristiques des réseaux BT parisiens . . . . .	95
3.3.1.2	Réseau BT des stations V2V . . . . .	96
3.3.1.3	Réseau BT des stations rapides conventionnelles . . . . .	99
3.3.2	Calcul des pertes sur les réseaux BT . . . . .	101
3.3.3	Résultats et discussion . . . . .	102
3.3.3.1	Consommation d'énergie de l'infrastructure . . . . .	103
3.3.3.2	Pertes sur les réseaux basse tension . . . . .	103
3.4	Conclusion et perspectives . . . . .	106
<b>4</b>	<b>Étude de la flexibilité apportée par le V2V pour la supervision du réseau électrique</b>	<b>109</b>
4.1	Introduction . . . . .	110
4.2	Caractéristiques du transfert V2V dans le cadre d'étude de cette thèse . . . . .	110
4.3	État des lieux sur l'effacement de consommation en France . . . . .	111
4.3.1	L'effacement en France . . . . .	112
4.3.2	Les différents mécanismes d'effacement . . . . .	113
4.3.2.1	Les mécanismes basés sur la capacité . . . . .	113
4.3.2.2	Les mécanismes en énergie . . . . .	114

## TABLE DES MATIÈRES

---

4.3.3	Critères techniques de participation à l'effacement . . . . .	115
4.4	Étude du potentiel de l'infrastructure V2V pour l'effacement de consommation sur le réseau électrique . . . . .	116
4.4.1	Périmètre d'effacement . . . . .	116
4.4.2	Adaptation du cas d'étude pour l'effacement . . . . .	116
4.4.3	Scénarios considérés pour l'étude de l'effacement . . . . .	118
4.4.4	Résultats de simulation . . . . .	118
4.4.4.1	Appel de puissance sur le réseau . . . . .	118
4.4.4.2	Effacement réalisés . . . . .	121
4.5	Conclusion et perspectives . . . . .	123
<b>II</b>	<b>Étude de l'architecture de conversion pour le transfert V2V</b>	<b>127</b>
<b>5</b>	<b>Conception d'une architecture de conversion pour le transfert V2V</b>	<b>129</b>
5.1	Introduction . . . . .	130
5.2	Choix d'une architecture pour le transfert V2V . . . . .	130
5.2.1	Conception d'un cahier des charges pour l'architecture V2V . . . . .	130
5.2.2	Solutions techniques envisagées pour l'architecture V2V . . . . .	133
5.2.2.1	Solution 1 : Architecture AC . . . . .	133
5.2.2.2	Solution 2 : Architecture DC débarquée . . . . .	135
5.2.2.3	Solution 3 : Architecture DC embarquée . . . . .	138
5.2.3	Analyse comparative des solutions proposées . . . . .	139
5.3	Étude détaillée de l'architecture DC débarquée pour le transfert V2V . . . . .	142
5.3.1	Présentation générale de la topologie retenue . . . . .	142
5.3.2	Conception et commande de l'étage PFC . . . . .	143
5.3.2.1	Dimensionnement des éléments passifs . . . . .	143

TABLE DES MATIÈRES

---

5.3.2.2	Commande du redresseur synchrone . . . . .	145
5.3.3	Étude du convertisseur DC/DC multi-sources . . . . .	146
5.3.3.1	Principe de fonctionnement . . . . .	147
5.3.3.2	Modes de fonctionnement du chargeur . . . . .	150
5.3.3.3	Dimensionnement des éléments passifs . . . . .	151
5.3.3.4	Choix de la modulation . . . . .	154
5.3.3.5	Plage de commutation douce . . . . .	156
5.3.3.6	Dimensionnement des filtres CEM . . . . .	160
5.3.3.7	Contrôle du convertisseur multi-sources . . . . .	163
5.4	Validation par simulation du pilotage de l'architecture sélectionnée . . . . .	169
5.4.1	Description des tests réalisés . . . . .	169
5.4.1.1	Série 1 : Pilotage de la puissance réactive du réseau et de la tension de bus $V_1$ . . . . .	169
5.4.1.2	Série 2 : pilotage des puissances actives avec 4 sources connectées . . . . .	169
5.4.1.3	Série 3 : pilotage des puissances actives avec 3 sources connectées . . . . .	170
5.4.1.4	Série 4 : pilotage des puissances actives avec 2 sources connectées . . . . .	170
5.4.2	Ajout de circuits de précharge . . . . .	170
5.4.3	Résultats et discussion . . . . .	171
5.4.3.1	Tests de la série 1 . . . . .	172
5.4.3.2	Tests de la série 2 . . . . .	173
5.4.3.3	Tests de la série 3 . . . . .	175
5.5	Conclusion et perspectives . . . . .	176
<b>6</b>	<b>Validation expérimentale du pilotage du convertisseur DC/DC multi-sources</b>	<b>179</b>
6.1	Introduction . . . . .	180
6.2	Organisation des essais . . . . .	180

## TABLE DES MATIÈRES

---

6.3	Essais sur banc d'essai IGBTs . . . . .	181
6.3.1	Essai IGBT_BO_1 : Essai en boucle ouverte à tension réduite avec charges résistives	181
6.3.1.1	Transformateur HF à trois enroulements et inductances HF . . . . .	182
6.3.1.2	Ponts IGBTs et drivers . . . . .	183
6.3.1.3	Génération des signaux de commande avec le DSP . . . . .	184
6.3.1.4	Circuit d'adaptation 3,3 V - 15 V . . . . .	185
6.3.1.5	Montage réalisé et résultats des tests . . . . .	186
6.3.2	Essai IGBT_BF_1 : Essai en boucle fermée avec batteries . . . . .	189
6.3.2.1	Batteries de décharge et de charge . . . . .	190
6.3.2.2	Carte de mesure . . . . .	191
6.3.2.3	Communication série et affichage des mesures . . . . .	193
6.3.2.4	Génération de code en boucle fermée . . . . .	193
6.3.2.5	Résultats du test réalisé . . . . .	196
6.3.3	Essai IGBT_BF_2 : Essai en boucle fermée à 1 kW . . . . .	198
6.3.3.1	Conditions de test . . . . .	198
6.3.3.2	Problèmes de CEM rencontrés et solutions apportées . . . . .	200
6.3.3.3	Résultats des tests réalisés et discussion . . . . .	201
6.4	Essais sur un prototype à base de MOSFETs . . . . .	204
6.4.1	Conception du convertisseur TAB à MOSFETs . . . . .	204
6.4.1.1	Cahier des charges . . . . .	204
6.4.1.2	Choix des MOSFETs . . . . .	205
6.4.1.3	Choix des drivers . . . . .	206
6.4.1.4	Choix des éléments passifs . . . . .	207
6.4.1.5	Montage final . . . . .	210
6.4.2	Essai MOSFET_BF_1 : test sur le prototype MOSFET en boucle fermée à tensions fixes . . . . .	211

TABLE DES MATIÈRES

---

6.4.2.1	Conditions de test . . . . .	212
6.4.2.2	Résultats des tests et discussion . . . . .	213
6.4.3	Essai MOSFET_BF_2 : Tests à tensions variables . . . . .	214
6.4.4	Résultats et discussion . . . . .	217
6.5	Conclusion et perspectives . . . . .	219
<b>Conclusion</b>		<b>221</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>224</b>
<b>Liste des annexes</b>		<b>233</b>
<b>A Résultats des simulations de l'architecture V2V</b>		<b>233</b>
A.1	Série 1 : pilotage de la tension de bus et de la puissance réactive . . . . .	235
A.1.1	Test 1.2 : $V_{1,ref} = 760 \text{ V}$ et $Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$ . . . . .	235
A.1.2	Test 1.3 : $V_{1,ref} = 840 \text{ V}$ et $Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$ . . . . .	236
A.2	Série 2 : pilotage avec 4 sources présentes . . . . .	237
A.2.1	Test 2.2 : Mode V2V 4 sources, fin de charge . . . . .	237
A.2.2	Test 2.3 : Mode V2V 4 sources, tensions variables . . . . .	238
A.3	Série 3 : pilotage avec trois sources présentes . . . . .	239
A.3.1	Test 3.1 : Mode V2V 3 sources, début de charge . . . . .	239
A.3.2	Test 3.2 : Mode G2V 3 sources . . . . .	240
A.3.3	Test 3.3 : Mode V2G 3 sources . . . . .	241
A.3.4	Test 3.4 : Mode G2V 3 sources, tensions variables . . . . .	242
A.4	Série 4 : pilotage avec deux sources présentes . . . . .	243
A.4.1	Test 4.1 : Mode G2V 2 sources . . . . .	243
A.4.2	Test 4.2 : Mode V2G 2 sources . . . . .	244
A.4.3	Test 4.3 : Mode G2V 2 sources, tensions variables . . . . .	245

## TABLE DES MATIÈRES

---

<b>B Documents techniques relatifs aux essais sur banc IGBT</b>	<b>247</b>
B.1 Caractéristiques des batteries utilisées lors des tests . . . . .	248
<b>C Résultats des tests IGBT_BF_2</b>	<b>251</b>
C.1 Test V2V_1 : $V_1 = 135 \text{ V}$ , $V_2 = 150 \text{ V}$ et $V_3 = 120 \text{ V}$ . . . . .	252
C.2 Test V2V_2 : $V_1 = 142,5 \text{ V}$ , $V_2 = 142,5 \text{ V}$ et $V_3 = 142,5 \text{ V}$ . . . . .	253
C.3 Test V2V_3 : $V_1 = 142,5 \text{ V}$ , $V_2 = 135 \text{ V}$ et $V_3 = 150 \text{ V}$ . . . . .	254
C.4 Test G2V_1 : $V_1 = 120 \text{ V}$ et $V_2 = 120 \text{ V}$ . . . . .	255
C.5 Test G2V_2 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$ . . . . .	256
C.6 Test V2G_1 : $V_1 = 120 \text{ V}$ et $V_2 = 120 \text{ V}$ . . . . .	257
C.7 Test V2G_2 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$ . . . . .	258
<b>D Résultats des tests MOSFET_BF_1</b>	<b>259</b>
D.1 Test V2V_1 : $V_1 = 175 \text{ V}$ , $V_2 = 200 \text{ V}$ et $V_3 = 150 \text{ V}$ . . . . .	260
D.2 Test V2V_2 : $V_1 = V_2 = V_3 = 185,65 \text{ V}$ . . . . .	261
D.3 Test V2V_3 : $V_1 = 190 \text{ V}$ , $V_2 = 180 \text{ V}$ et $V_3 = 200 \text{ V}$ . . . . .	262
D.4 Test G2V_1 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$ . . . . .	263
D.5 Test G2V_2 : $V_1 = 200 \text{ V}$ et $V_2 = 200 \text{ V}$ . . . . .	264
D.6 Test V2G_1 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$ . . . . .	265
D.7 Test V2G_2 : $V_1 = 200 \text{ V}$ et $V_2 = 200 \text{ V}$ . . . . .	266
<b>Liste des publications</b>	<b>267</b>
<b>Conclusion</b>	<b>267</b>

## TABLE DES MATIÈRES

---

# Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques des différents modes de recharges de VE, selon la norme IEC 61851-1	45
2.1	Caractéristiques du système d'autopartage considéré, basé sur le service "Autolib"	70
2.2	Paramètres utilisés pour calculer les transferts de puissance aux stations V2V	77
2.3	Paramètre utilisés pour établir le nombre journalier de demandes rapides dans différents scénarios	80
3.1	Puissance nominale des transformateurs de distribution des stations rapides conventionnelles, selon le scénario considéré	94
3.2	Nombre de sites de consommations par profil et énergie consommée pour la ville de Paris	96
3.3	Nombre consommateurs pour chaque profil du réseau BT modélisé pour les stations V2V	99
3.4	Caractéristiques des différentes lignes du réseau BT des stations V2V	99
3.5	Consommation d'énergie annuelle des stations dans le scénario 2	104
3.6	Résultats des pertes sur les réseaux basse tension dans le scénario 2	105
3.7	Energie soutirée en amont des réseaux BT dans le scénario 2	106
5.1	Cahier des charges pour l'architecture V2V	132
5.2	Paramètre de l'infrastructure dans le cas d'étude considéré	140
5.3	Puissance de dimensionnements des convertisseurs selon la solution choisie	140
5.4	Contraintes en puissance et en tension sur le convertisseur DC/DC	151
5.5	Valeurs des composants pour le chargeur V2V	166

## LISTE DES TABLEAUX

---

5.6	Points de fonctionnement des différents tests présentés dans cette partie . . . . .	170
6.1	Description des différents essais réalisés afin de valider le pilotage des puissances du DC/DC multi-sources . . . . .	181
6.2	Caractéristiques du transformateur à trois enroulements utilisé pour les tests . . . . .	183
6.3	Caractéristiques des batteries utilisées pour l'essai <i>IGBT_BF_1</i> . . . . .	190
6.4	Caractéristiques des différents tests réalisés pour l'essai <i>IGBT_BF_2</i> (NC : non connectée) . . . . .	199
6.5	Spécifications du convertisseur TAB à MOSFET . . . . .	204
6.6	Caractéristiques du MOSFET choisi . . . . .	205
6.7	Valeurs des composants des filtres LC choisis . . . . .	210
6.8	Caractéristiques des différents tests réalisés pour l'essai <i>MOSFET_BF_1</i> (NC : non connectée) . . . . .	213
6.9	Mesure du rendement pour les tests <i>MOSFET_BF_1</i> et comparaison avec les rendements en simulation . . . . .	213

# Table des figures

1.1	Éléments constitutifs d'un VEB, d'après [1]	43
1.2	Configurations parallèle (a) et série (b) dans un véhicule Plug-In Hybride (PHEV)	44
1.3	Connecteurs pour la recharge rapide : Chademo (gauche) et Combo CCS (droite)	45
1.4	Topologies de chargeurs non-isolés : chargeur de la BYD e6 (gauche) et de la Renault Zoe (droite)	47
1.5	Topologies de chargeurs isolés : chargeur unidirectionnel (haut) et bidirectionnel (bas)	47
1.6	Architecture de station rapide : avec bus AC (a) et avec bus DC (b)	48
1.7	Architecture avec isolation côté réseau (a) et côté DC/DC (b), d'après [2]	48
1.8	Puissance de recharge disponible pour les points de charge publics en France (2018), d'après [3]	49
1.9	Raccordement des différents acteurs du réseau électrique français, d'après [4]	51
1.10	Répartition des coûts de déploiement de stations de recharge rapides par borne, selon le nombre de bornes de la station et la puissance, d'après [5]	53
1.11	Principales hypothèses considérées dans deux des scénarios de l'étude RTE-Avere sur l'impact des VEs sur le réseau électrique. Gauche : Scenario "Crescendo"; droite : scenario "Forte"	57
1.12	Résultats de l'étude RTE-Avere sur l'impact des VEs sur le réseau électrique. Gauche : Scenario "Crescendo"; droite : scenario "Forte"	58
1.13	Résultats de l'étude RTE-Avere sur l'impact des VEs sur le réseau électrique. Gauche : Scenario "Crescendo"; droite : scenario "Forte"	60

TABLE DES FIGURES

---

1.14	Architectures proposées par [6] pour le transfert V2V a) architecture AC V2G+G2V b) architecture AC V2H+G2V c) architecture DC embarquée d) architecture DC débarquée	63
1.15	Architecture DC proposée par [7] pour le transfert V2V : les deux PFC des chargeurs embarqués sont contrôlés en convertisseurs DC/DC . . . . .	64
1.16	Architecture DC proposée par [8] pour le transfert V2V : deux DC/DC DAB interconnectés . . . . .	65
2.1	Diagramme représentatif du modèle de simulation du système couplé autopartage-V2V	69
2.2	Variations de la demande horaire en autopartage dans Paris intra-muros, selon le jour (haut) et le mois (bas) considéré . . . . .	71
2.3	Position des stations de l'infrastructure de recharge considérée. Rouge : stations rapides classiques ; bleu : stations d'autopartage/V2V . . . . .	73
2.4	Architecture des stations rapides conventionnelles de l'infrastructure . . . . .	74
2.5	Architecture des stations V2V de l'infrastructure . . . . .	75
2.6	Evolution des puissances et des SOCs des VEAs aux stations V2V. Haut : Puissance soutirée au réseau. Bas : Puissance fournie par les VEAs présents en stations et évolution du SOC de leur batterie . . . . .	78
2.7	Distribution de la demande en recharge rapide. a) distribution temporelle. b) durée des recharges . . . . .	80
2.8	Procédé d'attribution des demandes en recharge rapide générées aux différentes stations de l'infrastructure . . . . .	81
2.9	Raisons poussant les chauffeurs de taxis à utiliser les bornes rapides, d'après [9] . . . . .	82
2.10	Evolution du nombre moyen de location par véhicule d'autopartage par jour, selon le mois considéré . . . . .	84
2.11	Histogramme des durée des trajets effectués par les véhicules d'autopartage au cours de l'année . . . . .	85

TABLE DES FIGURES

---

2.12	Evolution du nombre de VEAs disponibles en station la majorité du temps, selon le mois considéré. Seulement 1% des station présente majoritairement 4 VEAs, c'est pourquoi cette valeur n'est pas visible . . . . .	85
2.13	Evolution du pourcentage de demandes en recharge rapides satisfaites selon le nombre de bornes par station rapide classique, dans les différents scénarios simulés. . . . .	86
2.14	Nombre de minimal de bornes par station rapide $n_{brr,min}$ nécessaire afin de satisfaire la totalité des demandes en recharge rapide . . . . .	86
2.15	Répartition des demandes satisfaites selon la typologie de bornes (avec $n_{brr} = n_{brr,min}$ )	87
2.16	Evolution de l'état de charge des VEAs au cours d'une semaine de janvier , selon les scénarios de demande en recharge rapide (avec $n_{BRR} = n_{BRR,min}$ ). Les courbes en traits plein représentent la moyenne sur toute la flotte; Trais hachurés : moyenne - écart-type	88
2.17	Evolution de l'état de charge des VEAs en V2V au cours d'une semaine selon le mois considéré, pour le scénario 2 (avec $n_{brr} = n_{brr,min}$ ) . Les courbes en traits plein représentent la moyenne sur toute la flotte; Trais hachurés : moyenne - écart-type . . . . .	88
2.18	Autonomie disponible en début de trajet, sur une semaine de janvier dans le scénario 2 (avec $n_{brr} = n_{brr,min}$ ) . . . . .	89
3.1	Puissance totale à raccorder pour le GRD, afin de satisfaire la demande en recharge rapide dans les différents scénarios. Haut : puissance totale de raccordement; bas : raccords évités . . . . .	94
3.2	Caractéristiques des réseaux basse tension de la ville de Paris, d'après [10]. Haut : nombre de départs par transformateur HTA/BT. Bas : nombre de branchements par départs . . . . .	97
3.3	Répartition des utilisateurs résidentiels et professionnels selon le type de tarif et la puissance souscrite . . . . .	97
3.4	Evolution de la puissance de différents utilisateurs du réseau basse tension, pour la journée du 20 janvier 2018 . . . . .	98
3.5	Appel de puissance généré par les consommateurs des réseaux BT auxquels les stations V2V, en utilisant les profils de l'année 2018 . . . . .	100

TABLE DES FIGURES

---

3.6	Schéma représentatif des réseaux basse tension auxquels les stations V2V sont raccordées	100
3.7	Schéma représentatif des réseaux basse tension auxquels les stations rapides conventionnelles sont raccordées . . . . .	101
3.8	Schéma équivalent du réseau BT des stations V2V . . . . .	103
3.9	Appel de puissance de l'ensemble des stations de l'infrastructure (pris le 10 janvier 2018)	104
3.10	Pertes annuelles sur les réseaux BT des stations de l'infrastructure pour le scénario 2 .	105
4.1	Cadre d'étude du V2V dans cette thèse. Gauche : Décharge de véhicules d'une flotte d'autopartage afin de recharger un véhicule privé à forte puissance. Droite : recharge de la flotte à puissance réduite . . . . .	111
4.2	Effacements réalisés sur le mécanisme d'ajustement en France en 2020 . . . . .	113
4.3	Tableau récapitulatif des services disponibles en France pour l'effacement de consommation, d'après [11] . . . . .	115
4.4	Appel de puissance sur le réseau, pour 5000 sessions de recharge rapide effectuées. La courbe bleue correspond au scénario 1, la courbe rouge au scénario 2 et la courbe verte au scénario 3. a) Plage d'effacement entre 8h et 10h b) Plage d'effacement entre 18h et 20h . . . . .	119
4.5	Appel de puissance sur le réseau, pour 20000 sessions de recharge rapide effectuées. La courbe bleue correspond au scénario 1, la courbe rouge au scénario 2 et la courbe verte au scénario 3. a) Plage d'effacement entre 8h et 10h b) Plage d'effacement entre 18h et 20h . . . . .	120
4.6	Comparaison des effacements réalisés sur la plage horaire 8h-10h (courbes bleues) et 18h-20h (courbes rouges). Traits plein : effacement maximum sur l'ensemble des simulation. Traits pointillés : effacement minimum. a) 5000 demandes en recharge rapides b) 20000 demandes en recharge rapide . . . . .	122
5.1	Cas d'étude de ce chapitre pour l'analyse comparative des architectures V2V . . . . .	131
5.2	Architecture AC pour le transfert V2V . . . . .	134
5.3	Architecture DC débarquée pour le transfert V2V . . . . .	136

TABLE DES FIGURES

---

5.4	a) Architecture débarquée avec convertisseurs DC/DC parallélisés b) Architecture débarquée avec convertisseur multi-sources . . . . .	136
5.5	Architecture DC embarquée pour le transfert V2V . . . . .	138
5.6	Résultats de la comparaison des architectures . . . . .	140
5.7	Diagramme détaillée de la topologie utilisée pour l'architecture débarquée . . . . .	142
5.8	Schéma de l'étage PFC . . . . .	143
5.9	Stratégie de commande VOC du redresseur synchrone . . . . .	145
5.10	Diagramme détaillée de la topologie utilisée pour l'architecture débarquée . . . . .	146
5.11	Schémas équivalents du MAB ramené à la source 1 a) Schéma équivalent en étoile b) Schéma équivalent en triangle . . . . .	147
5.12	Formes d'onde des courants circulants dans les inductances (haut), des tensions commutées (milieu) et des courants fournis par les sources (bas), dans le cas de $N = 3$ , $f = 50kHz$ , $\varphi_{12} = 20^\circ$ , $\varphi_{13} = 55^\circ$ , $V_1 = 300 V$ , $V_2 = 400 V$ , $V_3 = 250 V$ , $L_1 = L_2 = L_3 = 12\mu H$ et $n_{12} = n_{13} = n_{23} = 1$ . . . . .	148
5.13	Digramme représentant les flux de puissance dans les différents mode de fonctionnement du chargeur. a) mode V2V-4S. b) mode V2V-3S. c) mode G2V-3S. d) mode G2V-2S. e) mode V2G-3S. f) mode V2G-2S . . . . .	150
5.14	Produit des aires des inductances $L_2$ (courbe bleue), $L_3$ (courbe rouge pointillé) et $L_4$ (courbe jaune) en fonction du dimensionnement des inductances, pour deux points de fonctionnement limites du chargeur. a) Début de charge b) Fin de charge . . . . .	152
5.15	Étude des rapports cycliques permettant de minimiser les pertes par conduction. a) Variations des tensions des sources en mode V2V. b) rapports cycliques optimaux. c) Comparaison des pertes minimisées par rapport aux pertes en pleine onde . . . . .	155
5.16	Évolution des pertes par commutation sur les plages de tension des différentes sources. a) Variations des tensions des sources en mode V2V. a b) Plages de commutation douce des sources associées aux différents ponts. c) Pertes par commutations au niveau des ponts des différentes sources . . . . .	157

TABLE DES FIGURES

---

5.17	Évolution des pertes par conduction sur les plages de tension des différentes sources. a) Variations des tensions des sources en mode V2V.a b) Courants efficaces dans les inductances c) Pertes par conduction niveau des ponts des différentes sources . . . . .	158
5.18	Évolution du rendement du convertisseur DC/DC en mode V2V.a sur les plages de tension des différentes sources en jeu . . . . .	159
5.19	Schéma de contrôle du convertisseur multi-sources implémenté . . . . .	161
5.20	Emissions induites sur les sources.a) Avant l'ajout des filtres. b) Après l'ajout des filtres	162
5.21	Schéma de contrôle du convertisseur multi-sources implémenté . . . . .	163
5.22	Schéma bloc du convertisseur MAB dans le cas de 4 sources. La partie bleue représente le système modélisée dans l'approximation des petites perturbations. La partie rouge représente le contrôle du système (la matrice H représente la matrice inverse de G) . .	164
5.23	Réponse indicielle du système en boucle fermée non corrigé pour $I_4$ . . . . .	164
5.24	Réglage du correcteur PI. a) réglage de $T_i$ afin d'avoir le temps de réponse souhaité. b) réglage de $K_p$ pour limiter l'appel de courant au démarrage du contrôle . . . . .	165
5.25	Haut : circuit de précharge placé en amont des condensateurs des différents bus continus. Bas : différentes phases de précharge avant le démarrage du pilotage des sources . . .	171
5.26	Résultat du Test 1.1 : pilotage de la tension de bus $V_1$ et de la puissance réactive, avec $V_{1,ref} = 680 V$ et $Q_{ref} = 0 VAR$ (en mode V2V_4S) a) Tensions des bus continus b) Puissance réactive du réseau c) Courant et tension d'une phase du réseau en régime établi . . . . .	172
5.27	Résultat du Test 2.1 : pilotage de puissance des sources en mode V2V avec 4 sources, en début de charge a) Puissances actives du réseau (bleu) et des sources continues b) Courants des sources 2,3 et 4 c) Déphasages des commandes des ponts 2, 3 et 4 par rapport au pont 1 . . . . .	174
6.1	Synoptique de l'essai du TAB en boucle ouverte avec ponts IGBTs et charges résistives	182
6.2	Gauche : photo du transformateur HF à trois enroulements utilisé pour les différents tests. Droite : schéma équivalent du transformateur . . . . .	183

## TABLE DES FIGURES

---

6.3	Ponts IGBTs utilisés pour les tests. Gauche : vue de face. Droite : vue de dessus . . .	184
6.4	a) DSP utilisés dans les différents essais. b) schéma de génération de code pour générer des PWMs déphasées et leur complémentaire . . . . .	185
6.5	a) Schéma du circuit d'adaptation de tension pour les signaux de commande. b) Circuit imprimé réalisé . . . . .	186
6.6	Montage réalisé pour le test sur banc IGBT en boucle ouverte avec résistance variable	186
6.7	Montage réalisé pour le test sur banc IGBT en boucle ouverte avec résistance variable. Jaune : tension commutée sur le pont 1 Bleu : tension commutée sur le pont 2 Violet : tension commutée sur le pont 2 Vert : courant commuté traversant $L_3$ . . . . .	187
6.8	Résultats des test en boucle ouverte avec résistance variable. a) Puissance de la source 1 et des charge $R_2$ et $R_3$ selon le déphasage. b) Évolution du rendement selon le déphasage	188
6.9	Schéma synoptique du montage réalisé pour le test du TAB en boucle fermée faible puissance avec des batteries . . . . .	189
6.10	Batteries utilisées pour les essais <i>IGBT_BF_1</i> . . . . .	190
6.11	Schéma des circuits permettant d'adapter les tensions de sortie des capteurs. a) Capteur de tension. b) Capteur de courant . . . . .	191
6.12	Carte de mesure réalisée et caractérisation des signaux renvoyés au DSP en fonction des mesures. Gauche : carte de mesure. Droite haut : évolution des signaux ADC des mesures de tensions en fonctions des tensions mesurées. Droite bas : évolutions des valeurs renvoyées après conversion analogique/digitale des mesures de tensions en fonctions des tensions mesurées. . . . .	192
6.13	Interface permettant d'afficher les mesures et d'envoyer les consignes . . . . .	194
6.14	Modèles de génération de code pour le contrôle en boucle fermée et la communication série a) Modèle pour la réception des mesures provenant de la carte de mesure b) Modèle pour l'envoi des mesures en communication série c) Modèle pour la réception des consignes provenant de la communication série d) Modèle pour le contrôle du convertisseur en boucle fermée . . . . .	195

TABLE DES FIGURES

---

6.15	Résultat du test <i>IGBT_BF_1</i> : pilotage des courants des batteries en V2V a) Tensions des sources b) Courants des sources c) Puissances des sources d) Déphasages de signaux de commandes . . . . .	197
6.16	Schéma synoptique de l'essai en boucle fermée à 1 kW . . . . .	198
6.17	Communication série entre le Raspberry (carte de gauche) et le DSP (carte de droite)	201
6.18	MOSFET sélectionné : IXFN132N50P3 . . . . .	205
6.19	Signaux générés par le DSP et les drivers pour la commande des MOSFETs, à une fréquence de 50 kHz et pour un déphasage de 60° Jaune : Signal PWM pour le driver de $T_{11}$ Violet : Signal PWM déphasé pour le driver de $T_{12}$ Bleu : Tension $V_{GS}$ pour le MOSFET $T_{11}$ Vert : Tension $V_{GS}$ pour le MOSFET $T_{21}$ . . . . .	207
6.20	Résultats utilisés pour le dimensionnement des inductances de transfert. a) Profils de tensions des sources au cours de la charge V2V b) Puissance perdue par conduction au cours de la charge c) Energie perdue par conduction pour différentes valeurs d'inductance . . . . .	209
6.21	Effet de la capacité d'amortissement sur les oscillations de tensions lors des commutation des MOSFETs en pont complet. a) Tension commutée à 30 V et 50 kHz sans amortissement. b) Tension commutée à 100 V et 50 kHz avec amortissement . . . . .	210
6.22	Prototype de convertisseur TAB à MOSFETs réalisé. a) Vue de face b) Vue de dessus c) Vue de profil . . . . .	211
6.23	Tensions et courant commutés en régime permanent en mode V2V Jaune : Tension commutée du pont 1 Violet : Tension commutée du pont 3 Bleu : Courant dans l'inductance $L_3$ . . . . .	212
6.24	Schéma synoptique de l'essai <i>MOSFET_BF_1</i> . . . . .	212
6.25	Schéma synoptique de l'essai <i>MOSFET_BF_2</i> . . . . .	215
6.26	Montage réalisé pour l'essai <i>MOSFET_BF_2</i> . . . . .	215
6.27	Modèle de génération de code pour le contrôle des puissances quand les tensions des sources varient . . . . .	216

TABLE DES FIGURES

---

6.28	Résultats de l'essai <i>MOSFET_BF_2</i> a) Tensions des sources b) Puissances des sources c) Courant des sources d) Déphasages des commandes . . . . .	218
A.1	Modèle simulink de l'architecture V2V retenue . . . . .	234
B.1	Courbes de charge (haut) et de décharge (bas) de la batterie Evolion (batterie déchar- geante) . . . . .	248
B.2	Courbes de charge (haut) et de décharge (bas) de la cellule composant la batterie Yuasa (batterie à charger) . . . . .	249

## TABLE DES FIGURES

---

# Liste des acronymes

**BMS** Battery Management System. 181

**BRR** Borne de recharge rapide. 32, 68

**BT** Basse tension. 47

**CCS** Code Composer Studio. 177

**CISPR** Comité International Spécial des Perturbations Électromagnétiques. 154

**CRE** Commission de régulation de l'Énergie. 46

**DAB** Dual Active Bridge. 59

**ECL** éclairage public. 92

**EJP** effacement jour de pointe. 108

**GES** Gaz à effet de serre. 31

**GRD** Gestionnaire du réseau de distribution. 32, 48

**GRT** Gestionnaire du réseau de transport. 32, 47

**HTA** Haute tension A. 47

**HTB** Haute tension B. 46

**MAB** Convertisseur DC/DC Multi Active Bridge. 130

**NEBEF** notification d'échange de blocs d'effacements. 111

**PFC** Correction du facteur de puissance. 41

- PHEV** Véhicule électrique hybride rechargeable. 9, 39
- PPE** Programmation pluriannuelle de l'énergie. 52, 108
- PRO** client professionnel. 92
- RES** client résidentiel. 92
- TAB** Convertisseur DC/DC Triple Active Bridge. 130  
. 46
- V2G** Vehicle-to-Grid. 55
- V2H** Vehicle-to-Home. 55
- V2V** Vehicle-to-vehicle. 32
- V2X** Vehicle-to-X. 55
- VEA** véhicule en autopartage. 64
- VEB** Véhicule électrique à batterie. 9, 31, 38
- VEH** Véhicule électrique hybride. 9, 39
- VEP** véhicule électrique d'un particulier. 64
- VOC** Voltage Oriented Control. 139
- VSC** Voltage Source Converter. 136
- ZCS** Commutation à zéro de courant. 168
- ZVS** Commutation à zéro de tension. 59

# Introduction Générale

Le phénomène de réchauffement climatique est caractérisé par une augmentation durable des températures à l'échelle planétaire, causée par une augmentation des concentrations de gaz à effet de serre (GES) dans l'atmosphère. Ces changements auront des conséquences dramatiques sur les écosystèmes et l'humanité.

La cause principale de l'augmentation des émissions de GES est l'utilisation de ressources d'origine fossile. En effet, l'essor des sociétés modernes a reposé sur une utilisation croissante de ces sources d'énergie, notamment le pétrole, le charbon et le gaz.

Le secteur des transports est responsable pour une part importante de ces émissions. D'après l'Agence internationale de l'énergie, il contribue à 25% des rejets de CO<sub>2</sub> dans le monde, 29% en Europe et même jusqu'à 41% en France. La combustion du carburant des voitures thermiques entraîne par ailleurs des rejets de particules fines, qui ont des impacts importants sur la santé, en particulier dans les zones urbaines denses.

L'enjeu majeur des prochaines années est donc de réduire considérablement la dépendance à ces ressources fossiles. Le dernier rapport du Groupe International d'Experts sur le Climat indique qu'afin d'éviter une augmentation de température supérieure à 2°C d'ici la fin du siècle, les émissions mondiales de GES doivent être divisées par 2 d'ici 2030 et la neutralité carbone doit être atteinte vers 2050.

Pour le secteur des transports, la réduction des émissions passe une transition vers des mobilités moins polluantes. L'électrification des mobilités, en particulier pour les déplacements de particuliers (qui représentent plus de 50% des émissions de ce secteur) est une des solutions privilégiées pour atteindre cet objectif, sous réserve que le mix électrique utilisé soit faiblement carboné.

Ainsi, les dernières années ont vu l'essor des véhicules électriques à batterie (VEBs). Outre les émissions réduites par rapport au véhicule thermique si l'électricité utilisée est bas carbone, ce véhicule

n'émet pas de pollution pendant l'usage. De plus, si les recharges de ces VEBs sont pilotées, ils peuvent favoriser l'intégration de sources renouvelables sur le réseau électrique. Par exemple, les véhicules peuvent être rechargés quand la production renouvelable est maximale et être déchargés quand la demande en électricité est maximale.

Cependant, le développement de ce secteur, bien qu'en pleine croissance, se heurte à plusieurs obstacles. Tout d'abord le coût à l'achat de ces véhicules est encore élevé par rapport à leurs équivalents thermiques, en raison notamment du coût des batteries. Mais ces coûts connaissent une rapide diminution qui devrait se poursuivre dans les années à venir.

De plus, le déploiement d'une infrastructure de recharge est nécessaire, et sa couverture géographique inégale freine l'acceptabilité des VEBs. En zone urbaine, où la disponibilité de la recharge à domicile est limitée, le développement de bornes de recharge rapide (BRRs) est un facteur d'accélération de l'adoption des VEBs. Notamment, les véhicules de transports professionnels (taxis, livraison) amplifient ce besoin car la durée de la recharge a un impact direct sur leur activité.

Néanmoins le déploiement de BRRs en ville se heurte à des contraintes. Tout d'abord, les investissements à réaliser sont élevés, en raison du coût des bornes elles-mêmes mais également du coût de raccordement au réseau, lié à l'appel de puissance. Ce coût se répercute sur l'opérateur mais également sur le gestionnaire du réseau de distribution (GRD) qui doit généralement effectuer des renforcements des ouvrages pour permettre ce raccordement.

D'autre part, l'appel de puissance élevé engendré par ces recharges et leur faible degré de pilotage peut engendrer des contraintes pour le gestionnaire du réseau de transport (GRT). En effet, l'augmentation de l'appel de puissance aux heures de forte demande en électricité accroît le besoin de faire appel à des sources d'énergie pilotables et fortement émettrices de CO<sub>2</sub> (centrales à charbon et centrales à gaz), ce qui va à l'encontre de l'objectif initial.

Pour faire face à ces contraintes, cette thèse s'intéresse à une solution innovante afin de réduire ou moduler l'appel de puissance des recharges rapides. La recharge Vehicle-to-vehicle (V2V) consiste en un transfert d'énergie local entre plusieurs véhicules, les véhicules ayant un surplus d'énergie rechargeant les véhicules en déficit d'autonomie.

Ce transfert, si il est effectué à forte puissance, permet de réduire ou d'annuler la contribution du réseau pendant la recharge rapide et de piloter l'appel de puissance le reste du temps. En effet,

une recharge de forte puissance non pilotable est remplacée par la recharge des VEBs ayant fourni l'énergie, qui peut s'effectuer à une puissance plus faible. Ce constat peut alors présenter un intérêt pour le GRT.

Les travaux de cette thèse sont le fruit d'une collaboration entre deux acteurs français de la transition énergétique :

- L'Institut du Véhicule Décarboné et Communicant (**VEDECOM**), institut de transition énergétique basé à Versailles, qui apporte son expertise sur les véhicules électriques et les systèmes de recharge innovants.
- Le Laboratoire **L2EP** Lille, qui apporte son savoir sur l'interaction entre les VEBs et réseau électrique d'une part et les moyens d'essais expérimentaux d'autre part, sur la plateforme Énergies Réparties.

Le travail de cette thèse se concentre sur deux problématiques. D'une part, il convient de se demander quelles sont les perspectives offertes par le V2V pour les acteurs du réseau électrique. D'autre part, la faisabilité technique du V2V, et les architectures électriques possibles pour ce transfert, doivent être étudiées.

Pour répondre à ces questions, un cas d'usage est retenu pour l'étude. Il consiste en une flotte de véhicules d'autopartage réalisant des trajets entre des stations, où ils sont rechargés. Des véhicules de particuliers peuvent également effectuer une recharge rapide à ces stations et l'énergie est totalement ou en partie fournie par les véhicules partagés présents.

La présentation de ce travail est ainsi découpée en deux parties. La première, composée des chapitres 1 à 4, s'intéresse aux perspectives du V2V pour les acteurs du réseau. La deuxième, composée des chapitres 5 et 6 se focalise sur les architectures de conversion pour le transfert V2V.

Le chapitre 1 est consacré à l'intégration des véhicules électriques au réseau. Les caractéristiques propres à la recharge des VEBs, à l'impact de ces recharges sur le réseau électrique et un état de l'art sur le V2V sont présentés.

Le chapitre 2 expose ensuite la modélisation du système couplé autopartage-V2V dans le cas d'usage considéré. La modélisation du système d'autopartage, de l'infrastructure de recharge, de la demande en recharge rapide et les résultats de simulation sont ainsi détaillés.

Le chapitre 3 étudie les perspectives du V2V pour le réseau de distribution. Les raccordements

évités et l'impact sur les pertes du réseau sont abordés, à l'aide de la modélisation du chapitre précédent et d'une modélisation des réseaux basse tension.

Le chapitre 4 s'intéresse enfin à l'étude de la flexibilité apportée par le V2V pour la supervision du réseau électrique. Le potentiel d'effacement de consommation du V2V est étudié pour le GRT, après avoir effectué un état des lieux des mécanismes d'effacement existant en France.

D'autre part, le chapitre 5 porte sur la conception d'une architecture de conversion pour le transfert V2V. Après avoir effectué une analyse comparative des architectures possibles pour le transfert V2V, une architecture est retenue et son dimensionnement et l'étude de sa commande sont réalisés. Une validation par simulation du pilotage des puissances de cette architecture dans les différents modes de fonctionnement souhaités par la station est enfin réalisé.

Le chapitre 6 porte sur la validation expérimentale du pilotage du convertisseur DC/DC multi-sources utilisé dans l'architecture retenue. Les différents essais réalisés sont détaillés, d'abord sur banc d'essai IGBTs puis sur un prototype à base de MOSFETs qui a été réalisé pour cette étude.

Enfin, une conclusion générale faisant le bilan des travaux et proposant différentes perspectives de développement vient compléter cette étude.

**Première partie**

**Étude des perspectives du V2V pour le  
réseau électrique**



# Chapitre 1

## L'intégration des véhicules électriques au réseau électrique

### Contenu

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction au chapitre . . . . .</b>	<b>42</b>
<b>1.2</b>	<b>La recharge des véhicules électriques . . . . .</b>	<b>42</b>
1.2.1	Les différents types de véhicules électriques . . . . .	42
1.2.2	Les différents modes de recharge . . . . .	44
1.2.3	Les chargeurs de véhicules électriques . . . . .	45
1.2.4	Quelle infrastructure de recharge pour accompagner le développement des véhicules électriques ? . . . . .	48
<b>1.3</b>	<b>L'impact de la recharge des véhicules électriques sur le réseau électrique . . . . .</b>	<b>50</b>
1.3.1	Le réseau électrique français . . . . .	50
1.3.2	Raccordement des bornes de recharges au réseau de distribution . . . . .	52
1.3.3	Impact des recharges rapides sur le réseau de distribution . . . . .	53
1.3.4	Impact des recharges sur la gestion du réseau électrique . . . . .	56
1.3.5	Apport des véhicules électriques pour la gestion du réseau . . . . .	56
<b>1.4</b>	<b>Le Vehicle-to-vehicle . . . . .</b>	<b>61</b>
1.4.1	État de l'art sur les services V2V . . . . .	61
1.4.2	État de l'art sur les architectures V2V . . . . .	62
1.4.3	Limites des solutions proposées . . . . .	64
1.4.4	Position du sujet de thèse . . . . .	65
<b>1.5</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>66</b>

---

### 1.1 Introduction au chapitre

L'objectif de ce chapitre est de définir les concepts abordés dans la thèse et le contexte nécessaire à la compréhension de la problématique. Dans une première partie, les caractéristiques propres aux véhicules électriques et à leur recharge sont introduits. Ensuite, l'impact de la recharge de ces véhicules sur le réseau électrique est présenté. Enfin, le concept Vehicule-to-vehicule est expliqué et un état de l'art sur les cas d'usage et les architectures abordés dans la littérature est détaillé, permettant ainsi de positionner le sujet de thèse.

### 1.2 La recharge des véhicules électriques

#### 1.2.1 Les différents types de véhicules électriques

Un véhicule électrique est un véhicule qui utilise un moteur électrique pour sa propulsion. Ce moteur est alimenté par une batterie qui stocke l'énergie. Il existe trois types de véhicules électriques.

##### 1.2.1.1 Le véhicule électrique à batterie (VEB)

Dans un VEB, le moteur électrique est alimenté par une batterie et/ou un supercondensateur, via un onduleur. Cette batterie est rechargée en se connectant au réseau électrique par l'intermédiaire d'un chargeur. Elle alimente également un circuit basse tension comprenant les différents éléments actifs du véhicule tels que l'éclairage, l'air conditionné, le système de pilotage, etc. Un schéma regroupant les différents composants d'un véhicule électrique à batterie est présenté en Fig. 1.1.

Une des caractéristiques principales des VEB est qu'ils ne produisent aucune émission directe de GES. Les émissions lors de l'usage dépendent du mix électrique du pays où le véhicule est rechargé. Dans le cas du mix électrique français, les émissions équivalentes de GES sont 2 à 3 fois plus faibles que celles de leur équivalent essence ou diesel. [12]

L'un des freins principaux à l'adoption des VEB est l'autonomie qu'ils peuvent fournir, encore inférieure à celles des véhicules thermiques. De plus, le temps de recharge, plus important que celui pour plein d'essence, est une autre limitation. Dans le cas de long trajets ou d'indisponibilité de borne à domicile, cette recharge nécessite également le développement d'une infrastructure de recharge publique raccordée au réseau.

## 1.2. LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

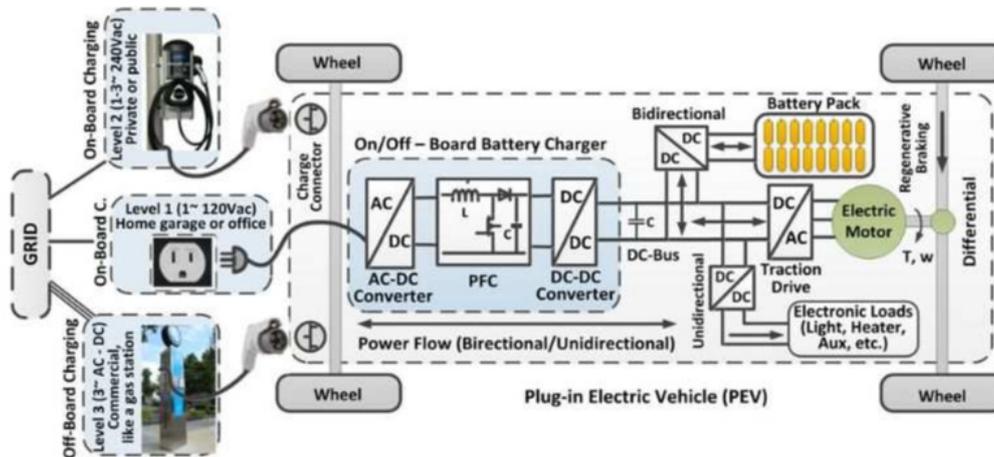


FIGURE 1.1 – Éléments constitutifs d'un VEB, d'après [1]

### 1.2.1.2 Le véhicule électrique hybride (VEH) et Plug-In hybride (PHEV)

Un véhicule électrique hybride possède à la fois un moteur électrique et un moteur thermique. Le moteur électrique est utilisé à faible vitesse lors de trajets urbains, où il est plus efficace que le moteur thermique, qui est utilisé lors des trajets périurbains et sur autoroute.

Il existe deux types d'architectures pour le VEH : la structure parallèle et la structure série. Dans la structure parallèle, le moteur thermique et le moteur électrique sont utilisés pour la traction. Le moteur électrique est employé lors des phases d'accélération. Dans la structure série, la traction est réalisée uniquement par le moteur électrique, alors que le moteur thermique recharge uniquement les batteries à l'aide d'un générateur. Les avantages principaux des VEH par rapport aux VEB est l'autonomie plus importante ainsi que la recharge plus rapide qu'ils procurent, du fait de l'utilisation de l'essence comme source d'énergie.

Il est également possible d'intégrer un chargeur et une batterie au VEH afin de réduire l'empreinte carbone du véhicule pendant son utilisation et de réaliser des économies. Un tel véhicule est appelé Plug-In Hybride (PHEV). Les configurations série et parallèle pour un PHEV sont présentées en Fig. 1.2. Ainsi, le PHEV dans sa configuration parallèle peut utiliser le moteur électrique lors de trajets urbains à faible vitesse et la motorisation thermique pour les longues distances, ce qui rend son utilisation plus flexible. Cependant les émissions induites durant toute la phase de vie du véhicule restent plus élevées que celles d'un véhicule électrique.

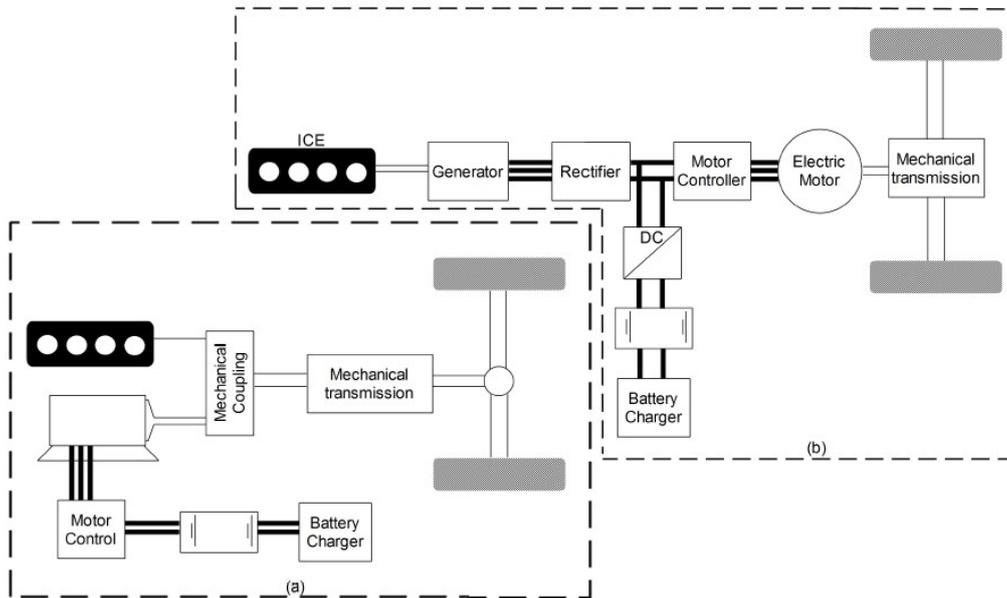


FIGURE 1.2 – Configurations parallèle (a) et série (b) dans un véhicule Plug-In Hybride (PHEV)

### 1.2.2 Les différents modes de recharge

La norme IEC 61851-1 définit 4 modes de recharge des véhicules électriques, qui diffèrent selon le type de courant fourni, le type de protections, le type de câble et de connecteur et la puissance maximale qui peut être fournie. Le Tableau 1.1 synthétise les caractéristiques de chaque mode. Dans le mode 1, la connexion au véhicule se fait via les prises normalisées, en monophasé ou triphasé, à un courant maximal de 16A. Dans le mode 2, un câble spécifique et un dispositif de contrôle et de pilotage des protections permet le raccordement du VE à la prise murale. Dans le mode 3, la connexion au VE s’effectue via des connecteurs dédiés et le système de pilotage est intégré dans la borne.

Enfin, le mode 4 est dédié à la recharge rapide. Le VE est alimenté en courant continu via un chargeur externe, dit "débarqué". En effet, lorsque la puissance de recharge augmente, il devient difficile d’intégrer au VE un chargeur pouvant délivrer cette puissance, pour des raisons de poids, de volume et de coût. Il existe deux connecteurs pour ce mode de charge : le connecteur Chademo, équipant principalement les véhicules asiatiques, et le connecteur Combo CCS.

## 1.2. LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

TABLE 1.1 – Caractéristiques des différents modes de recharges de VE, selon la norme IEC 61851-1

Mode	Courant	Tension	Courant maximal	Puissance Maximale	Connexion VE-réseau
1	Alternatif	Monophasée ou Triphasée	16A	3,7kW en monophasé 11kW en triphasé	Prise domestique
2	Alternatif	Monophasée ou Triphasée	32A	7,4kW en monophasé, 22kW en triphasé	Prise domestique + dispositif de contrôle des protections
3	Alternatif	Monophasée ou Triphasée	64A	7,4W en monophasé 43kW en triphasé	Prise dédiée + contrôle des protections dans la borne
4	Continu	Continue	-	$\geq 50$ kW	Prise dédiée + Chargeur externe



FIGURE 1.3 – Connecteurs pour la recharge rapide : Chademo (gauche) et Combo CCS (droite)

### 1.2.3 Les chargeurs de véhicules électriques

Le rôle du chargeur est de convertir le courant alternatif provenant du réseau en un courant continu afin de recharger la batterie de traction du VE. Ce courant est fonction du courant maximal que la borne peut fournir ainsi que du courant maximal toléré par la batterie lors de la charge. Le chargeur doit par ailleurs induire une distorsion harmonique minimale sur le réseau et un facteur de puissance maximal.

Le chargeur est constitué d'un filtre d'entrée, d'un étage redresseur et de correction du facteur de puissance (PFC), puis d'un convertisseur DC/DC. Comme vu dans la partie précédente, il existe deux types de chargeurs : les chargeurs embarqués, intégrés au véhicule, et les chargeurs débarqués, intégrés à la borne. Les chargeurs embarqués ont une puissance limitée en raison des contraintes de volume de

poinds et de coût inhérentes au VE qui les contient.

### 1.2.3.1 Chargeurs embarqués

Les chargeurs embarqués peuvent se répartir en deux catégories selon leur isolation galvanique par rapport au réseau.

- Chargeurs embarqués non-isolés

Dans les chargeurs non-isolés, les enroulements statoriques du moteur de traction et/ou l'onduleur peuvent être réutilisés, comme présenté en Fig. 1.4. Par exemple, le chargeur dit "Chameleon" de la Renault Zoe utilise les enroulements du moteur comme inductances du redresseur de type buck ainsi que l'onduleur comme DC/DC boost entrelacé. Dans le chargeur du BYD e6, l'onduleur de traction est utilisé dans le redresseur PFC, mais les enroulements moteurs sont déconnectés à l'aide de relais [13].

Ces chargeurs présentent l'avantage de réduire le volume et le coût, en utilisant des éléments déjà présents dans le véhicule. Cependant, si un défaut survient, les courants DC résiduels ne pourront pas être détectés par les fusibles AC de la borne. Cela nécessite donc d'ajouter aux bornes un dispositif de détection des courants résiduels DC, dit de Classe B, qui sont onéreux [14].

- Chargeurs embarqués isolés

Les chargeurs isolés possèdent un transformateur haute fréquence au niveau du convertisseur DC/DC, ce qui assure l'isolation galvanique et élimine les potentiels courants résiduels continus. Deux topologies de chargeurs isolés sont présentées en Fig. 1.5. La topologie unidirectionnelle utilise un redresseur à diode et un circuit additionnel réalisant la fonction PFC. Le pont de sortie du DC/DC est également un redresseur à diode. Cette structure présente l'avantage d'un coût réduit en semi-conducteurs par rapport à une structure bidirectionnelle. Cette dernière utilise un redresseur synchrone bidirectionnel, dont le contrôle permet également de réaliser la fonction PFC. Cette topologie est privilégiée pour le service Vehicle-to-grid [1].

### 1.2.3.2 Chargeurs débarqués

Les chargeurs embarqués ont généralement une puissance de recharge limitée. Pour des puissances de recharge élevée, pour le mode 4 par exemple, il a été choisi d'opter pour un chargeur débarqué, intégré à la borne de recharge. Il existent plusieurs structures de chargeurs débarqués, selon le type de bus choisi et l'isolation galvanique.

## 1.2. LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

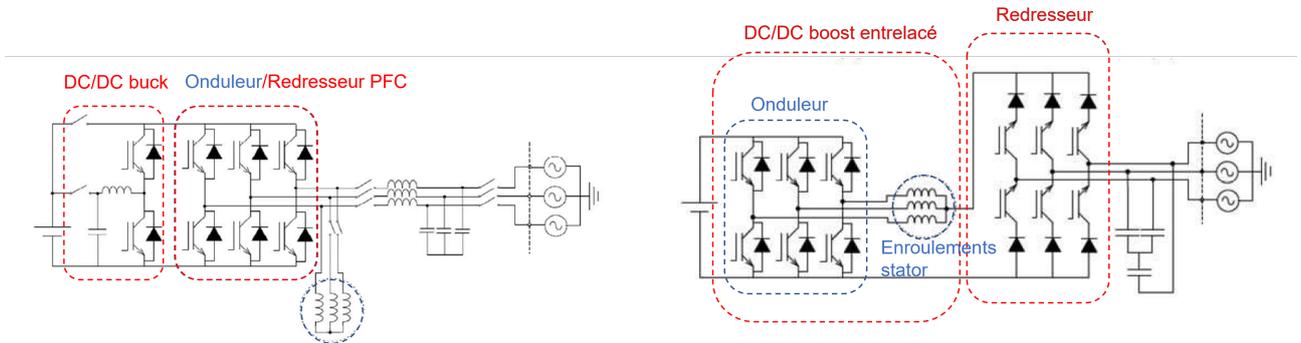


FIGURE 1.4 – Topologies de chargeurs non-isolés : chargeur de la BYD e6 (gauche) et de la Renault Zoe (droite)

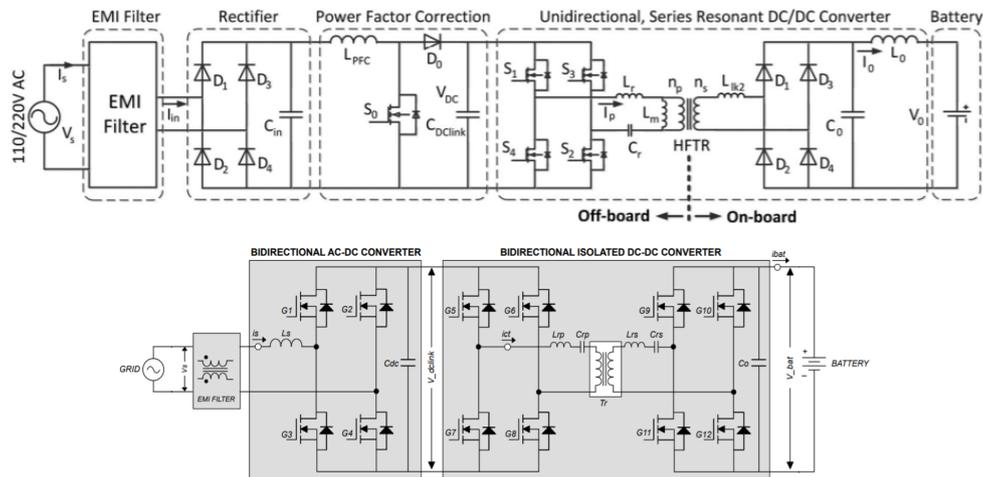


FIGURE 1.5 – Topologies de chargeurs isolés : chargeur unidirectionnel (haut) et bidirectionnel (bas)

Deux architectures de stations rapides sont présentées en Fig. 1.6. L'architecture avec bus AC parallélise un convertisseur AC/DC suivi d'un DC/DC pour chaque borne rapide. C'est la structure la plus répandue car il existe déjà de nombreux standards et solutions techniques. Cependant la structure DC est pertinente dans le cas où l'on souhaite intégrer un système de stockage et/ou un panneau solaire afin de réduire l'appel de puissance et augmenter la consommation d'énergie provenant de sources renouvelables [15].

L'isolation galvanique peut être réalisée en utilisant un transformateur d'isolement en entrée, dimensionné à la fréquence du réseau, comme présenté en Fig. 1.7(a). Dans ce cas, le convertisseur DC/DC ne doit plus nécessairement être isolé, et des topologies utilisant un nombre réduit de semi-

## 1.2. LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

conducteurs peuvent être utilisées. L'isolation peut être également réalisée en utilisant un convertisseur DC/DC isolé, avec un transformateur dimensionné à la fréquence de commutation ( Fig. 1.7(b)). Dans ce cas, le coût du transformateur est largement réduit [2]. C'est la solution la plus répandue dans les chargeurs actuels.

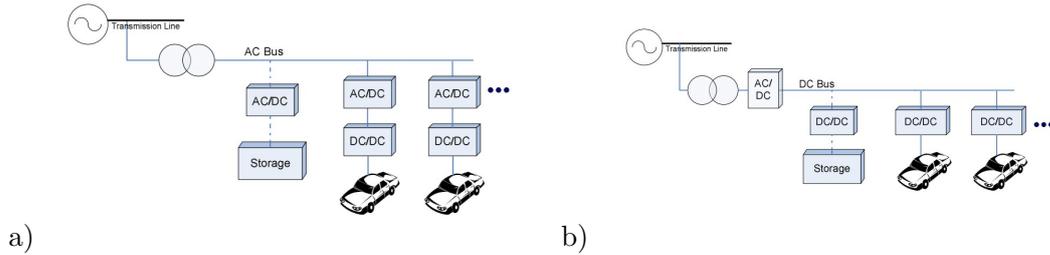


FIGURE 1.6 – Architecture de station rapide : avec bus AC (a) et avec bus DC (b)

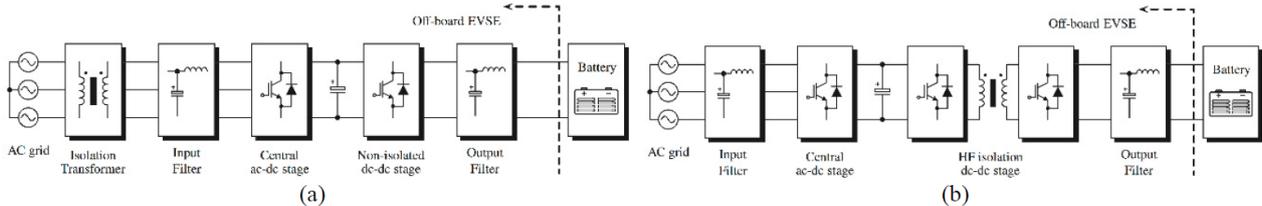


FIGURE 1.7 – Architecture avec isolation côté réseau (a) et côté DC/DC (b), d'après [2]

### 1.2.4 Quelle infrastructure de recharge pour accompagner le développement des véhicules électriques ?

La disponibilité de points de recharge est l'un des leviers principaux de la transition vers une mobilité électrique. Cependant, le dimensionnement de cette infrastructure de recharge, à la fois en terme de répartition géographique et de puissance de recharge, est toujours une question ouverte.

#### 1.2.4.1 L'infrastructure de recharge en France

En 2021, la France compte plus de 50,000 points de charge ouverts au public [3]. Les niveaux de puissance pour les points de charge publics sont présentés en Fig. 1.8. Il existe une variation importante de la distribution de ces niveaux de puissance selon la ville ou la région considérée. Le nombre de VE en circulation étant encore relativement faible, une infrastructure dominée par des points de charge "lente" est acceptable, car les conducteurs peuvent laisser leur véhicule charger durant la nuit. Cependant,

## 1.2. LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

---

l'augmentation du nombre de VEs laisse entrevoir des risques de congestion et d'indisponibilité de la charge pour les utilisateurs.

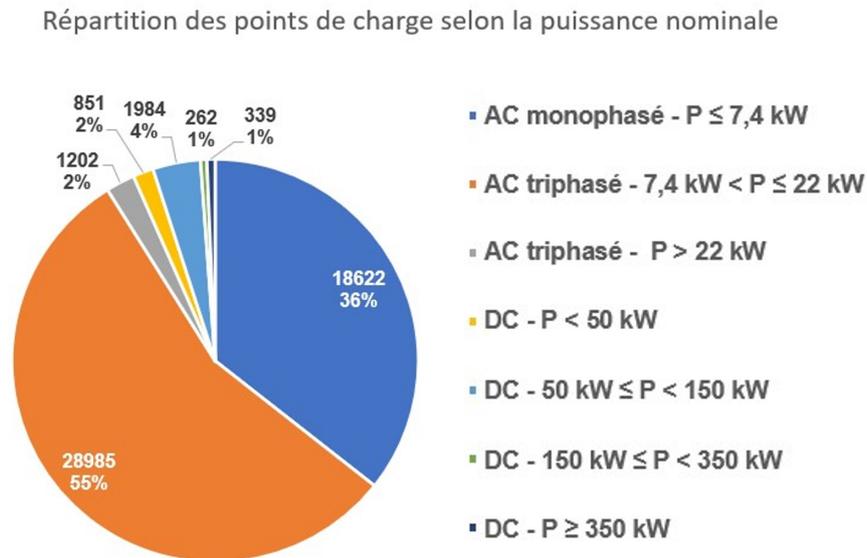


FIGURE 1.8 – Puissance de recharge disponible pour les points de charge publics en France (2018), d'après [3]

### 1.2.4.2 Planification du déploiement de l'infrastructure de recharge en ville

Le contrat stratégique de la filière automobile a pour objectif d'atteindre 100,000 points de charge publics en 2023. Cependant, il n'est pas fait mention de la répartition géographique et en puissance de ces bornes. Des études montrent que les conducteurs de VE semblent préférer la recharge rapide pour les trajets urbains et péri-urbains [16]. De plus, la disponibilité de points de charge rapide serait un facteur de transition vers les VEs plus important qu'un nombre important de points de charge lente [17].

Il existe deux approches pour planifier le déploiement de point de charge rapide : par capacité ou par couverture. L'approche par capacité vise à prévoir le nombre de VE qui utiliseront un point de charge alors que celle par couverture privilégie le nombre de kilomètres qu'un conducteur pourra parcourir avant de se charger. Une combinaison de ces deux méthodes permet de déterminer le nombre de bornes nécessaires dans une région donnée [18].

## 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

La métrique principale pour déterminer un nombre suffisant de bornes rapides est le nombre de VE par point de charge rapide. Ce nombre est dépendant de plusieurs facteurs tels que la disponibilité de la recharge à domicile, la prévision d'autonomie des futurs véhicules, la puissance de ces bornes et la disponibilité d'autres moyens de transport.

### 1.3 L'impact de la recharge des véhicules électriques sur le réseau électrique

#### 1.3.1 Le réseau électrique français

##### 1.3.1.1 Organisation du système électrique

Le réseau électrique assure l'acheminement de l'électricité depuis les centres de production vers les lieux de consommation. L'électricité étant difficilement stockable, l'équilibre entre production et consommation doit être assuré en permanence. De plus, le réseau doit fournir une tension compatible avec les besoins de l'utilisateur et garantir une qualité de fourniture (qualité de l'onde de tension et continuité de l'alimentation).

Le système électrique français est composé de trois segments distincts :

- La production d'électricité, activité concurrentielle pouvant être centralisée ou décentralisée
- La gestion des réseaux de transport, assurée par RTE et régulée par la Commission de Régulation de l'Énergie (CRE), qui assure l'acheminement de l'électricité produite vers les réseaux de distribution et les clients de forte puissance
- La gestion des réseaux de distribution, activité régulée, qui assure l'acheminement de l'électricité vers les clients de faible puissance. Elle est assurée à 95% par ENEDIS et par des entreprises de distribution locale.

Ces réseaux électriques présentent différents niveaux de tension, présentés en Fig. 1.9. Les réseaux Haute Tension B3 (HTB3) à 400 kV et Haute Tension B2 (HTB2) à 225 kV assurent le transport d'électricité des grands centres de production (centrales nucléaires, thermiques et hydrauliques) vers les différentes régions et vers certains gros consommateurs industriels. Un maillage du réseau à partir de ces différents centres permettent d'optimiser la répartition de l'énergie vers les différents utilisateurs, et d'assurer la continuité de la fourniture en cas de défaillance d'une ou plusieurs centrales.

Les réseaux haute tension B1 (HTB1) 63 et 90 kV, appelés également réseaux de répartition, assurent l'acheminement au sein des régions vers les réseaux de distribution. L'alimentation depuis

### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

les réseaux HTB3 et HTB2 s'effectue via des postes de transformation. Des centrales de production publiques ou indépendantes y sont également raccordées. De même que les réseaux HTB3 et HTB2, l'architecture est maillée et alimente également des industriels.

Les réseaux de distribution comprennent le réseau haute tension A (HTA) 15 et 20 kV et le réseau basse tension (BT) 230 et 400V. Les réseaux HTA sont alimentés via des postes de transformation HTB/HTA, appelés couramment postes sources. Ils permettent également l'interconnexion avec des producteurs indépendants HTA, notamment la production renouvelable solaire et éolienne, et des producteurs BT, pour les installations d'autoconsommation solaire par exemple.

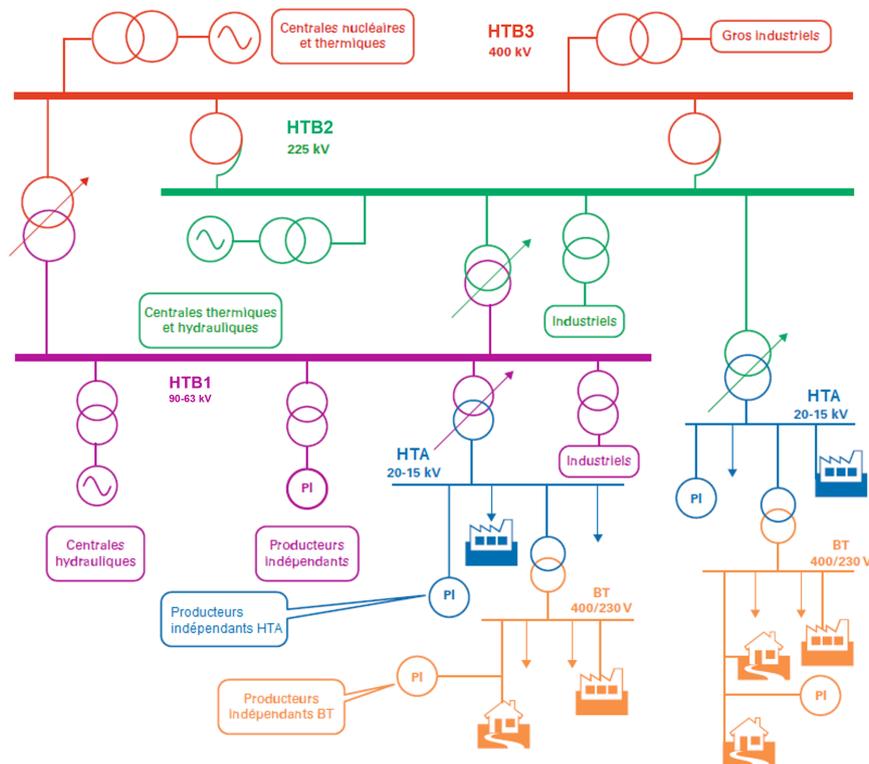


FIGURE 1.9 – Raccordement des différents acteurs du réseau électrique français, d'après [4]

#### 1.3.1.2 Les mécanismes d'équilibre

Un écart entre production et consommation d'électricité se traduit par une variation de la fréquence du réseau. Afin de minimiser ces écarts, le GRT agit en faisant varier la production pour l'adapter à la consommation. Cette action peut s'opérer de manière prévisionnelle, de quelques années à un jour

### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

en amont, mais également en temps réel à l'aide de trois mécanismes de réglage :

- Le réglage primaire, qui agit automatiquement au bout de 15 à 30 secondes, mais avec un temps de réponse de l'ordre de 1 à 10 secondes. Cette régulation est commune à tous les GRT européen et sa capacité est de 600 MW en France. Toutes les centrales de production de puissance supérieure à 40 MW doivent y participer, et sont rémunérés à un tarif par capacité fournie.
- Le réglage secondaire intervient au bout de 400 secondes. Tous les producteurs français de capacité supérieure à 120 MW doivent y participer, ce qui forme un total de 500 à 1000 MW. Les producteurs sont rémunérés par capacité et par énergie fournie.
- Le réglage tertiaire concerne les producteurs de capacité supérieure à 10 MW, mais n'est pas obligatoire. Il agit afin de prévenir l'épuisement des deux premières réserves, en mobilisant une réserve pendant une durée garantie. Grâce à des "mécanismes d'ajustement", les différents producteurs et consommateurs (qui effacent une partie de leur consommation) pouvant répondre au besoin sont mis en concurrence et le GRT les active successivement du moins cher au plus cher.

#### 1.3.2 Raccordement des bornes de recharges au réseau de distribution

La difficulté du raccordement d'une borne de recharge publique au réseau dépend principalement de la puissance demandée et des caractéristiques du réseau considéré. En effet, comme il sera détaillé dans la partie suivante, le raccordement de nouvelles charges peut générer des contraintes sur les réseaux de distributions et nécessiter une extension et/ou un renforcement de ces derniers.

En France, pour des bornes de recharge correspondant aux modes 1 à 3, un raccordement au réseau BT de puissance souscrite de 36 kVA peut s'effectuer. Le GRD vérifie si le raccordement nécessite des travaux de branchement et de renforcement du réseau existant, en regard des contraintes qui seront évoquées dans la partie suivante. Si l'installation est à une distance inférieure à 250 mètres du poste HTA/BT le plus proche, le renforcement comprend uniquement la création d'un nouveau départ BT et le renforcement éventuel du réseau (remplacement du transformateur HTA/BT, remplacement des lignes) est à la charge du GRD. Dans le cas contraire, il est nécessaire de créer un nouveau poste HTA/BT et un nouveau réseau BT, et les coûts sont partagés entre le GRD et l'utilisateur, via un coefficient appelé "réfaction tarifaire" [19].

### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

Pour le cas du mode 4, le type de raccordement dépend de la puissance maximale appelée. Si celle-ci est supérieure à 250 kW, un raccordement s'effectue en HTA et la création d'un réseau BT dédié est alors nécessaire, et le coût est à la charge du gestionnaire de bornes. Dans le cas contraire, le renforcement éventuel du réseau BT existant est étudié et la réfaction tarifaire s'applique.

Le raccordement des bornes DC au réseau représente alors une part importante de l'investissement à réaliser. Dans une étude de l'International Council for Climate Change une estimation des coûts de raccordement au réseau des bornes DC aux Etats-Unis est réalisée. Une synthèse des résultats est présentée en Fig. 1.10 [5]. On constate que le raccordement au réseau représente 15 à 60% du coût total du projet, ce nombre dépend de la puissance des bornes et du nombre de bornes par station. En effet, un nombre de bornes croissant réduit le coût des renforcements à effectuer pour chacune d'elle, car le transformateur HTA/BT est commun.

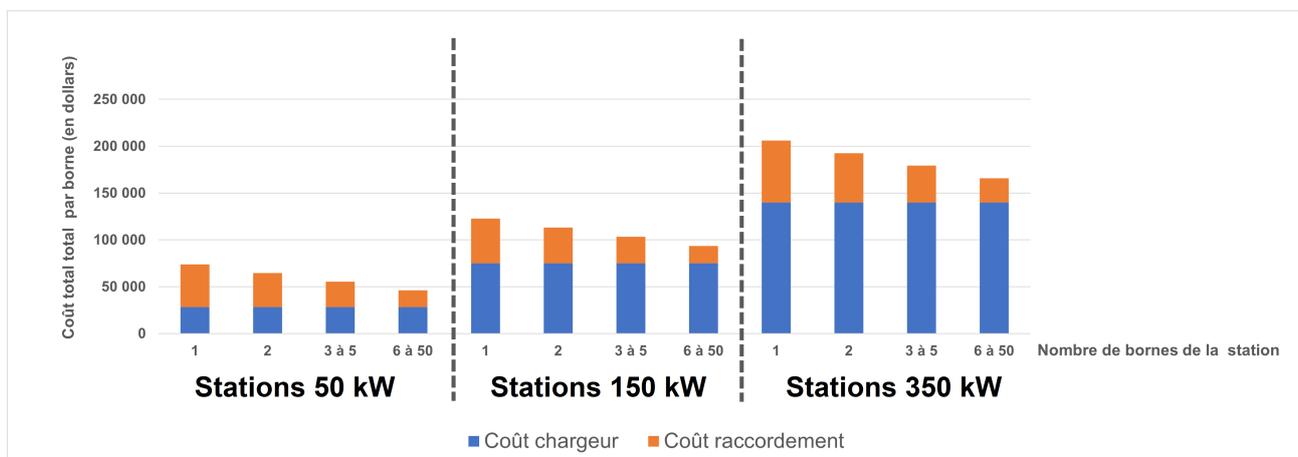


FIGURE 1.10 – Répartition des coûts de déploiement de stations de recharge rapides par borne, selon le nombre de bornes de la station et la puissance, d'après [5]

#### 1.3.3 Impact des recharges rapides sur le réseau de distribution

Les bornes de recharge rapide, du fait de l'appel de puissance important qu'elles demandent, peuvent générer plusieurs contraintes sur les réseaux de distribution auxquelles elles sont raccordées. Plusieurs impacts ont été étudiés dans l'état de l'art.

## 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

### 1.3.3.1 Surcharge des transformateurs HTA/BT

Les transformateurs HTA/BT sont parmi les éléments les plus coûteux des réseaux de distribution. Le raccordement de bornes rapides induit une augmentation du taux de charge de ces derniers, ce qui a pour conséquence l'augmentation des pertes et la diminution de leur durée de vie. En effet, les pertes d'un transformateur sont liées au carré du taux de charge et leur durée de vie est principalement influencée par la température de leur "point chaud", qui dépend de l'appel de puissance.

Dans les travaux de [20], un réseau de distribution auquel des stations de recharge rapides sont raccordées a été étudié. Les résultats montrent une augmentation du taux de charge maximal de 9%. Dans les travaux de [21], l'impact des recharges lentes et rapides sur les réseaux HTA et BT a été exploré, pour différents taux de pénétration de VEs. Les résultats montrent que pour un taux de pénétration supérieur à 60%, au moins 1 des 9 transformateurs HTA/BT considérés dans l'étude est en surcharge.

Pour pallier à ces externalités négatives, le GRD doit remplacer les transformateurs HTA/BT impactés par des transformateurs HTA/BT de puissance nominale plus élevée, ou de créer un nouveau réseau BT pour raccorder la station en HTA. Ces opérations de renforcements engendrent des investissements élevés pour les acteurs en jeu.

### 1.3.3.2 Modification des plans de tension

L'apparition de nouvelles charges sur les réseaux BT, implique une modification des plans de tension des réseaux HTA et BT. En effet, l'appel de courant des bornes au noeud entraîne une augmentation de l'appel de courant sur toutes les lignes conduisant à ce noeud, et ainsi à l'augmentation des chutes de tension sur le réseau.

En France, la chute de tension maximale en un noeud du réseau doit être inférieure à 5% en HTA et 10% en BT [19]. L'étude de [20] sur l'implantation de bornes rapides sur un réseau de distribution montre que la chute de tension maximale augmente de 2%. Pour limiter cette contrainte, le GRD peut choisir de changer les lignes les plus impactées (par des lignes aux sections plus élevées) ou de créer un nouveau départ BT.

## 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

### 1.3.3.3 Augmentation des pertes sur le réseau

Les pertes sur le réseau BT sont constituées des pertes de ligne et des pertes au niveau du transformateur. L'augmentation de l'appel de puissance dû à l'ajout de bornes rapides entraîne une augmentation des pertes au niveau du transformateur, et l'augmentation de l'appel en courant sur les lignes BT engendre une augmentation des pertes de ligne [22].

### 1.3.3.4 Augmentation des harmoniques sur le réseau

L'existence de convertisseurs d'électronique de puissance entre le réseau BT et la batterie du véhicule à charger engendre l'apparition d'harmoniques et la détérioration de la qualité de la puissance fournie. L'étude de [23] avec deux bornes rapides 50 kW montre que le taux de distorsion harmonique en courant peut atteindre 24% si aucun dispositif intermédiaire ne vient limiter ces perturbations. C'est pourquoi les chargeurs rapides doivent être équipés de dispositifs de correction du facteur de puissance (PFC).

### 1.3.3.5 Solutions pour limiter le renforcement du réseau de distribution

Les contraintes liées à l'intégration de bornes rapides sur les réseaux de distribution causent donc des investissements supplémentaires, à la fois pour le GRD mais aussi pour le gestionnaire de bornes, ce qui limite la viabilité économique des projets. Afin de limiter ces renforcements, différentes solutions ont été abordées dans la littérature.

Une première solution consiste à déterminer la position et la puissance optimale de la station à raccorder. Cela revient à résoudre un problème d'optimisation, où l'objectif est de minimiser le coût d'installation ou le coût annuel pour le gestionnaire de bornes [24] [25].

Une autre solution consiste à ajouter une batterie stationnaire "tampon" entre le réseau de distribution et la borne. Lors de la recharge d'un véhicule, la batterie fournit la puissance nécessaire, puis elle est rechargée à une puissance plus faible. La puissance de raccordement est ainsi réduite. Cependant, cette solution requiert un investissement supplémentaire, à la charge du gestionnaire de borne. Dans [26], une analyse coût-bénéfice d'un tel projet montre que cet investissement est justifié si le nombre de demandes en recharge est limité. En effet, la durée de vie des batteries est fortement liée au nombre de cycles de charges/décharges qu'elles effectuent, et une demande plus importante se

### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

traduit par un remplacement plus précoce de ces dernières.

#### 1.3.4 Impact des recharges sur la gestion du réseau électrique

Outre l'impact sur le réseau de distribution, les véhicules électriques, du fait de leur recharge, créent un appel de puissance supplémentaire sur le réseau électrique. En 2019, RTE, conjointement avec l'AVERE (association nationale pour le développement de la mobilité électrique), a effectué une étude de l'impact des recharges sur le système électrique à l'horizon 2035 [27]. L'étude considère dans plusieurs scénarios selon différentes hypothèses, notamment sur le nombre de VEs du parc, l'accès à la recharge à domicile et hors domicile, la puissance des bornes et le pilotage des charges.

Les hypothèses retenues dans les scénarios "Crescendo" et "Forte" sont présentés en Fig. 1.11. Dans le scénario "Crescendo", une évolution standard de la mobilité électrique est considérée, l'une médiane suivant les projections des constructeurs automobiles, et l'autre haute suivant les objectifs de la Programmation Pluriannuelle de l'Énergie (PPE). Dans le scénario "Forte", la situation la moins favorable pour le réseau électrique est représentée afin de tester sa résilience en matière de sécurité d'approvisionnement. La puissance des bornes à domicile est élevée et la flexibilité des charges est faible, avec peu de pilotage.

Les principaux résultats de l'étude dans les scénarios évoqués précédemment sont synthétisés en Fig. 1.12. Dans les projections standards de la PPE, la recharge des VEs engendrerait une consommation d'énergie supplémentaire allant de 29 à 40 TWh, soit 6 à 8% de la consommation annuelle française. L'appel de puissance supplémentaire à la pointe hivernale varie de 2,2 à 3,6 GW, ce qui ne pose pas de problèmes pour la sécurité d'approvisionnement du réseau électrique. En revanche, cet appel supplémentaire atteint 8,6 GW dans le scénario "Forte", et la sécurité d'approvisionnement n'est plus assurée. Il est par ailleurs observé qu'augmenter le pilotage des recharges à 55% au lieu de 40% permet de retrouver le niveau de sécurité d'approvisionnement requis par les pouvoirs publics. Par conséquent, il est nécessaire d'effectuer une supervision importante des charges afin de garantir la sûreté d'approvisionnement pour le réseau électrique.

#### 1.3.5 Apport des véhicules électriques pour la gestion du réseau

Bien que l'apparition des VE engendre un appel de puissance supplémentaire, ils sont également une opportunité importante en terme de flexibilité pour le réseau électrique. En effet, si les véhicules



### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

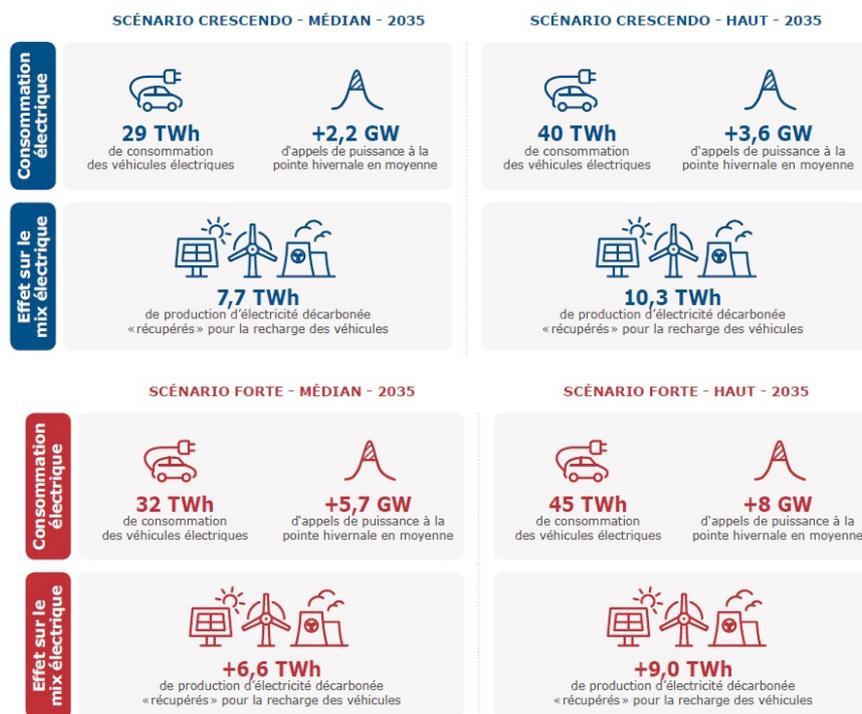


FIGURE 1.12 – Résultats de l'étude RTE-Avere sur l'impact des VE sur le réseau électrique. Gauche : Scénario "Crescendo"; droite : scénario "Forte"

être gérée de plusieurs manières, soit par

- un effacement de la charge visant une économie de l'énergie consommée et une diminution de la puissance appelée,
- un déplacement de la charge dans le temps ayant pour but de limiter les pics de puissances et de maintenir le même volume de l'énergie consommée,
- une augmentation de la charge provoquant une augmentation de la puissance appelée.

Contrairement aux ballons d'eau chaude dont le pilotage est effectué sur une maille journalière, la charge pilotée peut être effectuée sur une maille de plusieurs jours voire d'une semaine dans un usage typique du VE (trajet domicile-travail) car il n'a pas nécessairement besoin d'être rechargé chaque jour.

Cela permet ainsi de profiter des périodes de temps où les différentes productions renouvelables sont les plus importantes, par exemple le dimanche en journée en cas de forte production photovoltaïque et un mardi soir où la production éolienne est importante. Selon RTE, 85% de la consommation de la

### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

recharge des VEs est pertinente pour le pilotage.

#### 1.3.5.2 Le V2X

En plus du pilotage des recharges, l'énergie stockée dans les batteries de VEs peut être exploitée pour réinjecter de l'énergie sur le réseau électrique. Ces services sont regroupées au sein du terme Vehicle-to-X (V2X). Différents services sont envisagés, parmi lesquels :

- Le Vehicle-to-Home (V2H)

Dans le V2H, le VE alimente un foyer avec l'énergie stockée. Le VE peut être alors chargé pendant les heures de faible demande sur le réseau et alimenter le foyer pendant les périodes où le coût de l'électricité est le plus élevé. Ce système permet par ailleurs de fournir une alimentation auxiliaire en cas de coupure de courant.

- Le Vehicle-to-Grid (V2G)

Dans le V2G, le VE renvoie une partie de l'énergie stockée au réseau électrique. Dans [28], les différents services réseau auquel le V2G peut participer ont été étudiés, dans le cas d'une flotte de VEs stationnés au parking d'une gare ferroviaire. La participation aux différentes réserves pour la régulation de fréquence est possible, de même que lissage des pointes, afin de limiter les dépassement de puissance souscrite pour le GRD.

Néanmoins, ce potentiel dépend du nombre de VEs présents et de l'énergie disponible, qui sont des variables stochastiques. Ainsi un système de supervision des charges et des décharges des différents VEs est nécessaire afin de participer à ces services.

Dans l'étude RTE-AVERE précédemment citée, un scénario appelé "Opera" analyse les perspectives potentielles du V2G et de la charge pilotée, dans la configuration la plus favorables pour ces derniers : 80% des recharges sont pilotées dont 20% en V2G, avec un accès généralisé aux points de charge au travail et à domicile. Les résultats de l'étude sont présentés en Fig. 1.13. Ils montrent que les véhicules contribuent à la sécurité d'approvisionnement du réseau électrique, en réduisant l'appel de puissance à la pointe hivernale de 5,2 GW. De plus, jusqu'à 40 % de l'énergie nécessaire à la recharge est fournie par des sources renouvelables.

Ces résultats incitent à considérer les véhicules électriques comme un levier important d'accélération de la transition énergétique. D'une part, l'électrification des mobilités dans un mix électrique peu carboné contribue à réduire les émissions générés par les transports. D'autre part, la flexibilité

### 1.3. L'IMPACT DE LA RECHARGE DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

apportée par le pilotage des recharges favorise l'intégration d'énergies renouvelables sur le réseau.

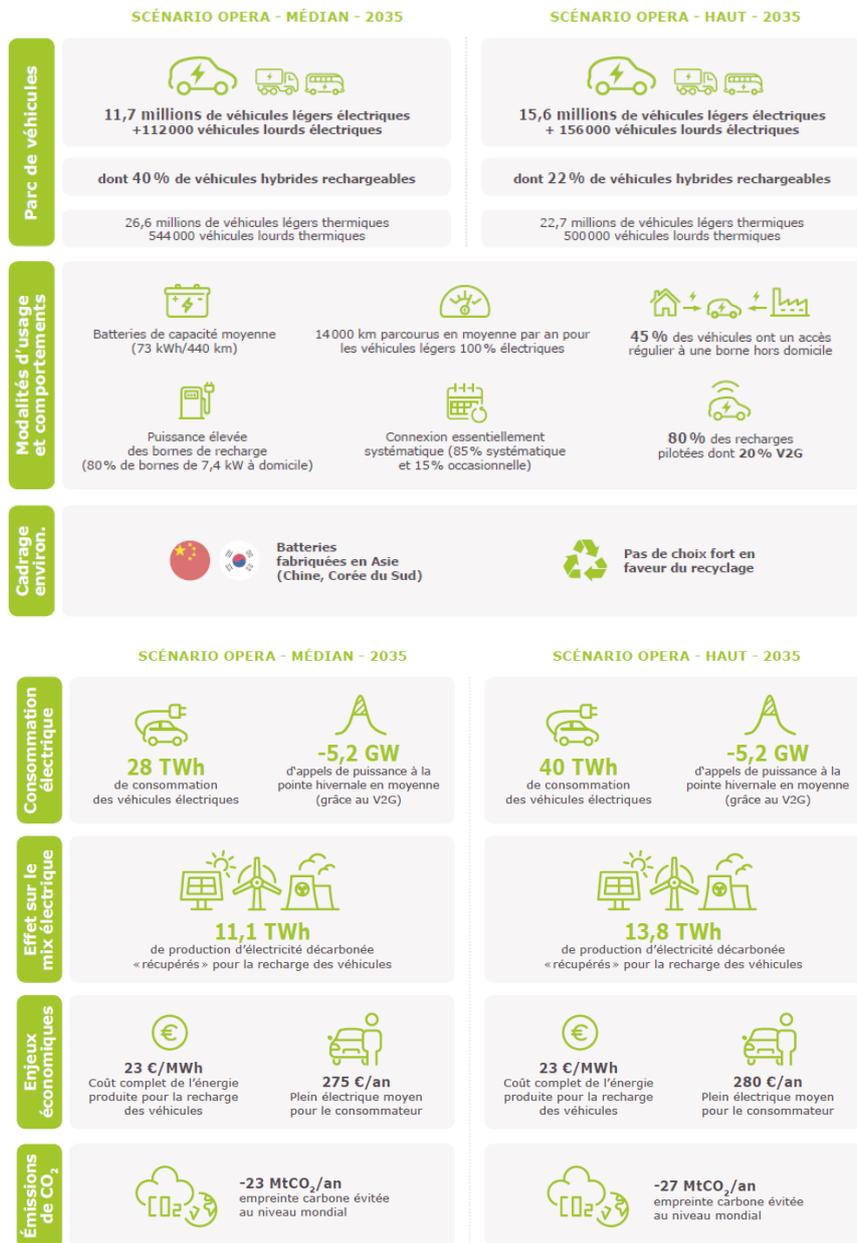


FIGURE 1.13 – Résultats de l'étude RTE-Avere sur l'impact des VE sur le réseau électrique. Gauche : Scénario "Crescendo"; droite : scénario "Forte"

### 1.4 Le Vehicle-to-vehicle

Le V2V se définit comme un transfert d'énergie d'un ou plusieurs VEs ayant un surplus d'énergie vers un ou plusieurs VEs ayant un déficit d'énergie. Ce transfert peut être effectué au niveau d'une station de recharge et en interaction avec le réseau électrique, ou de manière délocalisée, selon le type de service visé.

#### 1.4.1 État de l'art sur les services V2V

##### 1.4.1.1 Support à l'infrastructure de recharge

Une des perspectives étudiées pour le V2V est d'agir en complément à l'infrastructure de recharge existante pour répondre à la demande. Dans [29], une coopération entre la recharge classique en borne et le V2V est considérée. Le transfert V2V est réalisé entre deux véhicules via un transfert inductif. L'étude montre que grâce au V2V, les conducteurs de VEs souhaitant se recharger parcourent une distance deux fois plus faible avant de trouver une solution de recharge, ce qui réduit l'anxiété vis à vis de l'autonomie insuffisante pour accomplir un trajet.

Dans [30], le V2V est réalisé en station en combinaison avec le G2V classique afin de trouver une stratégie optimale satisfaisant le temps de recharge souhaité par les utilisateurs. Des simulations avec 3 VE ayant des SOC différents, et en imposant des contraintes sur la puissance maximale provenant du réseau, montrent que le V2V permet alors de trouver une solution permettant de satisfaire toutes les exigences.

##### 1.4.1.2 Support au réseau électrique

Le V2V peut également être utile au réseau électrique, les VEs qui fournissent l'énergie jouent un rôle équivalent au stockage stationnaire. Si ces VEs sont rechargés durant les heures creuses, où la demande est plus faible, et fournissent l'énergie aux heures où la demande est la plus forte, le V2V peut permettre de limiter l'impact des recharges sur le réseau. Dans [31], un système de recharge mobile permettant de recharger 5 VE simultanément à 75 kW est proposé.

D'autre part, le V2V peut favoriser l'intégration de panneaux solaires, dont la production électrique est intermittente, aux stations rapides et réduire le besoin en stockage additionnel. Ainsi il a été montré dans [32] que le partage de puissance entre le réseau, les VEs chargés et la batterie stationnaire permet

de réduire la taille de cette dernière de 20 %.

Enfin, les VEs peuvent former un micro-réseau îloté et fournir de l'énergie dans des lieux où un point de raccordement n'est pas disponible. En fournissant l'énergie nécessaire, le V2V permet de réduire le besoin en générateur auxiliaire. Cette idée a été mise en oeuvre pour des applications militaires dans [33].

### 1.4.2 État de l'art sur les architectures V2V

Dans la littérature, les architectures pour le V2V sont généralement abordées dans le cas d'un transfert entre deux véhicules. Elles peuvent être classées en architectures AC ou DC, selon le type de courant circulant entre les deux véhicules.

#### 1.4.2.1 Architectures AC

[6] compare les architectures pour transférer de l'énergie entre deux véhicules, comme le montre la Fig. 1.14. La première architecture AC proposée est V2G+G2V (Fig. 1.14.a). Le transfert de puissance entre les 2 VE est contrôlé en imposant un déphasage de  $180^\circ$  entre le courant de sortie du VE en décharge et le courant d'entrée du VE en charge. La contribution du réseau est donc nulle, ce qui évite sa surcharge. Cette solution nécessite cependant un raccordement au réseau électrique.

La deuxième architecture AC présentée est V2H+G2V (Fig. 1.14.b). Elle ne passe pas par une station et permet donc de s'affranchir de la connexion au réseau. Les deux VE se connectent directement l'un à l'autre, le transfert de puissance est alors effectué via leurs chargeurs on-board et le véhicule en décharge agit comme une source de tension sinusoïdale pour le véhicule en charge. Cette solution est adaptée pour une recharge « de secours », dans le cas où un véhicule voit sa batterie être complètement déchargée durant un trajet.

#### 1.4.2.2 Architectures DC

Cependant, dans le cas d'un chargeur bidirectionnel monophasé, la tension AC est limitée à  $240V_{rms}$  et le courant transmis entre les deux VEs devient important quand la puissance augmente, ce qui résulte à des pertes par conduction élevées au niveau des semi-conducteurs. C'est pourquoi [7] a proposé de contrôler les deux PFC raccordés en convertisseur DC/DC, comme le montre la Fig. 1.15. Ceci permet d'augmenter la tension du bus et de réduire le courant et les pertes à puissance donnée.

## 1.4. LE VEHICLE-TO-VEHICLE

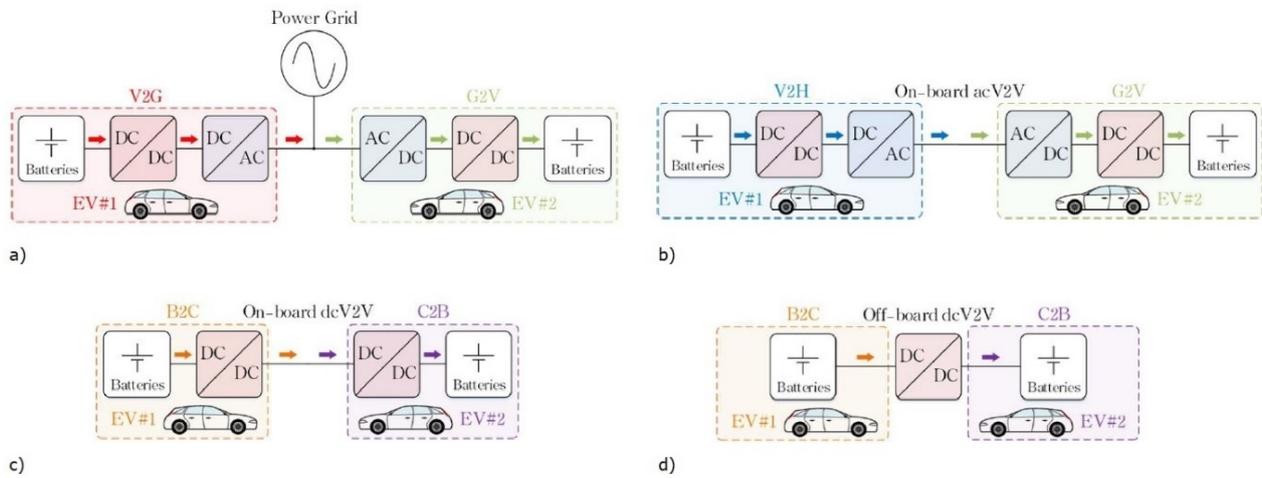


FIGURE 1.14 – Architectures proposées par [6] pour le transfert V2V

- a) architecture AC V2G+G2V
- b) architecture AC V2H+G2V
- c) architecture DC embarquée
- d) architecture DC débarquée

Une validation expérimentale est effectuée et montre un rendement du chargeur à 5 kW de 96,5% en mode AC et de 98% en mode DC (à noter qu'en V2V il faut prendre en compte du rendement de deux chargeurs en série soit 96%).

D'autre part, [6] propose d'abord deux convertisseurs DC/DC embarqués dans chacun des deux véhicules, ce qui permet d'avoir accès à une large plage de tensions (Fig. 1.14.c). Il est également possible de déconnecter l'un des deux afin de limiter les pertes. Il propose ensuite d'utiliser un convertisseur DC/DC débarqué, qui peut être envisageable si la différence de tension entre les deux batteries est importante, ce qui impliquerait l'utilisation d'un convertisseur isolé (Fig. 1.14.d). Des simulations sont effectuées sur PSIM pour l'architecture DC débarquée avec des convertisseurs DC/DC boost, et elles montrent que le rendement peut être supérieur à 99,1% en utilisant un seul des deux convertisseurs.

[8] propose une architecture DC permettant le transfert d'énergie entre deux VE, comme le montre la Fig. 1.16. Le chargeur de chaque VE possède un convertisseur DC/DC isolé de topologie Dual Active Bridge (DAB), qui est bidirectionnel et permet de protéger les batteries d'éventuelles perturbations provenant du réseau ou de l'autre VE. Les bus DC en entrée de chaque DAB sont connectés, les tensions en entrée et sortie de DAB sont fixées à 500 V en V2V, ce qui assure la commutation douce en tension (ZVS). Un convertisseur DC/DC buck-boost vient ensuite adapter la tension à la tension

de batterie. La puissance transférée en mode V2V est contrôlée via les DAB en phase-shift.

[34] présente un convertisseur DC/DC bidirectionnel capable de transférer l'énergie entre deux véhicules. La topologie considérée est buck/boost entrelacée et l'influence du nombre de phase entrelacées sur l'ondulation de courant est étudiée. Un test expérimental à 10 kW et à une fréquence de découpage de 20 kHz est réalisé, montrant que l'ajout de phase entrelacées réduit efficacement l'ondulation, de courant de sortie, au détriment d'un gain en complexité du convertisseur.

Enfin [31] étudie la même topologie à 75 kW dans le cas d'un véhicule agissant comme une borne de recharge mobile avec une batterie de 2 MWh, qui serait capable de charger 5 VE simultanément à cette puissance. Un test expérimental à 75 kW est réalisé et un rendement de 95% est mesuré.

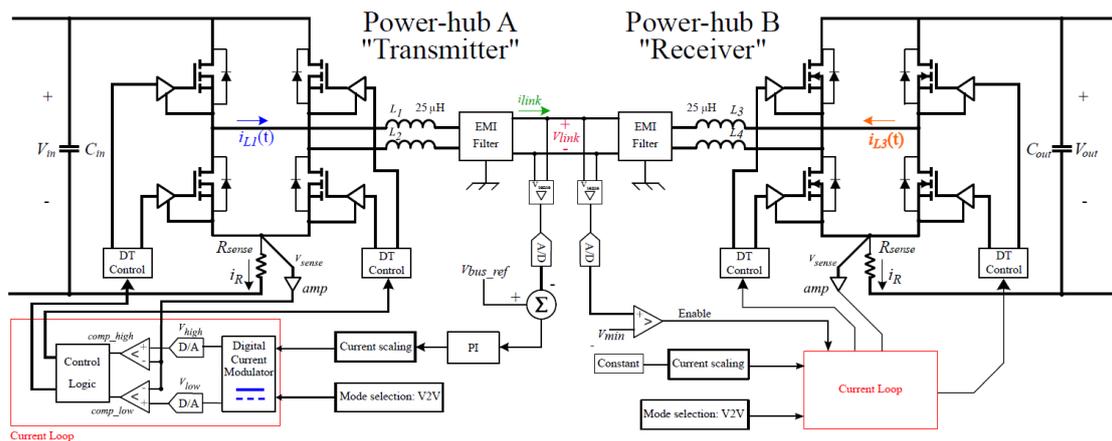


FIGURE 1.15 – Architecture DC proposée par [7] pour le transfert V2V : les deux PFC des chargeurs embarqués sont contrôlés en convertisseurs DC/DC

### 1.4.3 Limites des solutions proposées

La plupart des articles de l'état de l'art étudie donc le V2V dans le cadre d'un échange d'énergie d'un véhicule à un autre entre particuliers. Bien que cette application puisse s'avérer intéressante pour une recharge "de secours", les perspectives d'application à une plus large échelle semblent limitées. En effet, pour que le service soit pertinent en terme d'impact sur l'infrastructure de recharge et sur le réseau électrique, il est nécessaire de stimuler un nombre suffisant d'utilisateurs qui accepteraient de fournir de l'énergie. Cependant, le profit généré serait faible en regard du temps d'attente induit pour ce dernier, d'autant plus si l'échange d'énergie est réalisé via un chargeur embarqué dont la puissance

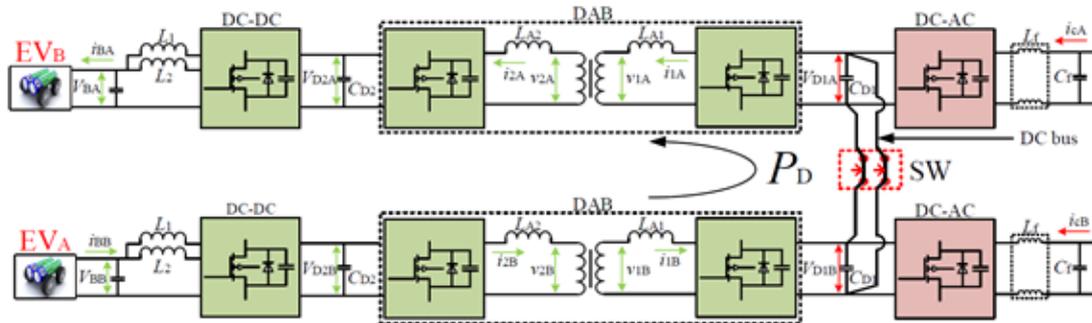


FIGURE 1.16 – Architecture DC proposée par [8] pour le transfert V2V : deux DC/DC DAB interconnectés

nominale est limitée.

#### 1.4.4 Position du sujet de thèse

Le cas d’usage proposé dans cette thèse se différencie de l’état de l’art pour plusieurs raisons. Tout d’abord, le V2V est abordé en tant qu’échange d’énergie entre une flotte privée, ici d’autopartage, et des particuliers souhaitant se recharger. Cela lève l’incertitude sur la participation des conducteurs pour fournir l’énergie, car la flotte peut être dimensionnée pour fournir à la fois un service de mobilité et un service de recharge, sans reposer sur le consentement des utilisateurs.

De plus, l’objectif est de fournir un service de recharge rapide en zone urbaine et en station (localisé). Cela permet d’augmenter la disponibilité du V2V, car les véhicules fournisseurs sont regroupés et l’énergie et la puissance de recharge disponible est alors plus importante que dans le cas d’un échange entre deux véhicules.

Enfin, coupler un service d’autopartage avec un service de recharge rapide est pertinent dans l’optique de décarboner les différentes mobilités urbaines. En effet, tandis que l’autopartage électrique permet de s’affranchir d’un véhicule individuel et de réduire les émissions par rapport à un trajet équivalent en véhicule thermique, le service de recharge rapide en V2V réduit les contraintes de temps de charge pour les conducteurs professionnels (taxis, VTC, livraison etc.) et les incite à passer au VE. Ce sont donc deux services complémentaires dans l’optique de réduire l’empreinte carbone des transports, qui représente 41% des émissions de GES en France.

### **1.5 Conclusion**

Ce chapitre a permis de mettre en évidence les interactions entre le véhicule électrique et le réseau. L'augmentation du nombre de VEs en circulation et leur besoin de recharge fait apparaître des risques mais également des opportunités pour le réseau électrique, grâce à l'apparition de nouveaux mécanismes de pilotage des charges. Le V2V est l'un d'eux et présente des caractéristiques pertinentes afin de réduire les renforcements du réseau et l'appel de puissance, qu'il convient d'étudier de manière plus approfondie. Le choix de l'architecture pour le transfert V2V est primordial afin de limiter les pertes inhérentes à ce transfert et les investissements à réaliser.

## Chapitre 2

# Modélisation d'un système couplé autopartage-V2V dans le but de fournir un service de recharge rapide

### Contenu

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction au chapitre</b> . . . . .	<b>68</b>
2.1.1	Présentation du modèle de simulation du système couplé autopartage-V2V . . .	68
<b>2.2</b>	<b>Modélisation du système d'autopartage</b> . . . . .	<b>69</b>
2.2.1	Caractéristiques du système d'autopartage retenu . . . . .	69
2.2.2	Modélisation des trajets des véhicules partagés . . . . .	70
<b>2.3</b>	<b>Modélisation de l'infrastructure de recharge</b> . . . . .	<b>72</b>
2.3.1	Bornes de recharge rapide classiques . . . . .	73
2.3.2	Bornes de recharge V2V . . . . .	74
2.3.3	Hypothèses sur le transfert de puissance aux bornes V2V . . . . .	74
<b>2.4</b>	<b>Modélisation de la demande en recharge rapide</b> . . . . .	<b>78</b>
2.4.1	Scenarios du nombre de demandes journalières . . . . .	78
2.4.2	Evolution temporelle de la demande et durée des recharges . . . . .	79
2.4.3	Attribution des demandes aux stations . . . . .	80
2.4.4	Calculs des transferts d'énergie . . . . .	82
<b>2.5</b>	<b>Résultats des simulations</b> . . . . .	<b>83</b>
2.5.1	Comportement du système d'autopartage . . . . .	83
2.5.2	Capacité de l'infrastructure à satisfaire la demande . . . . .	84
2.5.3	Impact du V2V sur le niveau de service du système d'autopartage . . . . .	86
<b>2.6</b>	<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>89</b>

---

### 2.1 Introduction au chapitre

Afin d'évaluer les perspectives offertes par le V2V pour le réseau électrique dans le cas d'usage retenu, il convient dans un premier temps de modéliser un système de véhicules en autopartage (VEAs) capables de charger rapidement d'autres véhicules électriques de particuliers (VEPs) en V2V. Dans ce chapitre, le modèle permettant de simuler une flotte de VEAs qui réalise des trajets et se recharge partiellement en station pour satisfaire la demande en recharge rapide des VEPs est présenté. Les différentes hypothèses, données utilisées et scénarios retenus sont détaillés. Enfin, les caractéristiques du système d'autopartage modélisé, le nombre de bornes rapides nécessaires afin de satisfaire la demande et l'impact du V2V sur le niveau de service du système d'autopartage sont étudiés.

#### 2.1.1 Présentation du modèle de simulation du système couplé autopartage-V2V

Le diagramme représentatif du modèle de simulation réalisé est présenté en Fig. 2.1. Tout d'abord, l'infrastructure de recharge publique est modélisée, en utilisant notamment les données de la ville de Paris. A l'aide des données publiques du système d'autopartage en trace directe "Autolib", la flotte de VEAs est représentée, et des trajets entre les différentes stations de recharge sont simulés. Une matrice des trajets, représentant la position des VEAs au cours du temps, est alors obtenue.

D'autre part, les VEPs souhaitant une recharge rapide sont modélisés selon une position géographique et une durée de recharge souhaitée, avec une demande temporelle stochastique établie à l'aide de données disponibles dans l'état de l'art. Les différentes demandes sont alors attribués aux différentes stations, selon la disponibilité du V2V en station et des règles qui seront précisées par la suite.

Les transferts de puissance au niveau des stations de recharge sont alors calculés, et l'état de charge des VEAs est actualisé selon le type de transfert de puissance (trajet d'autopartage, recharge via le réseau ou décharge V2V) qui s'est produit au niveau de chaque véhicule. Cette mise à jour permet d'actualiser à chaque pas de temps la disponibilité du V2V au niveau des stations et d'attribuer des demandes en recharge rapide aux stations de l'infrastructure au pas de temps suivant. Différents scénarios de demande en recharge rapide sont ainsi simulés, et la capacité de l'infrastructure à la satisfaire est alors étudiée. L'impact des décharges sur le niveau de service du système d'autopartage est également discuté.

## 2.2. MODÉLISATION DU SYSTÈME D'AUTOPARTAGE

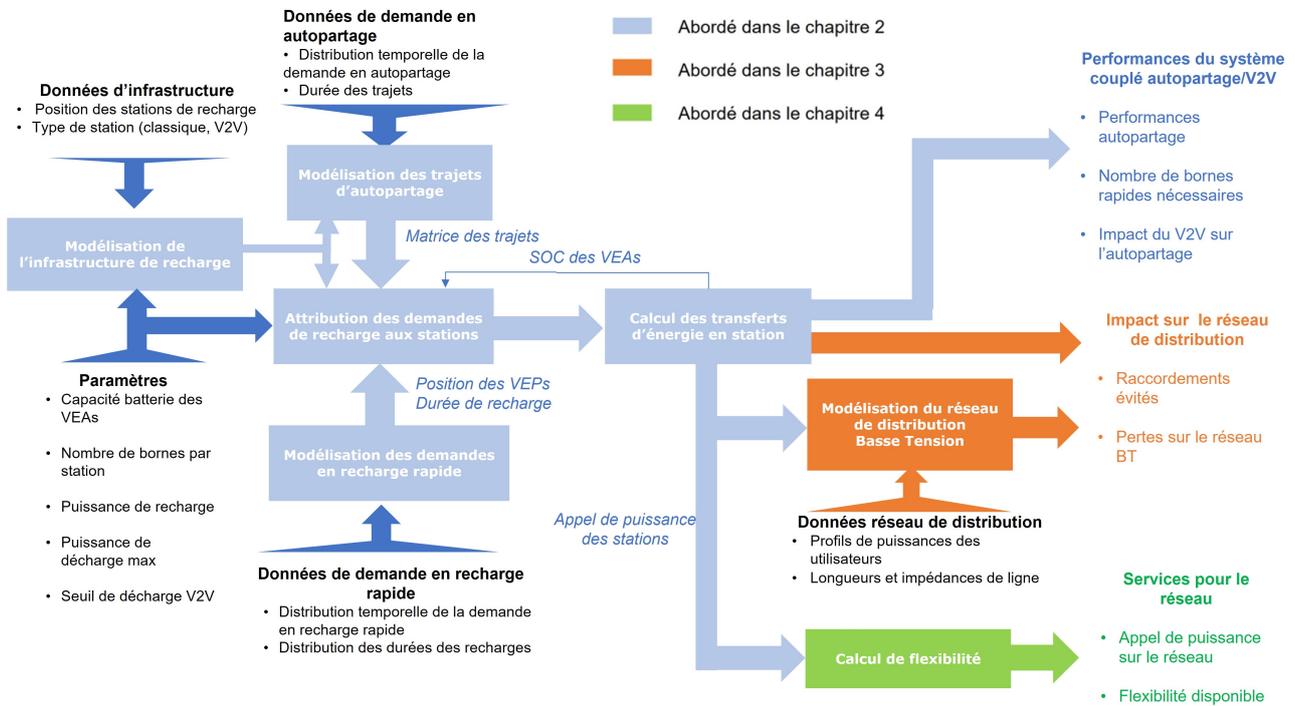


FIGURE 2.1 – Diagramme représentatif du modèle de simulation du système couplé autopartage-V2V

## 2.2 Modélisation du système d'autopartage

### 2.2.1 Caractéristiques du système d'autopartage retenu

Le système d'autopartage modélisé est basé sur les caractéristiques d'Autolib [35] [36]. Autolib est un service de VEs en autopartage en trace directe qui opéra dans la ville de Paris à partir de 2011 (et dû s'arrêter en 2018 faute de rentabilité suffisante). Les VEAs effectuent donc des trajets d'une station de départ vers une station d'arrivée (identique ou non à la station de départ) où ils sont rechargés.

Le Tableau 2.1 détaille les caractéristiques principales de ce système. Le périmètre de l'étude se limite à la ville de Paris intra-muros. Chaque station  $s$  possède un nombre de bornes, noté  $n_{L1}(s)$  variant entre 2 et 6 selon la station, pour un total de 2296 points de charge.

Le nombre de VEAs a été choisi afin de garantir un VEA pour 2 points de charge. En effet, l'état de l'art montre qu'il correspond au ratio optimal pour limiter le nombre de stations vides et pleines durant la journée [37]. Une station pleine empêche un VEA loué de se garer, alors qu'une station vide ne permet pas à un utilisateur de louer un véhicule. Ce ratio optimal a également été vérifié

## 2.2. MODÉLISATION DU SYSTÈME D'AUTOPARTAGE

---

en simulation, en testant différents ratios et en observant le remplissage des stations. La position des stations et le nombre de points de charge de chaque station ont été obtenus via les données publiques de la ville de Paris [38].

Les demandes horaires en autopartage selon le jour de la semaine et le mois considéré sont présentés en Fig. 2.2. Une variation sensible de la demande peut-être constatée durant la journée avec notamment deux pics autour de 8 heures et 19 heures, ce qui correspond aux trajets domicile-travail et travail-domicile. De plus, le nombre de demandes présente également une variation importante selon le mois considéré avec un pic durant le mois de janvier.

Afin de réaliser une modélisation réaliste du système d'autopartage dans le cas d'usage considéré, les courbes de demande horaire de la Fig. 2.2 sont utilisés comme densité de probabilité de la demande temporelle en autopartage. D'autre part, les simulations doivent être effectuées sur plusieurs jours et sur différents mois car les variations évoquées précédemment impacteront la disponibilité du V2V. On étudiera principalement les mois de janvier, avril et août, correspondant à des niveaux de demande en autopartage respectivement élevé, moyen et faible.

TABLE 2.1 – Caractéristiques du système d'autopartage considéré, basé sur le service "Autolib"

Paramètre	Description	Valeur
$N_{VEA}$	Nombre de VEAs	1148
$N_S$	Nombre de stations d'autopartage/V2V	469
$N_{pdc}$	Nombre total de points de charge	2296
$E_{VEA}$	Capacité batterie des VEAs	30 kWh
$e_{cons}$	Consommation des VEAs	0.15 kWh/km
$v_{moy}$	Vitesse moyenne en ville	22 km/h [39]

### 2.2.2 Modélisation des trajets des véhicules partagés

Les coordonnées géographiques des différentes stations d'autopartage étant connues, les durées des trajets entre les stations sont déterminées à l'aide de l'API de Google Maps. Elles sont supposées constantes au cours de la journée pour ne pas complexifier le modèle.

Afin de simuler les trajets des VEAs, il est nécessaire de répartir les demandes de location sur les différentes stations. Cependant, les données disponibles sont uniquement agrégées au niveau de l'ensemble des stations. Par conséquent, les hypothèses suivantes sont formulées :

1. Chaque demande est attribuée à une des stations d'autopartage pour laquelle au moins un

## 2.2. MODÉLISATION DU SYSTÈME D'AUTOPARTAGE

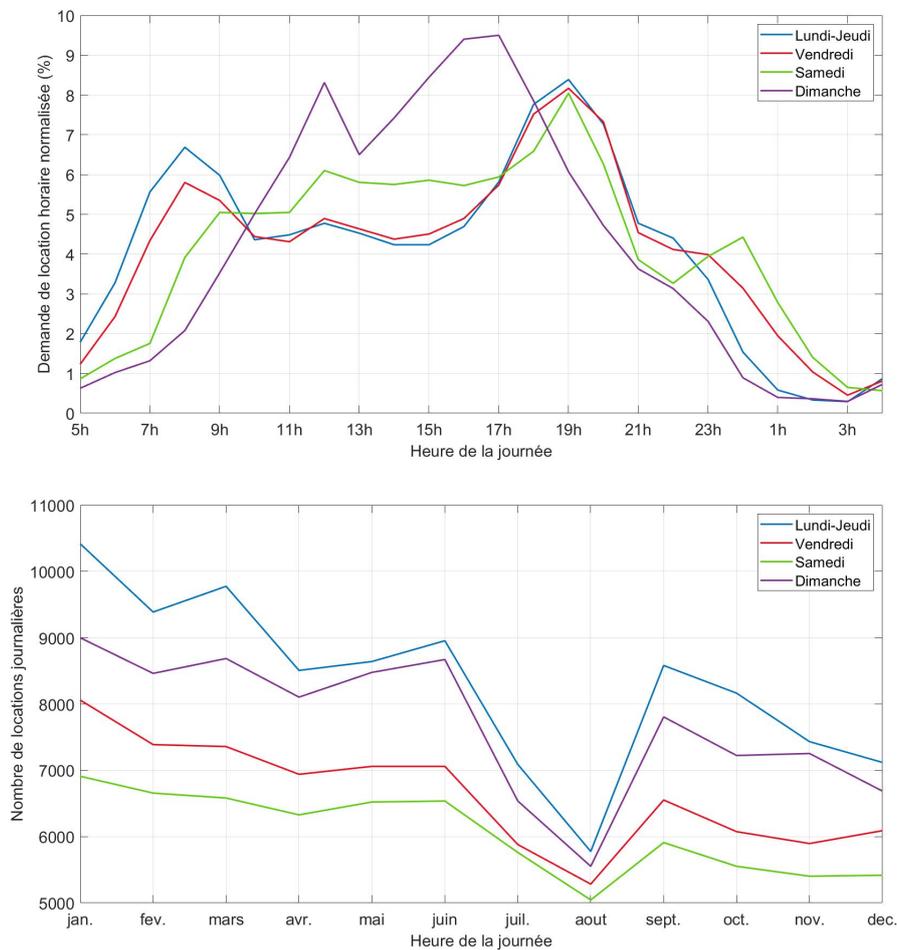


FIGURE 2.2 – Variations de la demande horaire en autopartage dans Paris intra-muros, selon le jour (haut) et le mois (bas) considéré

véhicule est présent, selon une loi uniforme.

2. Pour chaque demande de location attribuée à une station de départ donnée, on détermine la liste des stations non pleines représentant un temps de trajet supérieur à 10 minutes depuis la station de départ. La station d'arrivée est alors choisie parmi celles-ci de manière aléatoire selon une loi uniforme
3. Des rééquilibrages entre les stations vides et les stations pleines sont effectués chaque jour entre 3 heures et 5 heures du matin

L'hypothèse 1 permet de ne considérer que les demandes d'autopartage satisfaites, c'est-à-dire les demandes pour lesquelles un véhicule est loué à une station. L'hypothèse 2 admet que les trajets entre

deux stations relativement proches sont peu fréquents et ne feraient pas l'objet d'une demande de location de véhicules. Enfin, l'hypothèse 3 permet de s'assurer que les stations possèdent un nombre VEAs suffisant pour le jour suivant. En effet, il est commun pour les systèmes d'autopartage de disposer de "jockeys", dont le rôle est d'assurer la redistributions des VEAs des stations pleines vers les stations vides. Ces redistributions sont généralement effectuées à des périodes où la demande en autopartage est faible, ici entre 3 et 5 heures.

Ces hypothèses et les données récupérées permettent de simuler des trajets d'autopartage de la flotte de VEAs entre les différentes stations. Le pas de temps  $t_{step} = 5$  min est choisi car c'est la durée moyenne entre deux locations à une station. On notera  $V = \{1, \dots, v, \dots, N_{VEA}\}$  la liste des VEAs de la flotte,  $S = \{1, \dots, s, \dots, N_S\}$  la liste des stations d'autopartage et  $T = \{1, \dots, t, \dots, N_t\}$  la liste des instants de simulation. On obtient alors la matrice  $\Omega = (\omega_{vt})$   $v \in V, t \in T$  représentant la position des différents véhicules au cours du temps.

$$\omega_{vt} = \begin{cases} -1, & \text{si le VEA } v \text{ effectue un trajet à l'instant } t \\ s, & \text{si le VEA } v \text{ est stationné à la station } s \text{ à } t \end{cases} \quad (2.1)$$

### 2.3 Modélisation de l'infrastructure de recharge

Afin de recharger les VEAs ainsi que les VEPs, il est nécessaire de modéliser l'infrastructure de recharge. Celle-ci se compose des stations d'autopartage/V2V, mais également de stations de recharge rapide conventionnelles. En effet, il est possible que l'infrastructure V2V ne soit pas suffisante pour satisfaire toutes les demandes, on considère donc que des stations rapides sont également disponibles. Etant donné le faible déploiement des stations rapides dans la ville de Paris, il a été choisi d'implanter les stations rapides classiques au niveau des stations essence, dont les coordonnées géographiques ont été récupérées [40].

La position de ces stations est représentée en Fig. 2.3. L'infrastructure est ainsi composée de 98 stations rapides conventionnelles, chacune possédant un nombre de BRR identiques, noté  $n_{brr}$ . Bien qu'il aurait pu être choisi de comparer des scénarios avec des bornes conventionnelles aux mêmes positions que les bornes V2V, ce déploiement n'est pas réaliste. En effet, le déploiement de bornes rapide par "hubs" comportant plusieurs bornes est privilégié afin de réduire les coûts de raccordement par borne au réseau.

## 2.3. MODÉLISATION DE L'INFRASTRUCTURE DE RECHARGE

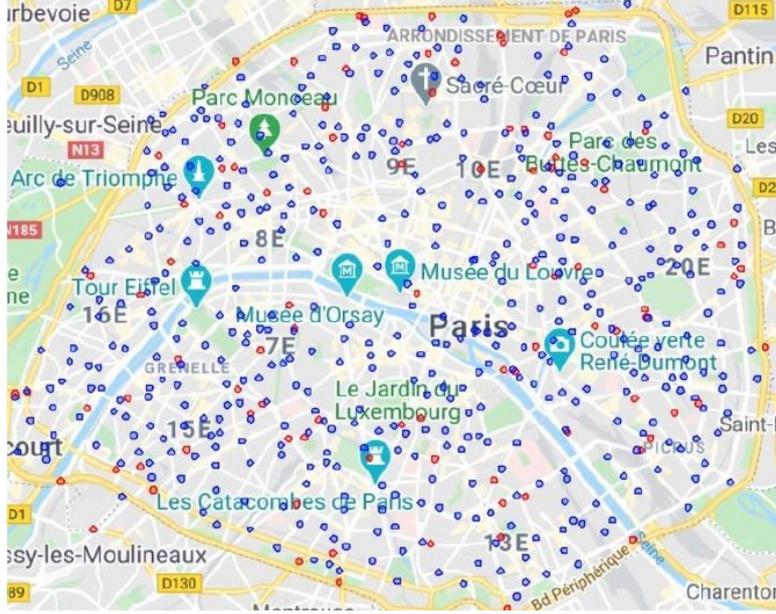


FIGURE 2.3 – Position des stations de l'infrastructure de recharge considérée. Rouge : stations rapides classiques ; bleu : stations d'autopartage/V2V

### 2.3.1 Bornes de recharge rapide classiques

L'architecture des stations rapides conventionnelles est présentée en Fig. 2.4. La puissance des bornes rapides est notée  $P_{fc}$ . Chaque borne possède un chargeur débarqué comprenant un convertisseur AC/DC et un convertisseur DC/DC. Pour chaque station, un réseau BT dédié est réalisé par le GRD, en raison de l'appel de puissance vraisemblablement trop élevé pour une intégration à un réseau BT urbain existant.

Pour les calculs des puissances transférées, on adopte les conventions "générateurs" : la puissance fournie par une source est positive tandis que celle absorbée est négative. Durant une recharge rapide à la borne  $i$  d'une station  $s$ , la puissance fournie par le réseau à la borne et à la station, respectivement  $P_{grid,pdc}(s, i, t)$  et  $P_{grid}(s, t)$ , est calculée à l'aide des équations suivantes

$$P_{grid,pdc}(s, i, t) = \frac{-P_{fc}}{\eta_{ac/dc} \eta_{dc/dc}} \quad (2.2)$$

$$P_{grid}(s, t) = \sum_{i=1}^{n_{br}} P_{grid,pdc}(s, i, t) \quad (2.3)$$

$\eta_{ac/dc}$  et  $\eta_{dc/dc}$  désignent les rendements des convertisseurs AC/DC et DC/DC respectivement.

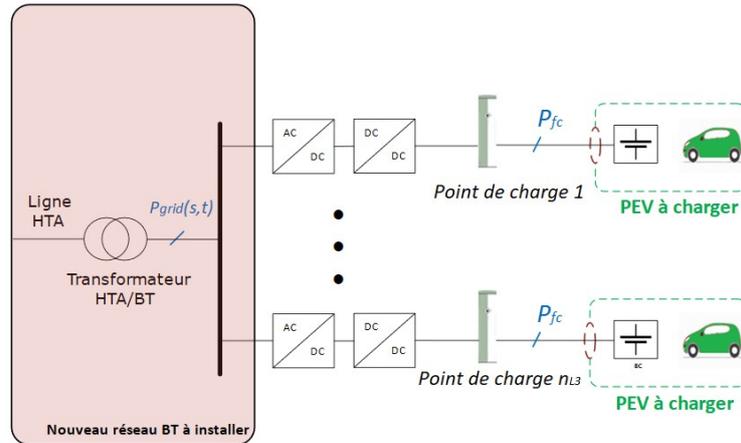


FIGURE 2.4 – Architecture des stations rapides conventionnelles de l'infrastructure

### 2.3.2 Bornes de recharge V2V

L'architecture pour les stations V2V est présentée en Fig. 2.5. Le raccordement existant des stations d'autopartage est conservé, à savoir 36 kVA. En effet, étant donné que la puissance soutirée du réseau n'est pas destinée à charger les VEPs à forte puissance mais à charger les VEAs à une puissance plus faible, il n'est a priori pas nécessaire de créer un nouveau raccordement ou de renforcer le réseau BT. En plus des bornes initialement prévues pour charger les VEAs, une borne destinée à la recharge rapide V2V est ajoutée.

L'architecture préférentielle pour la station V2V faisant l'objet d'une étude approfondie dans la deuxième partie du manuscrit, l'architecture de conversion n'est volontairement pas détaillée. Néanmoins, des hypothèses sont formulées pour les transferts de puissance dans les différents modes de fonctionnement, et seront justifiés par la suite.

### 2.3.3 Hypothèses sur le transfert de puissance aux bornes V2V

Dans cette étude, on distingue deux modes de fonctionnement pour les stations V2V. Lors d'une recharge rapide, appelée par la suite "mode V2V", la puissance fournie à un VEP provient majoritairement de la décharge partielle de la batterie de VEAs présents en station. En dehors de cette phase, les VEAs sont rechargés via le réseau électrique, dans le mode "recharge lente". Dans la suite, on note  $SOC(v, t)$  l'état de charge d'un VEA  $v$  à l'instant  $t$ , ainsi que  $V_s(t)$  la liste des VEAs présents à la station  $s$  à  $t$ .

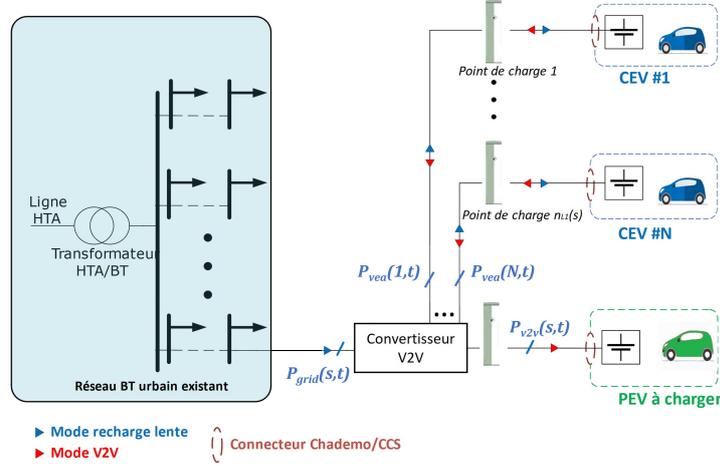


FIGURE 2.5 – Architecture des stations V2V de l'infrastructure

### 2.3.3.1 Mode V2V

On définit une limite minimale d'état de charge des VEAs pour participer aux recharges V2V, notée  $SOC_{dis,lim}$ . En effet, il est nécessaire de limiter ces décharges afin que les véhicules conservent une autonomie suffisante pour satisfaire des trajets d'autopartage. Soit  $V_s^{V2V}(t) = \{v \in V_s(t), SOC(v,t) > SOC_{dis,lim}\}$  la liste des VEAs de la station  $s$  pouvant participer à une recharge V2V à  $t$  et  $n_{V2V}(s,t) = card(V_s^{V2V}(t))$  le nombre de ces véhicules.

La puissance fournie par les VEAs au VEP est répartie équitablement entre chaque VEA appartenant à  $V_s^{V2V}(t)$ , mais la puissance de chaque VEA est limitée à  $P_{dis,max}$ . En effet, en pratique la puissance de décharge sera limitée par le dimensionnement de l'architecture de conversion. De plus, le vieillissement des batteries dépend en partie des puissances en jeu lors des cycles de charge et décharge répétés, ce qui impose également de limiter cette valeur.

La puissance fournie par un VEA  $v$  à  $t$  est notée  $P_{vea}(v,t)$  et la puissance fournie par le réseau à la station  $s$  à  $t$  est notée  $P_{grid}(s,t)$ . Les différentes puissances en jeu sont représentées sur la Fig. 2.5. En première approche, on considère que le transfert de puissance des VEA vers le VEP se fait via une conversion DC/DC, de rendement  $\eta_{dc/dc}$ . Ainsi chaque VEA  $v \in V_s^{V2V}(t)$  se décharge à la puissance

$$P_{vea}(v,t) = P_{dis}(s,t) = \min\left(\frac{-P_{fc}}{n_{v2v}(s,t) \cdot \eta_{dc/dc}}, P_{dis,max}\right) \quad (2.4)$$

## 2.3. MODÉLISATION DE L'INFRASTRUCTURE DE RECHARGE

---

Si suffisamment de VEAs avec l'état de charge nécessaire sont présents à la station  $s$  alors ces derniers fournissent la totalité de la puissance nécessaire à la recharge rapide. Cependant, si leur nombre est insuffisant, leur puissance de décharge reste limitée à  $P_{dis,max}$ . Dans ce cas, on considère que le réseau électrique peut fournir la puissance manquante tant que cette dernière reste limitée à une valeur maximale, notée  $P_{grid,max}$ . Le réseau étant une source de tension alternative, on considère que le transfert du réseau vers le VEP s'effectue via des conversions AC/DC puis DC/DC, de rendements respectifs  $\eta_{ac/dc}$  et  $\eta_{dc/dc}$ .

Soit  $P_{v2v,vea}(s, t)$  puissance fournie par les VEAs en V2V, en aval du convertisseur. La puissance restante à fournir ainsi que la puissance effectivement fournie par le réseau durant le V2V, respectivement  $P_{restante}(s, t)$  et  $P_{grid}(s, t)$  sont calculées par les équations suivantes.

$$P_{v2v,vea}(s, t) = n_{v2v}(s, t) \cdot P_{dis}(s, t) \cdot \eta_{dc/dc} \quad (2.5)$$

$$P_{restante}(s, t) = -P_{fc} - P_{v2v,vea}(s, t) \quad (2.6)$$

$$P_{grid}(s, t) = \min\left(\frac{P_{restante}(s, t)}{\eta_{ac/dc} \cdot \eta_{dc/dc}}, P_{grid,max}\right) \quad (2.7)$$

$$P_{v2v,grid}(s, t) = P_{grid}(s, t) \cdot \eta_{ac/dc} \cdot \eta_{dc/dc} \quad (2.8)$$

On peut alors déterminer la puissance fournie au VEP lors de la recharge V2V, notée  $P_{v2v}(s, t)$ .

$$P_{v2v}(s, t) = -(P_{v2v,grid}(s, t) + P_{v2v,vea}(s, t)). \quad (2.9)$$

### 2.3.3.2 Mode recharge lente

Dans ce mode de fonctionnement, les VEAs sont rechargés via le réseau électrique. La puissance fournie par le réseau est limitée à  $P_{grid,max}$ . On suppose que le transfert de puissance du réseau vers les VEAs à recharger s'effectue via une conversion AC/DC puis DC/DC, de rendements respectifs  $\eta_{ac/dc}$  et  $\eta_{dc/dc}$ . On suppose également que les VEAs sont rechargés à puissance constante jusqu'à 100% d'état de charge. En pratique, les VEs sont rechargés à courant constant jusqu'à 80% SOC puis à tension constante, mais la prise en considération de cette évolution complexifie sensiblement la modélisation et augmente fortement les temps de calcul.

### 2.3. MODÉLISATION DE L'INFRASTRUCTURE DE RECHARGE

La puissance des véhicules  $v \in V_s(t)$  est calculée selon l'équation suivante.

$$P_{vea}(v, t) = \begin{cases} \frac{-P_{grid,max} \cdot \eta_{ac/dc} \cdot \eta_{dc/dc}}{n_{L1}(s)}, & \text{si } SOC(v, t) < 100\% \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.10)$$

Ainsi la puissance que peut recevoir un VEA est limitée au ratio de la puissance maximale du réseau par le nombre de bornes.

Les valeurs des différents paramètres utilisés dans les équations précédentes sont présentées en Tableau 2.2.  $SOC_{dis,lim}$  est fixé à 50% afin de considérer une répartition équitable de l'utilisation de la capacité batterie entre autopartage et V2V.  $P_{dis,max}$  est déterminée afin que deux VEAs soient suffisants pour fournir la totalité de la puissance de recharge rapide.  $P_{grid,max}$  est calculée afin que le réseau puisse fournir la puissance manquante lorsqu'un seul VEAs participe au V2V. En utilisant les equations (2.4)-(2.9), on obtient alors.

$$2P_{dis,max} \cdot \eta_{dc/dc} = -P_{fc} \quad (2.11)$$

$$P_{grid,max} \cdot \eta_{ac/dc} \cdot \eta_{dc/dc} + P_{dis,max} \cdot \eta_{dc/dc} = -P_{fc} \quad (2.12)$$

L'évolution des puissances des VEAs et du réseau dans le cas d'une recharge rapide de 30 minutes à une station V2V possédant 4 bornes avec 3 VEAs stationnés de SOC initiaux 100%,80% et 70% est présenté en Fig. 2.6. On constate que grace à la contribution des VEAs, l'appel de puissance sur le réseau est deux fois plus faible que dans le cas d'une recharge rapide classique. En mode V2V, chaque VEAs fournie une partie de la puissance nécessaire en se limitant à  $P_{dis,max}$ , jusqu'à que leur SOC atteigne 50%. Une fois que le VEP est chargé, les VEAs sont rechargé à une puissance égale, la puissance totale restant inférieure à  $P_{grid,max}$ .

TABLE 2.2 – Paramètres utilisés pour calculer les transferts de puissance aux stations V2V

Paramètre	Description	Valeur
$SOC_{dis,lim}$	Etat de charge minimal pour participer au V2V	50 %
$P_{fc}$	Puissance de recharge rapide	-50 kW
$P_{dis,max}$	Puissance de décharge maximale en V2V	25.51 kW
$P_{grid,max}$	Puissance maximale soutirée au réseau aux stations V2V	26.03 kW
$\eta_{ac/dc}$	Rendement du transfert AC/DC	98 % [41]
$\eta_{dc/dc}$	Rendement du transfert DC/DC	98 % [41]

## 2.4. MODÉLISATION DE LA DEMANDE EN RECHARGE RAPIDE

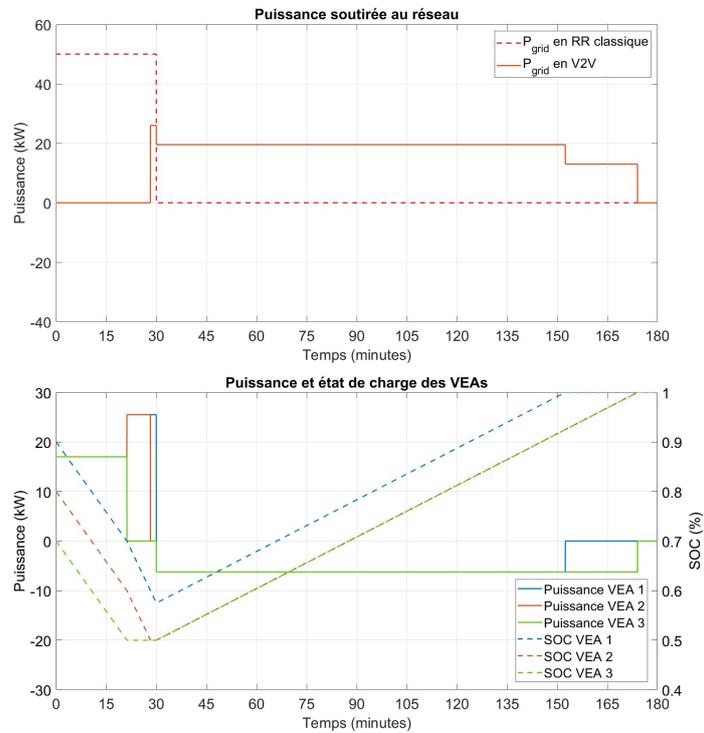


FIGURE 2.6 – Evolution des puissances et des SOC des VEAs aux stations V2V. Haut : Puissance soutirée au réseau. Bas : Puissance fournie par les VEAs présents en stations et évolution du SOC de leur batterie

## 2.4 Modélisation de la demande en recharge rapide

Etant donné le nombre limité de bornes de recharge rapide disponibles dans la ville de Paris, aucune donnée concernant la demande en recharge rapide n'est directement exploitable pour notre modèle. L'objectif de cette partie est donc de construire différents scénarios de demande en recharge et d'établir un procédé d'attribution des demandes aux différentes stations.

### 2.4.1 Scénarios du nombre de demandes journalières

Les principaux bénéficiaires d'une infrastructure de recharge rapide en ville sont les véhicules de transport avec chauffeur (taxis et VTC) [42]. En 2018, on dénombre environ 20 000 taxis ainsi que 30 000 VTC à Paris [43]. Ces derniers parcourent en moyenne 250 kilomètres par jour [42]. Si on suppose que leur consommation d'énergie moyenne est de 0.2 kWh/km (cette consommation est plus élevée que pour les VEAs car les VEPs effectueront régulièrement des trajets sur autoroute, notamment vers les

## 2.4. MODÉLISATION DE LA DEMANDE EN RECHARGE RAPIDE

---

aéroports), on peut supposer qu'avec une batterie de 60 kWh, 1 recharge par jour serait nécessaire [9]. Faute d'information supplémentaire, on considère que le nombre de demandes journalières ne varie pas selon le jour considéré.

Afin de déterminer le nombre de demandes en recharge rapide à effectuer chaque jour, différents scénarios sont proposés. Les paramètres retenus influant sur ces scénarios sont : la part de véhicules électrifiés, la part de VE parmi ces derniers, la part d'entre eux pouvant se charger à domicile et la part disposant de flexibilité sur la durée de la charge. En effet, l'infrastructure publique parisienne est également composée de bornes dites "accélérées" fournissant la puissance de 22 kW, se qui peut être suffisant pour certains conducteurs disposant de plus de temps (lors d'une pause déjeuner par exemple). Cette flexibilité sur la puissance de charge lui permettrait alors de réaliser des économies par rapport aux stations rapides.

Le Tableau 2.3 détaille les valeurs des paramètres utilisés dans les différents scénarios. Les choix des paramètres et la construction des scénarios sont similaires à ceux de [27]. Dans le premier scénario, on considère une adoption modérée des VEBs et VEHs. Les VEs représentent la moitié de ces derniers, et la recharge à domicile est relativement peu développée. Les chauffeurs sont peu flexible sur le temps de charge et se chargent donc principalement sur les bornes rapides. Il y a donc un faible développement des VE et une faible adaptation des comportements vis à vis de la recharge.

Dans le deuxième scénario, on considère une adoption massive des VE et VHRs, avec une large majorité de VE parmi ces derniers. La recharge à domicile est assez développée et une part plus importante de chauffeurs adaptent leur comportement en se chargeant à des bornes de plus faible puissance, afin de réaliser des économies.

Enfin dans le dernier scénario, l'adoption est toujours massive mais peu de chauffeurs ont recourt à la recharge à domicile. De plus, ils plébiscitent massivement les bornes rapide. C'est donc le cas ou la demande en recharge rapide est la plus élevée.

### 2.4.2 Evolution temporelle de la demande et durée des recharges

La distribution temporelle des demandes ainsi que la durée des recharges sont issues d'une étude de déploiement dans la ville d'Amsterdam, faute de données disponibles dans la ville de Paris [9]. Ces distributions sont présentées en Fig. 2.7. On constate d'une part que les demandes présentent une

## 2.4. MODÉLISATION DE LA DEMANDE EN RECHARGE RAPIDE

TABLE 2.3 – Paramètres utilisés pour établir le nombre journalier de demandes rapides dans différents scénarios

Paramètre	Scénario 1	Scénario 2	Scénario 3
Nombre de véhicules	50,000	50,000	50,000
Part de VE/VHRs	50%	100%	100%
Nombre de recharges par jour	1	1	1
Part de VEs	50%	80%	80%
Part se chargeant à domicile	20%	50%	20%
Part flexible sur le temps de charge	5%	20%	5%
<b>Nombre de demandes en recharge rapide par jour</b>	<b>9,500</b>	<b>16,000</b>	<b>30,400</b>

importante variabilité temporelle, étant plus faible en soirée qu'en journée. De plus, une majorité des sessions de recharge dure moins de 30 minutes, ce qui suppose que les VEPs ne viennent pas se charger seulement lorsque leur autonomie est trop faible.

Ces distributions sont utilisées en tant que densité de probabilité discrète de la demande temporelle en recharge rapide ainsi que de la durée des recharges.

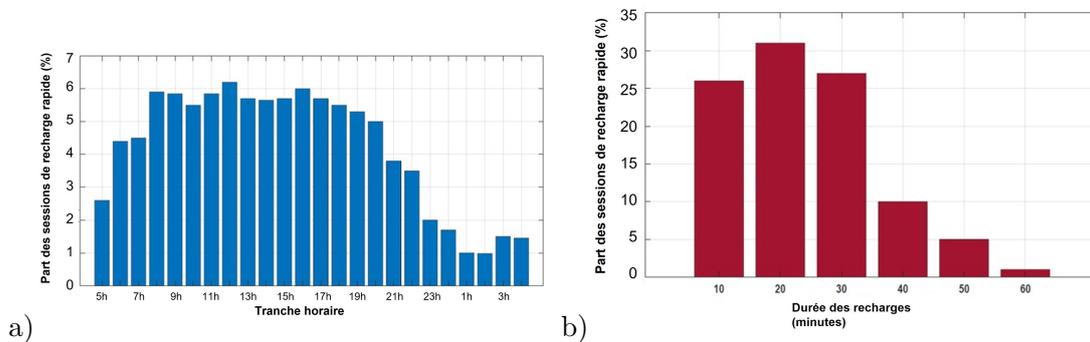


FIGURE 2.7 – Distribution de la demande en recharge rapide. a) distribution temporelle. b) durée des recharges

### 2.4.3 Attribution des demandes aux stations

Les études récentes de déploiement de bornes rapides en milieu urbain montrent qu'à la différence des bornes sur autoroutes, le manque d'autonomie n'est pas la raison principale poussant les conducteurs à se diriger vers les stations rapides. La Fig. 2.9 détaille les résultats d'une enquête menée auprès des conducteurs de taxis de la ville d'Amsterdam [9]. Les résultats montrent que le choix d'aller vers une station rapide est davantage "opportuniste" : le conducteur s'y rend principalement lorsqu'il a du

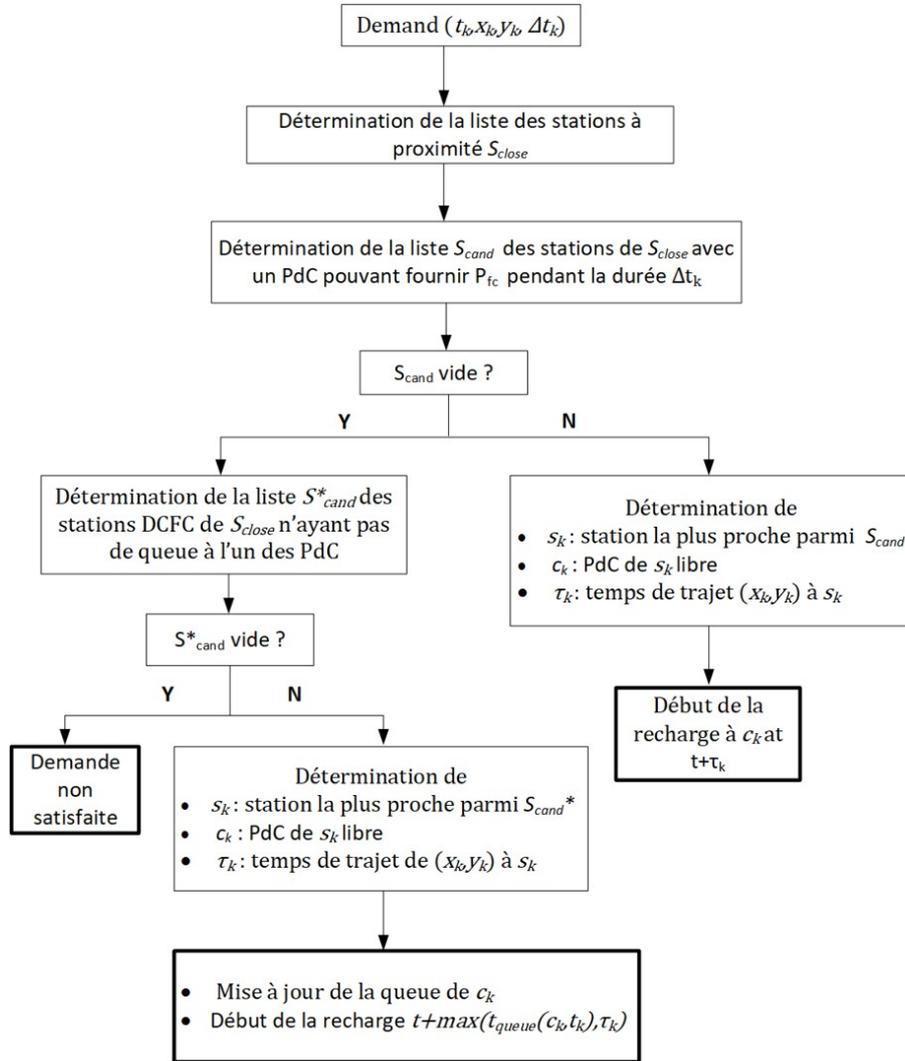


FIGURE 2.8 – Procédé d’attribution des demandes en recharge rapide générées aux différentes stations de l’infrastructure

temps disponible et qu’il trouve une borne à proximité.

Afin de tenir compte de ces observations, la création des demandes en recharge rapide et leur attribution aux bornes s’effectue suivant le diagramme présenté en Fig. 2.8. Tout d’abord les demandes et la durée souhaitée sont déterminées de manière stochastique à l’aide des distributions de la Fig. 2.7. Pour chaque demande, on détermine une position aléatoire dans Paris intra-muros ; chaque demande correspond donc à un quadruplet  $(t_k, x_k, y_k, \Delta t_k)$ .

On considère que les VEP peuvent former une queue aux bornes rapides conventionnelles, de taille maximale 1 (autrement dit, un seul VEP peut être en attente de la fin d’une session de recharge). Aux

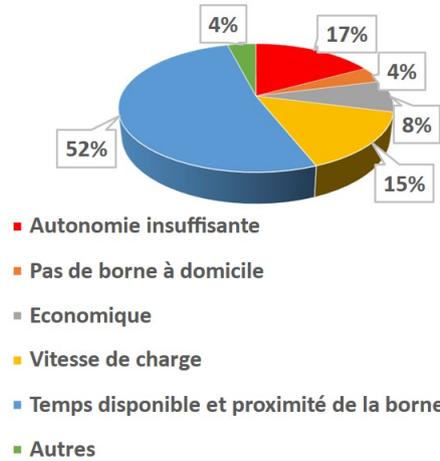


FIGURE 2.9 – Raisons poussant les chauffeurs de taxis à utiliser les bornes rapides, d’après [9]

bornes V2V cependant, les queues ne sont pas autorisées car il est peu probable que la disponibilité énergétique aux stations permettent d’effectuer deux recharges rapides successives.

On détermine alors la liste des stations à proximité,  $S_{close}$ , distante à moins de 3 kilomètres à vol d’oiseau. Parmi ces dernières, on détermine celles disposant d’un point de charge pouvant fournir la puissance  $P_{fc}$  pendant la durée  $\Delta t_k$ , formant la liste  $S_{cand}$ . Pour les stations V2V, cette disponibilité est calculée à l’aide des équations (2.4)-(2.9).

Si  $S_{cand}$  est non vide on détermine, la station la plus proche du VEP de cette liste, ainsi que le temps de trajet  $\tau_k$  vers cette station. La recharge débute alors à  $t + \tau_k$ . Dans le cas contraire (i.e. si pas de station V2V pouvant satisfaire la demande et si toutes les bornes classiques proches sont occupées), on détermine alors les stations rapides classiques n’ayant pas de queue à l’un des points de charge, formant la liste  $S_{cand}^*$ . Si cette liste est non vide, on détermine la station la plus proche et le temps de trajet vers cette station. La queue du point de charge sélectionné est alors mise à jour et la recharge débute lorsque celle du VEP occupant le point de charge s’achève.

#### 2.4.4 Calculs des transferts d’énergie

Une fois que les différentes demandes en recharge rapide sont attribuées aux différentes stations rapides et V2V à chaque instant, les contributions en puissance du réseau et des VEAs sont calculées suivant les équations (2.3)-(2.9). La puissance d’un VEA  $v$  à l’instant  $t$  peut alors prendre 4 valeurs

## 2.5. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

---

$$P_{vea}(v, t) = \begin{cases} P_{motor}, & \text{si } \omega_{vt} = -1 \\ \frac{-P_{grid,max} \cdot \eta_{ac/dc} \cdot \eta_{dc/dc}}{n_{L1}(s)}, & \text{si } \omega_{vt} = s, \text{ pas de V2V en } s \text{ à } t \text{ et } SOC(v, t) < 100\% \\ P_{dis}(s, t), & \text{si } \omega_{vt} = s, \text{ V2V en } s \text{ à } t \text{ et } SOC(v, t) > SOC_{dis,lim} \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.13)$$

Avec  $P_{motor} = e_{cons} \cdot v_{moy}$  la puissance fournie par le moteur électrique du VEA, supposée constante et égale à la puissance nécessaire à  $v_{moy}$ . Cette hypothèse est effectuée afin d'éviter de complexifier le modèle en intégrant des profils de vitesse et de puissance consommée par les VEAs durant les phases de roulage. En effet, la quantité d'énergie consommée durant ces phases est suffisante pour mettre à jour la disponibilité énergétique pour le V2V, c'est pourquoi il est préférable d'utiliser une puissance moyenne lors de ces phases. Néanmoins, il doit être mentionné que cette puissance moyenne peut présenter des variations sensibles, selon la saison par exemple.

L'état de charge est alors mis à jour selon l'équation suivante.

$$SOC(v, t + 1) = SOC(v, t) - \frac{P_{vea}(v, t) \cdot t_{step}}{E_{VEA}} \quad (2.14)$$

avec  $E_{VEA}$  la capacité de batterie des VEAs (valeur dans le Tableau 2.1). Cette actualisation permet de calculer la disponibilité du V2V aux différentes stations à l'itération suivante.

## 2.5 Résultats des simulations

En raison du caractère stochastique des demandes en autopartage, de la demande en recharge rapide et de l'attribution de ces demandes aux différentes stations, 100 simulations ont été effectuées afin d'observer les résultats. Il a été constaté que ces variabilités ont une influence faible sur les résultats suivants, l'écart-type étant inférieur à 2%. On se contentera donc de présenter les résultats moyennés sur les différentes simulations réalisées.

### 2.5.1 Comportement du système d'autopartage

Le nombre de locations moyen par véhicule par jour selon le mois considéré est présenté en Fig. 2.10. On constate une variation sensible avec un maximum en janvier et un minimum en aout, conformément aux données de la Fig. 2.2. Un VEA est loué en moyenne 6,7 fois par jour, ce qui est plus élevé que les données réelles fournies par Autolib. [35]. Ceci s'explique par le ratio entre le nombre de VEAs et de places disponibles dans notre modèle à l'échelle de Paris intra-muros. En effet, ce ratio est de 50%

## 2.5. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

---

par construction alors qu'il est plutôt de l'ordre de 64 % dans l'infrastructure réelle. Moins de VEAs disponibles à demande égale signifie donc que les VEAs sont utilisés plus intensément.

La durée des trajets effectués par les VEAs est présentée en Fig. 2.11. Ces trajets, établis de manière aléatoire parmi les stations distantes de plus de 15 minutes de route, durent en majorité entre 30 et 45 minutes, ce qui est conforme aux résultats fournis par l'opérateur. En réalité ces durées varient également selon l'heure et le jour de l'année (compte tenu du trafic routier), mais cette variation n'a pas été prise en compte dans le modèle.

Enfin le nombre de VEAs présents en station la majorité du temps est visible en Fig. 2.12. La totalité des stations présentent au moins 2 VEAs présents la majorité du temps, ce qui confirme le choix du dimensionnement des puissances de décharge en V2V. Il est nécessaire que 2 VEAs suffisent à satisfaire la recharge rapide en V2V afin de maximiser sa disponibilité au cours des journées de service.

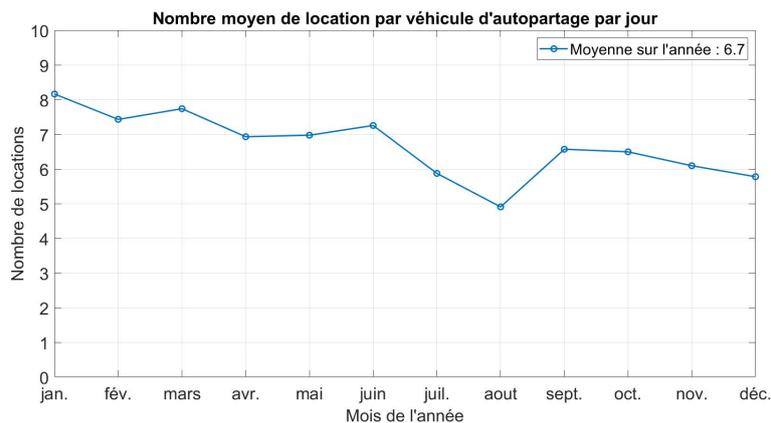


FIGURE 2.10 – Evolution du nombre moyen de location par véhicule d'autopartage par jour, selon le mois considéré

### 2.5.2 Capacité de l'infrastructure à satisfaire la demande

L'évolution du taux de demandes satisfaites en V2V selon le nombre de bornes par station rapide classique est présenté en Fig. 2.13. Naturellement, l'ajout de bornes V2V permet d'augmenter le nombre de demandes satisfaites pour un nombre de bornes rapides donné. Réciproquement, l'ajout de bornes V2V permet de réduire le nombre de bornes rapides à raccorder pour atteindre un niveau de service donné.

Ainsi, le nombre minimal de bornes par station rapide nécessaire afin de satisfaire la totalité

## 2.5. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

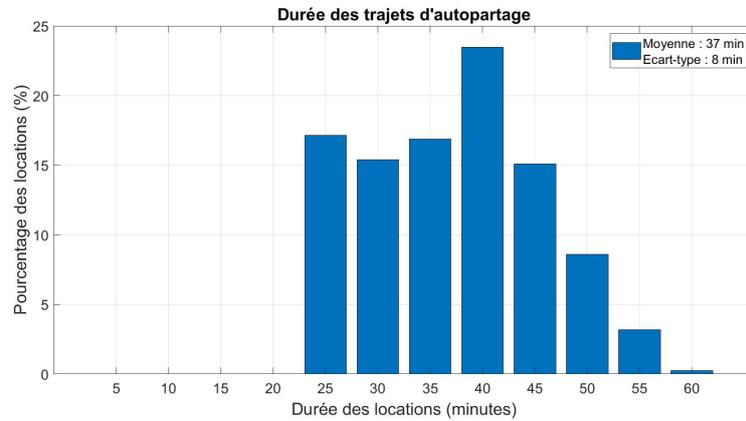


FIGURE 2.11 – Histogramme des durées des trajets effectués par les véhicules d'autopartage au cours de l'année

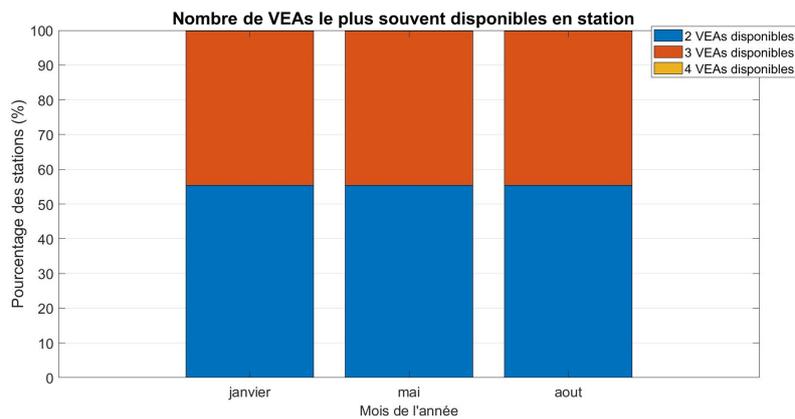


FIGURE 2.12 – Evolution du nombre de VEAs disponibles en station la majorité du temps, selon le mois considéré. Seulement 1% des stations présentent majoritairement 4 VEAs, c'est pourquoi cette valeur n'est pas visible

des demandes en recharge, noté  $n_{brr,min}$  est présenté en Fig. 2.14. On constate que les bornes V2V permettent de supprimer 2 bornes par station rapide classique dans les scénarios 1 et 2. Sachant qu'il y a 469 bornes V2V dans l'infrastructure et 98 stations rapides, on peut déduire que 2,4 bornes V2V sont nécessaires pour supprimer 1 borne rapide classique. Cela est dû au fait que la disponibilité du V2V est limitée par l'énergie disponible des VEAs présents en station, ce qui n'est pas le cas pour les BRRs classique.

Le constat précédent est confirmé par la répartition des demandes selon le type de station présenté en Fig. 2.15. On observe que le nombre de demandes satisfaites en V2V n'augmente pas proportionnellement avec le nombre total de demandes, et semble saturer. Cela explique que l'impact du V2V

## 2.5. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

sur la suppression de BRRs conventionnelles est plus faible dans le scénario 3, car l'augmentation de la demande est principalement pourvue par les BRRs.

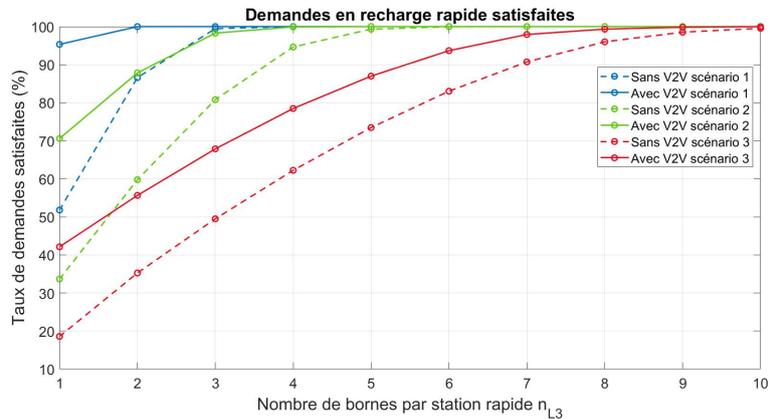


FIGURE 2.13 – Evolution du pourcentage de demandes en recharge rapides satisfaites selon le nombre de bornes par station rapide classique, dans les différents scénarios simulés.

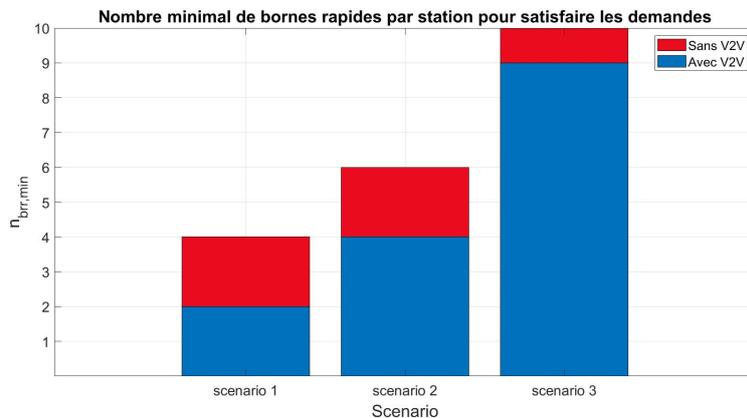


FIGURE 2.14 – Nombre de minimal de bornes par station rapide  $n_{brr,min}$  nécessaire afin de satisfaire la totalité des demandes en recharge rapide

### 2.5.3 Impact du V2V sur le niveau de service du système d'autopartage

L'évolution de l'état de charge des VEAs selon les différents scénarios est présentée en Fig. 2.16. On constate d'abord que la batterie de VEA est surdimensionnée si on considère seulement le service d'autopartage. En effet, la majorité des VEAs ne voient pas leur SOC être inférieur à 90% durant la semaine, et la quasi-totalité de ces derniers recouvrent un SOC proche de 100% durant la nuit.

D'autre part, l'ajout des décharges V2V entraîne des décharges plus profondes des batteries durant

## 2.5. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

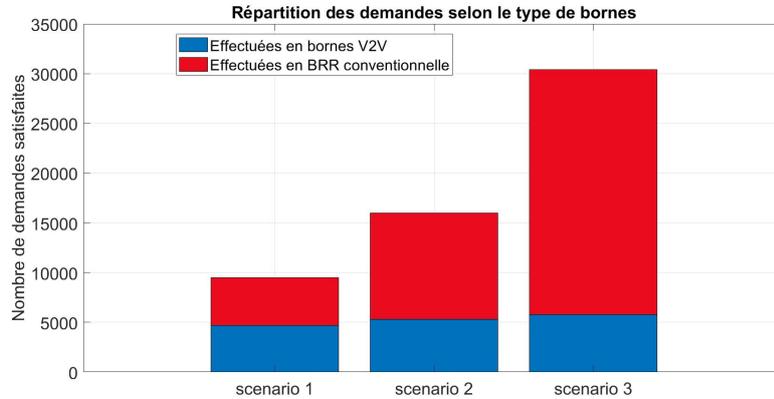


FIGURE 2.15 – Répartition des demandes satisfaites selon la typologie de bornes (avec  $n_{brr} = n_{brr,min}$ )

la journée, leurs SOC n'étant cependant rarement inférieur à 40%, même dans le scénario 3. Ceci est principalement causé par la limitation des décharges V2V à  $SOC_{dis,lim}$ . De plus, la réduction simultanée des demandes en autopartage et en recharge rapide durant la nuit (cf Fig. 2.2 et Fig. 2.7) permettent aux VEAs de recouvrer un état de charge suffisant pour satisfaire les besoins énergétiques du jour suivant.

L'influence de la demande en autopartage sur l'état de charge des VEAs est présenté en Fig. 2.17. On constate que malgré une demande deux fois plus élevée en janvier qu'en août, l'évolution du SOC présente relativement peu de différences. En effet, la consommation énergétiques due aux trajets est faible en comparaison avec celles des décharges V2V, et l'influence de la demande en autopartage est donc faible.

Dans le modèle de simulation, la modélisation des trajets des véhicules est découplée de l'autonomie restante dont ils disposent. Ainsi les VEAs effectueront toujours des trajets sans que l'autonomie disponible soit prise en compte. Il est donc nécessaire de s'assurer que, malgré les décharges V2V, l'autonomie des VEAs au moment où ils sont loués reste suffisante pour que les trajets restent réalistes. L'autonomie disponible  $r(v, t)$  d'un VEA  $v$  à l'instant  $t$  est calculée selon l'expression

$$r(v, t) = \frac{SOC(v, t) \cdot E_{VEA}}{e_{cons}} \quad (2.15)$$

L'histogramme de l'autonomie disponible en début de trajet est présenté en Fig. 2.18. On constate que, dans le cas où les décharges V2V sont autorisées, une majorité des trajets est réalisé avec une autonomie initiale supérieure à 80 kilomètres. En considérant que la distance maximale à parcourir

## 2.5. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

entre les deux stations les plus éloignées est de 25 kilomètres, on peut donc en déduire que fixer la profondeur de décharge maximale à 50% SOC permet d'assurer que l'autonomie des VEAs reste suffisante afin d'assurer les trajets sans angoisse de la panne.

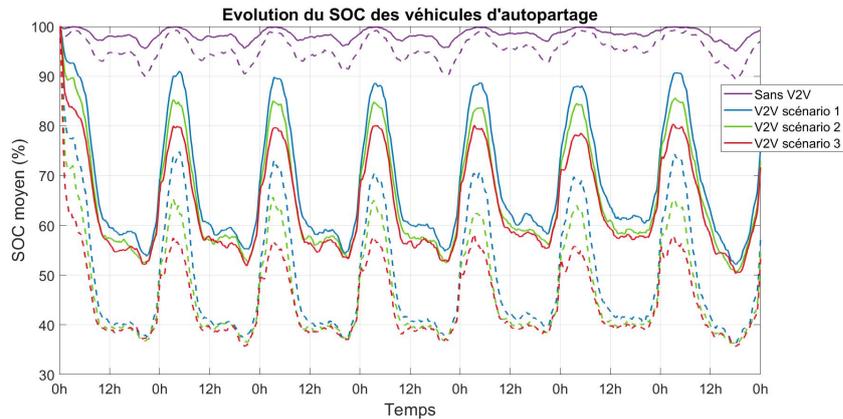


FIGURE 2.16 – Evolution de l'état de charge des VEAs au cours d'une semaine de janvier , selon les scénarios de demande en recharge rapide (avec  $n_{BRR} = n_{BRR,min}$ ). Les courbes en traits plein représentent la moyenne sur toute la flotte ; Traits hachurés : moyenne - écart-type

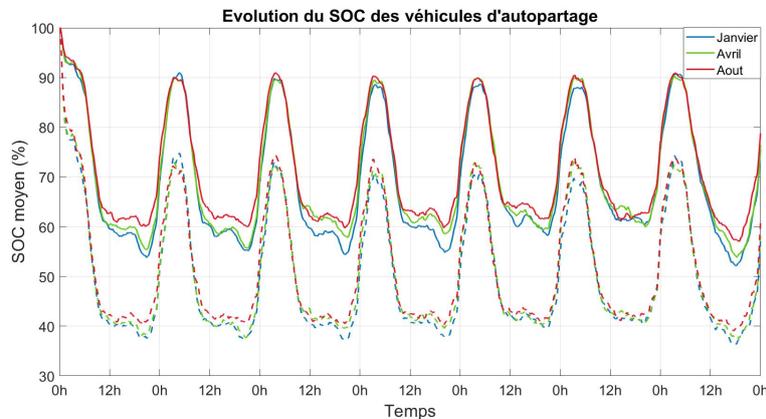


FIGURE 2.17 – Evolution de l'état de charge des VEAs en V2V au cours d'une semaine selon le mois considéré, pour le scénario 2 (avec  $n_{brr} = n_{brr,min}$ ) . Les courbes en traits plein représentent la moyenne sur toute la flotte ; Traits hachurés : moyenne - écart-type

## 2.6. CONCLUSION

---

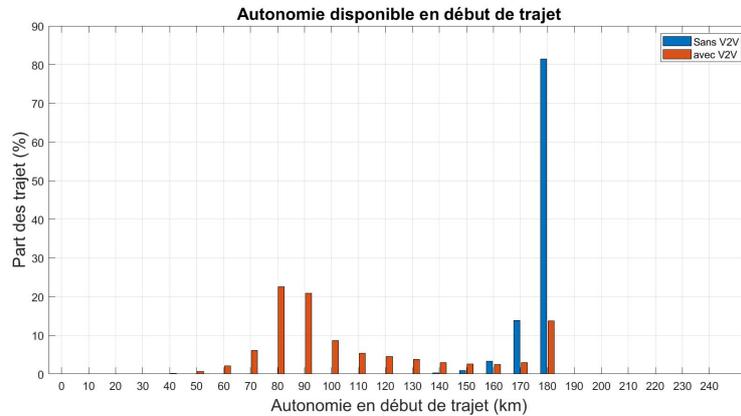


FIGURE 2.18 – Autonomie disponible en début de trajet, sur une semaine de janvier dans le scénario 2 (avec  $n_{brr} = n_{brr,min}$ )

## 2.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de modéliser un système d'autopartage capable de satisfaire des demandes en recharge rapide via le transfert V2V. A l'aide de données d'exploitation du système d'autopartage Autolib de la ville de Paris, une flotte de véhicules partagés en trace directe effectuant des trajets entre différentes stations a été modélisée. A l'aide de données de demande en recharge rapide de la ville d'Amsterdam et en considérant les taxis et VTC en circulation dans la ville de Paris, différents scénarios de demandes en recharge rapide ont été étudiés. Différentes hypothèses sur le transfert V2V et sur l'attribution des demandes aux stations ont enfin permis d'observer la capacité de l'infrastructure à satisfaire ces dernières.

Les résultats de simulation ont permis de connaître le nombre de bornes conventionnelles à raccorder pour satisfaire différents niveaux de demandes en recharge. Les résultats ont montré que le V2V permet de réduire ce nombre. Néanmoins, la disponibilité du V2V est limitée par la disponibilité en énergie des batteries des véhicules en décharge et l'impact du V2V sur la réduction des raccordements diminue quand la demande augmente.

D'autre part, l'impact du V2V sur le niveau de service du système d'autopartage a été étudié. Malgré les décharges, les véhicules disposent toujours une autonomie suffisante pour satisfaire les trajets, car les demandes en autopartage et en recharge sont plus faibles durant la nuit et leur permettent donc d'être rechargés afin de retrouver un état de charge suffisant pour le jour suivant. L'hypothèse

## 2.6. CONCLUSION

---

de répartition de l'énergie entre l'autopartage et le V2V a donc été validée.

Afin de compléter cette étude, l'impact des cycles de décharge et recharge sur la durée de vie des batteries pourrait également être étudié. De toute évidence, une technologie de batterie bénéficiant d'une durée de vie élevée et d'un coût par kWh réduit( Lithium Fer Phosphate par exemple) doit être privilégiée pour ce service.

Ce modèle permet d'étudier les perspectives du V2V pour le réseau de distribution, qui est l'objet du prochain chapitre.

## Chapitre 3

# Etude des perspectives du V2V pour le réseau de distribution

### Contenu

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>92</b>
<b>3.2</b>	<b>Raccordements évités grâce au V2V</b>	<b>92</b>
<b>3.3</b>	<b>Impact du V2V sur les pertes au niveau des réseaux BT</b>	<b>94</b>
3.3.1	Modélisation des réseaux basse tension	95
3.3.2	Calcul des pertes sur les réseaux BT	101
3.3.3	Résultats et discussion	102
<b>3.4</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>106</b>

---

## 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, les avantages pour le réseau de distribution du déploiement d'un système de recharge rapide V2V seront évalués. A l'image des stations de recharge rapide avec stockage stationnaire, le transfert local d'énergie entre les véhicules permet de réduire la puissance soutirée au réseau pour fournir une recharge de forte puissance.

Cette réduction de l'appel de puissance peut avoir deux conséquences. D'une part, la puissance de raccordement nécessaire est plus faible, ce qui peut entraîner une réduction des ouvrages à réaliser pour raccorder la station et les renforcements du réseau éventuels. En effet, il a été vu dans le premier chapitre que le raccordement de stations rapides aux réseaux urbains peut entraîner une surcharge des transformateurs de distribution HTA/BT ainsi qu'une chute de tension trop importante sur les réseaux basse tension. Il serait alors nécessaire de renforcer le réseau BT en question, en remplaçant le transformateur par un de puissance nominale plus élevée, en remplaçant les lignes de câbles ou en créant un départ supplémentaire, selon l'impact qui a été évalué.

D'autre part, l'appel de puissance plus faible pourrait également entraîner une diminution des pertes sur le réseau de distribution. En effet, les pertes sur les réseaux BT dues à l'ajout d'une charge supplémentaire sont directement liées au carré de l'appel de courant de celle-ci. Ainsi, un appel de courant deux fois plus faible, même pendant une durée deux fois plus longue, entraîne moins de pertes sur le réseau.

Dans ce chapitre, le modèle du système couplé autopartage-V2V répondant à une demande en recharge rapide sera utilisé afin de quantifier son impact sur les raccordements à réaliser pour le GRD, dans le cas d'étude de la ville de Paris. De plus, une modélisation d'un réseau BT représentatif sera réalisée afin de quantifier l'impact du système sur les pertes au niveau des réseaux basse tension.

## 3.2 Raccordements évités grâce au V2V

Dans le chapitre précédent, le nombre de bornes rapides conventionnelles nécessaires pour satisfaire la demande en recharge rapide a été évalué dans plusieurs scénarios. Il est alors possible d'en déduire les raccordements évités au GRD grâce au V2V. En effet, pour l'infrastructure V2V, les stations d'autopartage existantes sont utilisées, et le même raccordement au réseau est conservé car l'appel

### 3.2. RACCORDEMENTS ÉVITÉS GRÂCE AU V2V

---

de puissance maximal n'est pas modifié (raccordement 36 kVA, puissance maximale de 25 kW aux pertes près). Il n'y a donc pas de nouveau raccordement à réaliser pour ces stations. Pour les BRRs classiques, il a été supposé qu'elles fournissent la puissance de 50 kW. Cela correspond alors à un raccordement de 60 kVA par borne.

A l'aide des résultats de simulation du chapitre précédent sur les BRRs évitées grâce au V2V (Fig. 2.14), on peut alors en déduire les raccordements évités pour le GRD. Les résultats sont présentés en Fig. 3.1. On constate que le V2V permet de réduire de près de 12 MW les raccordements à effectuer dans les scénari 1 et 2. Dans le scénario 3, les raccordements évités sont plus faibles car les demandes en recharge sont en grande partie pourvues par des BRRs classiques, du fait de la disponibilité du V2V limitée par l'état de charge des VEAs.

En pratique cette baisse de la puissance totale à raccorder se traduit par un dimensionnement réduit des transformateurs de distribution et des lignes nécessaires au raccordement des bornes rapides conventionnelles. Un gestionnaire de réseau de distribution pourrait donc, conjointement avec un gestionnaire de flotte, avoir intérêt à investir dans le déploiement de bornes V2V afin de réduire ses travaux de raccordement futurs.

Afin de quantifier cette baisse des coûts en infrastructure dans le cas d'étude, on suppose que chaque station service possède un transformateur HTA/BT dédié aux bornes de recharge. La puissance nominale du transformateur est déterminée à l'aide des méthodes de [44]. Elle varie selon le nombre de bornes à raccorder, et les valeurs dans chaque scénario sont présentées en Tableau 3.1.

Chaque borne rapide classique est raccordée au transformateur via une ligne dédiée. Le nombre de lignes nécessaires pour chaque scénario est disponible dans le Tableau 3.1. On suppose enfin que les coûts en lignes et en transformateurs sont directement proportionnels au nombre de lignes et à la puissance nominale du transformateur respectivement.

A l'aide des hypothèses formulées dans les paragraphes précédents, l'impact du V2V sur la réduction des coûts de renforcement des réseaux sont présentés en Tableau 3.1. On constate que l'impact sur les coûts en lignes peut aller jusqu'à 50% lorsque la demande en recharge est relativement faible. L'impact sur les coûts en transformateurs est le plus élevés dans le scénario 2, à 37.5%. On constate également que l'intérêt du V2V pour la réduction des coûts est mineure dans le scénario 3.

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

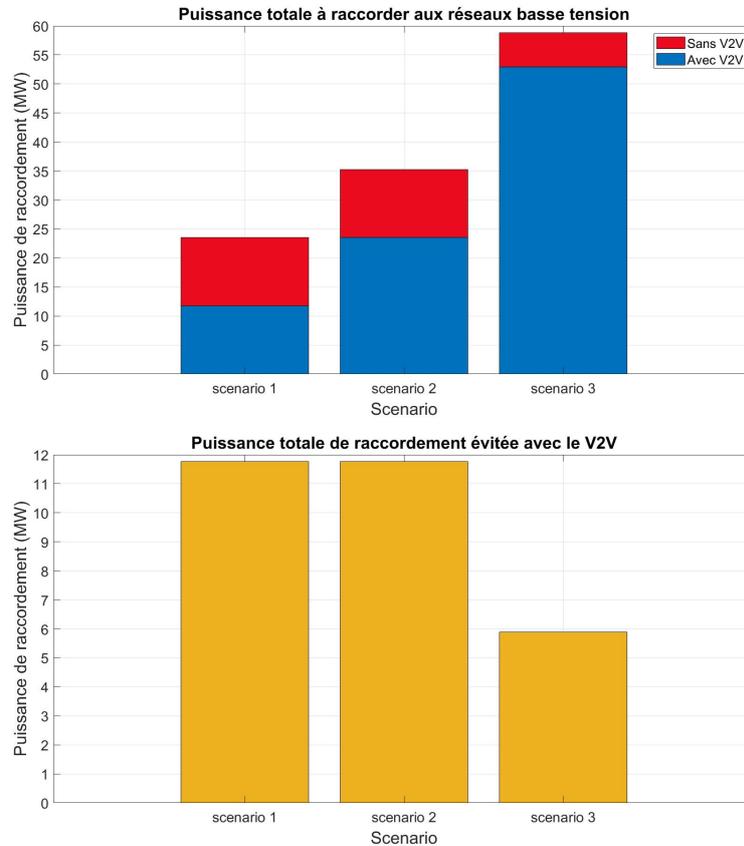


FIGURE 3.1 – Puissance totale à raccorder pour le GRD, afin de satisfaire la demande en recharge rapide dans les différents scénarios. Haut : puissance totale de raccordement ; bas : raccords évités

TABLE 3.1 – Puissance nominale des transformateurs de distribution des stations rapides conventionnelles, selon le scénario considéré

	Sc. 1 sans V2V	Sc. 1 V2V	Sc. 2 sans V2V	Sc. 2 V2V	Sc. 3 sans V2V	Sc. 3 V2V
Nombre de lignes BT par transfo.	4	2	6	4	10	9
Puissance nom. transfo.	250 kVA	160 kVA	400 kVA	250 kVA	630 kVA	630 kVA
<b>Réduction des coûts lignes</b>	/	<b>50%</b>	/	<b>33%</b>	/	<b>10%</b>
<b>Réduction des coûts transfo.</b>	/	<b>36%</b>	/	<b>37.5%</b>	/	<b>0%</b>

### 3.3 Impact du V2V sur les pertes au niveau des réseaux BT

Les pertes sur les réseaux basse tension sont composées des pertes de lignes et des pertes au niveau du transformateur HTA/BT. Afin de quantifier ces pertes, il est donc nécessaire de modéliser les réseaux auxquels les bornes sont raccordées. Les données précises sur les paramètres des lignes BT et des transformateurs de distribution de la ville de Paris n'étant pas accessibles publiquement,

des réseaux urbains représentatifs sont modélisés à l'aide des données disponibles et des méthodes de dimensionnement des réseaux fournies par Enedis.

#### 3.3.1 Modélisation des réseaux basse tension

Afin de modéliser les réseaux BT, différentes données et méthodes fournies par le GRD sont utilisées.

- *Données des lignes et des postes de transformation HTA/BT* [10] [45]

Ces données, disponibles en "Open Access", fournissent la position des transformateurs HTA/BT et des lignes basse tension du GRD . Après traitement de ces données afin de reconstituer les réseaux BT, une analyse statistique a permis de déterminer le nombre de départs par transformateur et le nombre de branchements par départ.

- *Données des sites de consommation raccordés en basse tension* [46] [47]

Ces données fournissent la typologie et le nombre de sites de consommation en basse tension, ainsi que les coefficients des profils associés.

- *Répartition des consommateurs* [48]

Ces données fournissent la répartition des consommateurs d'un même type selon le type de tarif et la puissance souscrite. Elle sont disponibles à l'échelle de la région, et on supposera que cette répartition reste valable à l'échelle de la ville de Paris

- *Dimensionnement des réseaux basse tension* [44]

Ce rapport fournit les méthodes de dimensionnement des réseaux nécessaires aux raccordement d'utilisateurs en basse tension. La puissance nominale des transformateurs ainsi que les sections de lignes pour les différents départs et branchement sont basées sur ces méthodes.

##### 3.3.1.1 Caractéristiques des réseaux BT parisiens

En 2018, Paris dispose de 5045 transformateurs HTA/BT [45]. Le nombre de départs par transformateur est présenté en Fig. 3.2. On observe une variabilité importante du nombre de départs et de branchements par départs ce qui atteste de l'hétérogénéité des réseaux BT urbains.. Les transformateurs de distributions urbains possèdent en moyenne 8 départs, chaque départ possédant en moyenne 3 branchements raccordant les différents clients.

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

Les profils de consommateurs les plus représentés dans la commune sont les clients résidentiels, professionnels et les éclairages publics. Le nombre de sites par profil et l'énergie annuelle consommée est présenté en Tableau 3.2 [46]. Pour les consommateurs résidentiels et professionnels, il existe deux types de tarifs : le tarif 1 classique et le tarif 2 "heures pleines / heures creuses". La répartition des utilisateurs selon le tarif et la puissance souscrite est montrée en Fig. 3.3 [48].

Afin de déterminer le profil de consommation de chaque type d'utilisateur du réseau BT, la méthode de profilage est employée. On récupère les coefficients de chaque profil, qui expriment l'évolution temporelle de la puissance consommée [47] (cf . Ces données sont échantillonnées sur un pas de 30 minutes. On calcule ensuite le facteur d'utilisation de chaque profil, noté  $FU(i)$  donnée par l'équation

$$FU(i) = \frac{\sum_{t=1}^{N_t} E(i, t)}{\sum_{t=1}^{N_t} \frac{1}{2} C_p(i, t)} \quad (3.1)$$

avec  $E(i, t)$  l'énergie consommée par l'utilisateur  $i$  entre  $t$  et  $t + 1$  et  $C_p(i, t)$  le coefficient du profil de l'utilisateur  $i$  à  $t$ . La puissance  $P(i, t)$  consommée par l'utilisateur  $i$  à  $t$  se déduit alors par

$$P(i, t) = FU(i).C_p(i, t) \quad (3.2)$$

La Fig. 3.4 montre les profils de puissance pour différents types d'utilisateurs, de tarifs et de puissance souscrite. On constate une diminution de la puissance en heures pleines (7h-10h et 17h-20h) et une augmentation en heures creuses pour les clients abonnés au tarif 2.

TABLE 3.2 – Nombre de sites de consommations par profil et énergie consommée pour la ville de Paris

Type de consommateur	Nombre de sites	Energie annuelle consommée (MWh)
Résidentiel (RES)	1,367,887	4,138,769
Professionnel (PRO)	195,009	1,679,375
Eclairage Public (ECL)	41,995	327,617

#### 3.3.1.2 Réseau BT des stations V2V

On supposera par la suite que les réseaux basse tension modélisés sont équilibrés. En réalité, il existe des déséquilibres entre les phases, mais aucune donnée n'est disponible pour l'intégrer dans la modélisation.

Dans la modélisation d'infrastructure proposée, il est considéré que les stations V2V sont raccordés à un réseau BT urbain existant, avec une puissance souscrite de 36 kVA. Afin de modéliser un réseau

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

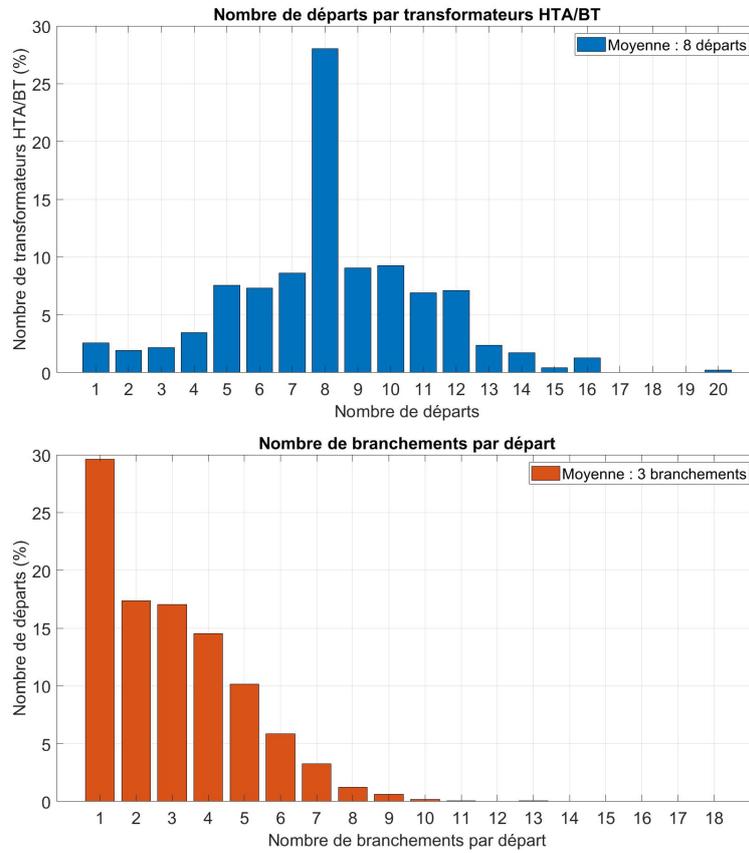


FIGURE 3.2 – Caractéristiques des réseaux basse tension de la ville de Paris, d’après [10]. Haut : nombre de départs par transformateur HTA/BT. Bas : nombre de branchements par départs

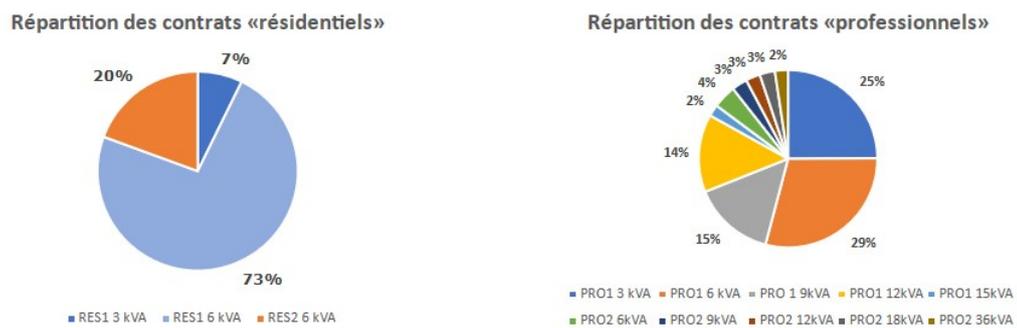


FIGURE 3.3 – Répartition des utilisateurs résidentiels et professionnels selon le type de tarif et la puissance souscrite

”moyen”, représentatif des réseaux BT parisiens, on utilise le nombre moyen de départs et de branchements par départs déterminés précédemment. Le réseau comporte alors 8 départs avec 3 branchements pour chaque départ, soit 24 branchements au total.

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

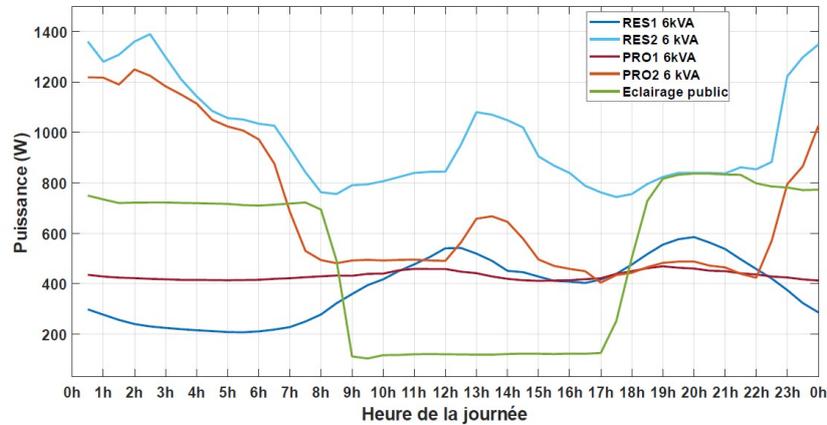


FIGURE 3.4 – Evolution de la puissance de différents utilisateurs du réseau basse tension, pour la journée du 20 janvier 2018

On détermine ensuite le nombre de clients RES, PRO et ECL du réseau en divisant le nombre total de ces clients à l'échelle de la ville (cf Tableau 3.2) par le nombre de transformateurs HTA/BT. La répartition selon les tarifs et la puissance souscrite est obtenue à l'aide de la répartition de la Fig. 3.3. Le nombre de clients par profil est alors donné dans le Tableau 3.3. En réalité, ce réseau moyen sous-évalue le nombre de consommateurs raccordés des profils précédents. En effet, une partie des transformateurs HTA/BT sont utilisés pour d'autres usages, il y a donc en moyenne plus de clients que ceux utilisés dans notre modèle.

L'évolution de l'appel de puissance généré par ces consommateurs sur le réseau est présenté en Fig. 3.5. L'appel de puissance maximal durant l'année 2018 est mesuré à 230 kW. Considérant les méthodes de dimensionnement des réseaux d'Enedis, un transformateur de 400 kVA est nécessaire [44]. Ces transformateurs sont communément utilisés dans les réseaux BT en zone urbaine dense.

Afin de répartir ces clients sur le réseau, on considère que chaque utilisateur ECL nécessite un branchement, de même que pour la station d'autopartage/V2V. Il reste donc 15 branchements disponibles pour les clients RES et PRO. On suppose alors que ces utilisateurs sont regroupés en immeubles, qui nécessitent chacun un branchement. On obtient donc 18 clients RES et 3 clients PRO par immeuble. Ces derniers sont répartis aléatoirement sur les 15 immeubles.

Le réseau finalement obtenu est présenté en Fig. 3.6. Les caractéristiques des lignes sont disponibles en Tableau 3.4. Les stations V2V sont placées sur le dernier départ, et deux positions sont étudiées selon la distance au transformateur, notée  $L_{V2V}$ . En effet, cette distance influe sur les pertes en lignes

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

sur le réseau dues à l'ajout du V2V. En position 1, la station est au plus proche du transformateur et  $L_{V2V} = L_1$ . Dans la position 2, la station est la plus éloignée et  $L_{V2V} = L_1 + L_2 + L_3$ . On intervertit l'immeuble du départ avec la station pour chacune de ces positions.

TABLE 3.3 – Nombre consommateurs pour chaque profil du réseau BT modélisé pour les stations V2V

Type de consommateur	Nombre de consommateurs
RES1 3 kVA	19
RES1 6 kVA	54
RES2 6 kVA	197
<b>Total RES</b>	<b>270</b>
PRO1 3 kVA	12
PRO1 6 kVA	14
PRO1 9 kVA	6
PRO1 12 kVA	6
PRO1 15 kVA	1
PRO2 6 kVA	2
PRO2 9 kVA	1
PRO2 12 kVA	1
PRO2 18 kVA	1
PRO2 36 kVA	1
<b>Total PRO</b>	<b>45</b>
<b>Total ECL</b>	<b>8</b>

TABLE 3.4 – Caractéristiques des différentes lignes du réseau BT des stations V2V

Paramètre	Définition	Valeur
$L_1$	Longueur du transformateur vers le premier branchement	50 m
$L_2$	Longueur entre le premier et le deuxième branchement	25 m
$L_3$	Longueur entre le deuxième et le troisième branchement	20 m
$L_{br}$	Longueur des branchements	5 m
$S_1$	Section des départs	240 $mm^2$
$S_2$	Section des branchements d'immeuble	150 $mm^2$
$S_3$	Section des branchements d'éclairage	95 $mm^2$
$\rho$	résistivité des câbles (Aluminium)	37 $m\Omega \cdot mm^2/m$
$\lambda$	réactance linéique des câbles (Aluminium)	0.08 $m\Omega/m$
$\cos(\Phi)$	facteur de puissance sur le réseau	0.89 [44]

#### 3.3.1.3 Réseau BT des stations rapides conventionnelles

En ce qui concerne les stations de recharge rapide conventionnelles de l'infrastructure, il a été supposé qu'un réseau BT dédié est créé pour chacune de ces stations, en raison de l'appel de puissance

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

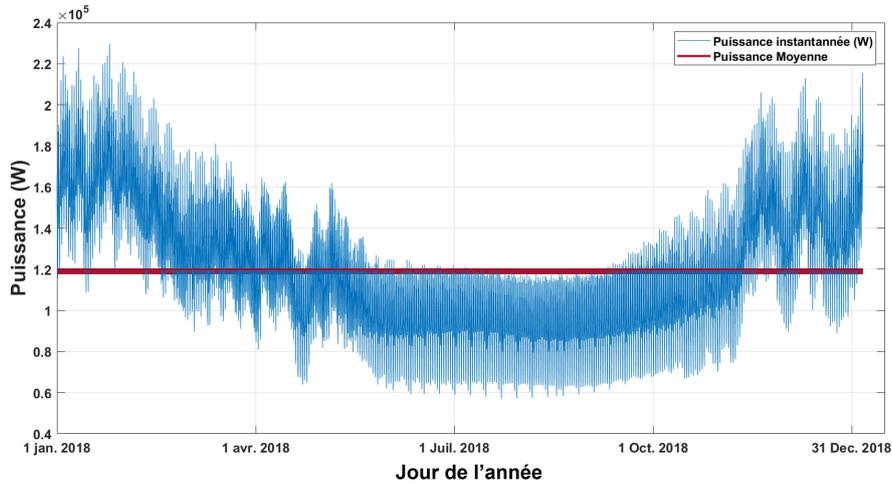


FIGURE 3.5 – Appel de puissance généré par les consommateurs des réseaux BT auxquels les stations V2V, en utilisant les profils de l'année 2018

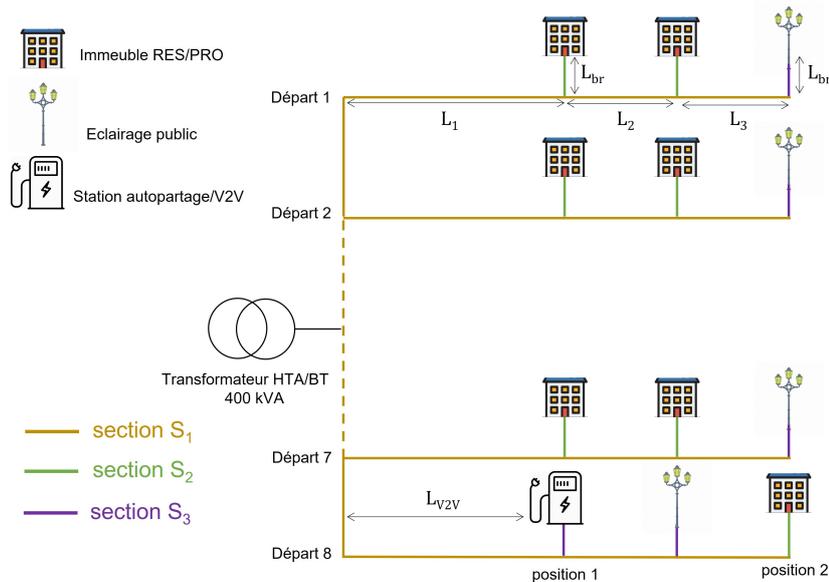


FIGURE 3.6 – Schéma représentatif des réseaux basse tension auxquels les stations V2V sont raccordées important généré par celles-ci.

Le réseau BT modélisé est représenté en Fig. 3.7. Les sections de câbles sont déterminées pour un raccordement de 60 kVA par borne. Afin d'éliminer l'influence de la longueur des câbles raccordant les différentes stations sur les pertes engendrées, une longueur de câble identique à la distance du transformateur aux bornes V2V est utilisée. Le dimensionnement du transformateur varie selon le scénario et le nombre de BRRs nécessaires qui en découle. Les puissances nominales du transformateur

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

dans les différents scénarios sont présentées en Tableau 3.1.

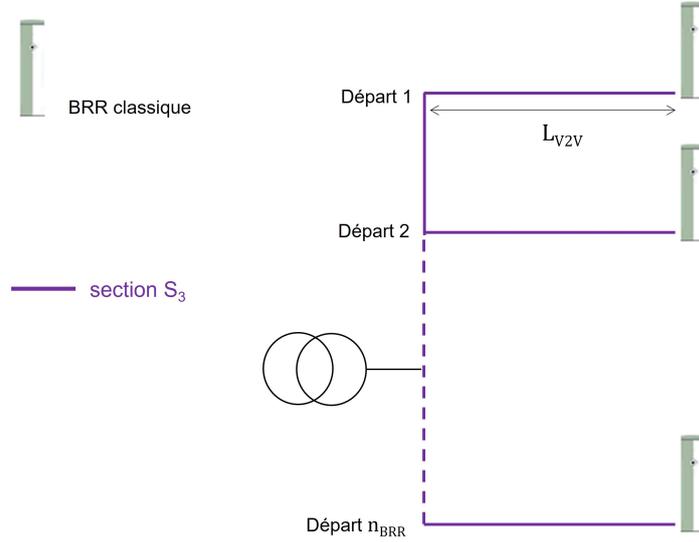


FIGURE 3.7 – Schéma représentatif des réseaux basse tension auxquels les stations rapides conventionnelles sont raccordées

#### 3.3.2 Calcul des pertes sur les réseaux BT

Afin d'étudier l'impact du V2V sur les pertes au niveau des réseaux basse tension, il est nécessaire de calculer les flux de puissance au sein de ces derniers. L'algorithme adopté pour le calcul de flux de puissance est celui de Gauss-Seidel, qui est particulièrement efficace pour un nombre réduit de noeuds. L'expression de la tension au noeud  $i$  à  $t$  pour l'itération de rang  $(k + 1)$  est définie par :

$$V_i^{(k+1)}(t) = \frac{\frac{(P_i^{ch}(t) - j \cdot Q_i^{ch}(t))}{V_i^{*(k)}(t)} + \sum_{j \neq i} y_{ij} V_j^{(k)}(t)}{\sum_{j \neq i} y_{ij}} \quad (3.3)$$

Avec  $P_i^{ch}(t)$  et  $Q_i^{ch}(t)$  les puissances active et réactive sur chaque noeud,  $y_{ij}$  l'admittance entre les noeuds  $i$  et  $j$ . Les admittances pour chaque ligne sont calculées à l'aide des données de Tableau 3.4. En basse tension, la capacité des lignes est négligée. La Fig. 3.8 représente le schéma équivalent des lignes du réseau BT des stations V2V.

Les pertes au niveau des transformateurs, notées  $P_{pertes,transfo}$ , sont composées des pertes fer et des pertes cuivre. Les pertes fer sont constantes selon la puissance appelée alors que les pertes cuivre dépendent du courant. Ces pertes sont déterminées à l'aide de l'équation

$$\begin{aligned}
 P_{pertes,transfo}(t) &= P_{fer} + P_{cuivre} \\
 &= P_{fer} + P_{cc,nom} \cdot \left( \frac{P_1(t)}{P_{transfo,nom}} \right)^2
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

$$P_1(t) = Re(V_1^*(t)(V_1(t) \sum_{j \geq 1} y_{1j} - \sum_{j \neq i} y_{1i} V_j(t))) \tag{3.5}$$

avec  $P_{fer} = 0.15 \cdot P_{transfo,nom}$  et  $P_{cc,nom} = 0.85 \cdot P_{nom}$  [49].

Les pertes de lignes sont déterminées de la manière suivante [50] :

Le courant  $I_{ij}$  mesuré au bus  $i$  et positif dans le sens  $i$  vers  $j$  est donné par

$$I_{ij} = y_{ij}(V_i - V_j) \tag{3.6}$$

De même, le courant  $I_{ji}$  se calcule par :

$$I_{ji} = y_{ij}(V_j - V_i) \tag{3.7}$$

On peut alors déterminer les puissances transitées  $S_{ij}$  et  $S_{ji}$  :

$$S_{ij} = V_j I_{ij}^* \tag{3.8}$$

$$S_{ji} = V_i I_{ji}^* \tag{3.9}$$

Les pertes sur la ligne  $i - j$  sont alors égales à la somme des puissances transitées sur la ligne :

$$S_{Lij} = S_{ij} + S_{ji} \tag{3.10}$$

#### 3.3.3 Résultats et discussion

Une simulation du modèle présenté dans le chapitre 2 est effectuée sur une durée d'un an, dans le scénario 2 avec et sans V2V, et avec  $n_{BRR} = n_{BRR,min}$ , afin que toutes les demandes soient satisfaites et que la quantité d'énergie fournie soit identique. Les appels de puissance des stations, déterminés avec un pas de 5 minutes, sont transposés sur un pas de 30 minutes en calculant la puissance moyenne sur cette plage. Les pertes sont calculées à l'aide des équations précédentes pour chaque réseau BT modélisé correspondant à chaque station de l'infrastructure, afin de déterminer les pertes totales sur l'ensemble des réseaux BT.

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

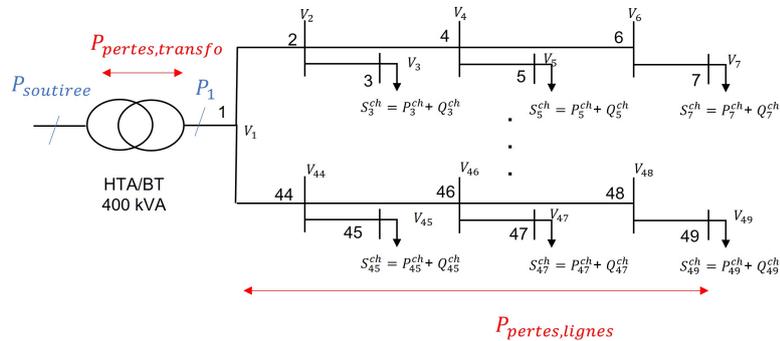


FIGURE 3.8 – Schéma équivalent du réseau BT des stations V2V

#### 3.3.3.1 Consommation d'énergie de l'infrastructure

L'appel de puissance de l'ensemble des stations dans les scénarios 1 et 2 est présenté en Fig. 3.9. L'appel de puissance pour l'autopartage seul est déterminée grâce à l'appel de puissance des stations V2V dans les cas où le V2V n'est pas disponible. On constate que le remplacement de BRRs par des bornes V2V n'induit pas de réduction de l'appel de puissance, il induit même une augmentation de l'appel maximal.

En effet, le modèle de simulation n'inclut pas de supervision des décharges de la flotte : dès qu'une stations présente des VEAs avec suffisamment d'énergie, elle est disponible pour le V2V. Ainsi, à la suite d'une diminution de l'appel de puissance grâce au V2V, les VEAs sont directement rechargés aux différentes bornes jusqu'à qu'ils retrouvent un SOC maximal. Par conséquent, l'appel de puissance de l'ensemble des stations ne diminue pas nécessairement, il peut même être amené à augmenter car les stations V2V ont un rendement pour la recharge rapide plus faible que les bornes classiques.

L'impact du V2V sur la consommation d'énergie des stations est présenté en Tableau 3.5. On détermine la consommation engendrée uniquement par les recharges rapides en déduisant la consommation de l'autopartage à la consommation totale. Le remplacement de bornes classique par des bornes V2V entraîne une augmentation de la consommation d'énergie de 0.83%. Ceci est dû à l'ajout d'un étage de conversion supplémentaire aux bornes V2V, de rendement  $\eta_{dc/dc}$ , pour fournir la recharge.

#### 3.3.3.2 Pertes sur les réseaux basse tension

Les résultats des pertes sur les réseaux basse tension modélisés sont présentés en Tableau 3.6 et affichés en Fig. 3.10. Les pertes pour la recharge rapide sont calculées en déduisant des pertes totales

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

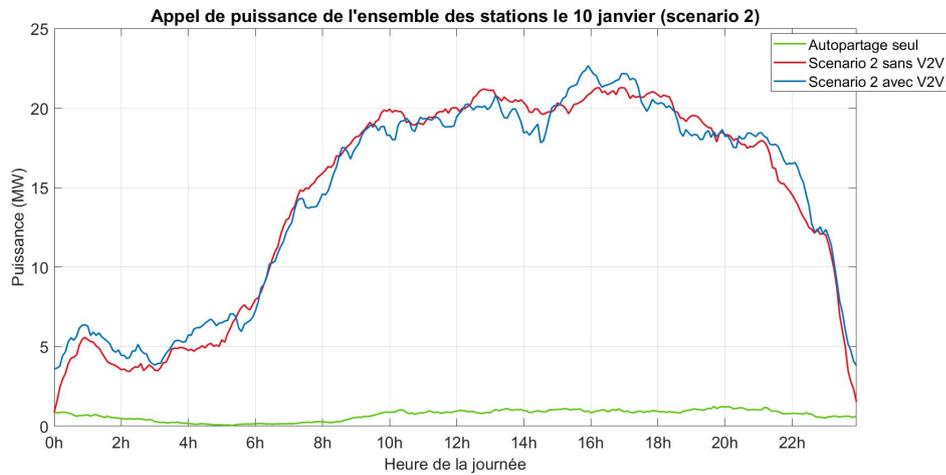


FIGURE 3.9 – Appel de puissance de l’ensemble des stations de l’infrastructure (pris le 10 janvier 2018)

TABLE 3.5 – Consommation d’énergie annuelle des stations dans le scénario 2

Scenario	Autopartage seul	Scenario 2 sans V2V	Scenario 2 V2V
<b>Energie fournie aux VEPs (GWh)</b>	/	116	116
<b>Energie consommée totale (GWh)</b>	6.59	126	127
<b>Energie consommée pour la recharge rapide (GWh)</b>	/	119.41	120.41
<b>Augmentation due au V2V</b>	/	/	<b>0.83%</b>

les pertes des réseaux V2V dans le cas où le V2V n’est pas disponible. Ces dernières correspondent aux pertes engendrées par l’autopartage et les autres utilisateurs du réseau.

On constate que, pour chaque position du branchement des bornes V2V au réseau, l’ajout du V2V entraîne une augmentation des pertes de lignes et de transformateur au niveau de ces stations. Néanmoins, ces pertes diminuent sur les réseaux BT des stations rapides classiques, du fait de la réduction du nombre de bornes à ces stations. Il en résulte une diminution globale des pertes sur les réseaux de distributions modélisés.

Ainsi, le remplacement de bornes conventionnelles par des bornes V2V entraîne une diminution des pertes générées par la recharge rapide de 12.42% dans la position 1. Cette influence sur les pertes monte jusqu’à 14.08% dans la position 2. En effet, la position des stations V2V sur le départ BT a peu d’influence sur les pertes de lignes. Cependant, les pertes de lignes sont prédominantes pour les stations service et dépendent directement de la longueur de ligne sélectionnée. Ainsi, l’augmentation de la longueur de raccordement a un impact d’autant plus important pour les stations service.

### 3.3. IMPACT DU V2V SUR LES PERTES AU NIVEAU DES RÉSEAUX BT

Finalement, l'énergie soutirée sur les réseaux BT modélisés dans les différents cas est synthétisé dans le Tableau 3.7. Grâce à la réduction des pertes réseaux, on constate que l'augmentation de la consommation d'énergie en amont est plus faible que celle au niveau des stations dans la position 1. Ainsi, bien que le V2V ait un rendement inférieur aux stations classiques, ce qui engendre une consommation plus importante au niveau de la station, la réduction des pertes réseaux n'entraîne pas une surconsommation de la même ampleur en amont du réseau. Le GRD peut donc avoir intérêt à favoriser le déploiement du V2V pour limiter ces pertes.

Cependant, ce constat dépend fortement des caractéristiques des réseaux considérés. En effet, on constate que dans la position 2, l'augmentation de la consommation en amont engendrée par le V2V est supérieur à celle des stations. Il est donc nécessaire d'effectuer cette étude pour chaque réseau d'intérêt afin de valider ou non le bénéfice du V2V pour la réduction des pertes. Cette étude montre malgré tout que les pertes pour le GRD peuvent être réduites grâce au V2V.

TABLE 3.6 – Résultats des pertes sur les réseaux basse tension dans le scénario 2

SCENARIO 2	Sans V2V position 1	V2V position 1	Sans V2V position 2	V2V position 2
Pertes de lignes stations V2V (GWh)	1.90	2.04	1.88	2.09
Pertes de lignes stations classiques (GWh)	2.81	2.27	5.59	4.52
<b>Total pertes de lignes (GWh)</b>	<b>4.71</b>	<b>4.31</b>	<b>7.47</b>	<b>6.61</b>
Pertes transfo. stations V2V (GWh)	4.15	4.30	4.14	4.30
Pertes transfo. stations classiques (GWh)	1.33	1.07	1.37	1.09
<b>Total pertes transfo. (GWh)</b>	<b>5.48</b>	<b>5.37</b>	<b>5.52</b>	<b>5.40</b>
<b>Total pertes (GWh)</b>	<b>10.2</b>	<b>9.68</b>	<b>12.99</b>	<b>12.01</b>
<b>Pertes générées par la recharge rapide (GWh)</b>	<b>4.14</b>	<b>3.63</b>	<b>6.96</b>	<b>5.98</b>
<b>Impact du V2V sur les pertes</b>	/	<b>-12.42 %</b>	/	<b>-14.08%</b>

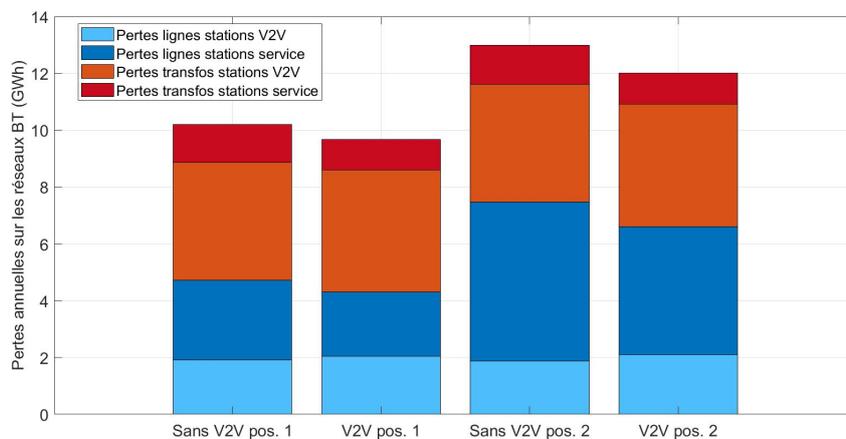


FIGURE 3.10 – Pertes annuelles sur les réseaux BT des stations de l'infrastructure pour le scénario 2

### 3.4. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

TABLE 3.7 – Energie soutirée en amont des réseaux BT dans le scénario 2

SCENARIO 2	Sans V2V position 1	V2V position 1	Sans V2V position 2	V2V position 2
Énergie soutirée réseaux V2V (GWh)	531.8	555.5	531.5	556.7
Énergie soutirée réseaux stations service (GWh)	125.0	101.6	127.8	103.8
<b>Total énergie soutirée réseaux BT (GWh)</b>	<b>656.8</b>	<b>657.1</b>	<b>659.4</b>	<b>660.5</b>
Énergie soutirée pour la recharge rapide (GWh)	125.0	125.3	127.8	129
Augmentation due au V2V	/	0.24%	/	0.94%

### 3.4 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, les bénéfices du V2V pour le réseau de distribution a été étudié. Dans un premier temps, la réduction des raccordements à effectuer a été quantifiée et se situe entre 6 et 12 MW, selon l'évolution de la demande en recharge rapide. Cette baisse des raccordements se traduit par une baisse des coûts d'infrastructure à réaliser pour le GRD, à savoir ceux des lignes et des transformateurs à ajouter. Cependant, ce bénéfice décroît lorsque la demande augmente, car la disponibilité du V2V est limitée par nature par l'énergie disponible des véhicules fournissant l'énergie.

Ensuite, une modélisation des réseaux basse tension représentatifs des réseaux parisiens a été effectuée afin d'étudier l'influence du V2V sur les pertes de ces derniers. Cette modélisation repose sur l'utilisation de données accessibles publiquement, et sur différentes hypothèses conformes au dimensionnement des réseaux du GRD parisien.

Les résultats de cette étude ont montré que le V2V entraîne une consommation d'énergie supplémentaire au niveau des stations en raison de l'ajout d'un étage de conversion pour fournir la recharge rapide. Ce transfert, s'il n'est pas supervisé peut également entraîner une augmentation de l'appel de puissance maximal sur le réseau. Cependant, le remplacement de bornes conventionnelles par des bornes V2V n'entraîne pas plus de pertes sur les réseaux basse tension. En effet, la puissance de raccordement plus faible des stations V2V permet le branchement à des réseaux basse tension existants, sièges de pertes de lignes et de transformateur plus faible en regard de l'énergie soutirée pour la recharge rapide.

Néanmoins, ces résultats sont valables sous réserve des hypothèses de modélisation utilisés. Il a été observé que les réseaux basse tension urbains présentent une importante hétérogénéité, et des résultats pour un réseau donné pourraient différer pour un autre. Ainsi, l'utilisation de données réelles de réseaux basse tension permettrait de valider les observations précédentes.

### 3.4. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

Enfin, une analyse technico-économique du point de vue du réseau de distribution et de l'opérateur d'autopartage serait également pertinente afin de déterminer les bénéfices pour ces deux acteurs, en regard des investissements supplémentaires à réaliser. En effet, l'augmentation des cycles de charge/décharge peut entraîner une accélération du vieillissement des batteries et leur remplacement prématuré. De plus, une architecture de conversion de forte puissance est nécessaire pour permettre le transfert V2V et pourrait entraîner des investissements en électronique de puissance plus élevés que pour des stations classiques.

Par ailleurs, il a été observé que, sans supervision, le V2V peut entraîner une augmentation de l'appel de puissance par rapport à un nombre équivalent de bornes rapides conventionnelles. Le prochain chapitre étudiera la capacité de l'infrastructure V2V à réduire cet appel de puissance dans le but de fournir des services au réseau électrique.

### 3.4. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

## Chapitre 4

# Étude de la flexibilité apportée par le V2V pour la supervision du réseau électrique

### Contenu

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>110</b>
<b>4.2</b>	<b>Caractéristiques du transfert V2V dans le cadre d'étude de cette thèse</b>	<b>110</b>
<b>4.3</b>	<b>État des lieux sur l'effacement de consommation en France</b>	<b>111</b>
4.3.1	L'effacement en France	112
4.3.2	Les différents mécanismes d'effacement	113
4.3.3	Critères techniques de participation à l'effacement	115
<b>4.4</b>	<b>Étude du potentiel de l'infrastructure V2V pour l'effacement de consommation sur le réseau électrique</b>	<b>116</b>
4.4.1	Périmètre d'effacement	116
4.4.2	Adaptation du cas d'étude pour l'effacement	116
4.4.3	Scénarios considérés pour l'étude de l'effacement	118
4.4.4	Résultats de simulation	118
<b>4.5</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>123</b>

---

### 4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, certaines perspectives offertes par le V2V pour le gestionnaire du réseau de distribution ont été mises en exergue. La réduction de la puissance des raccordements à effectuer lui permet d'éviter des investissements dans le renforcements des ouvrages de distribution ainsi que de réduire les pertes associées à la recharge rapide effectuées. Néanmoins, il a aussi été observé que sans supervision, l'appel de puissance global pouvait être plus élevé que pour des bornes rapides conventionnelles.

Outre la réduction des renforcements et des pertes, le V2V pourrait permettre d'apporter des flexibilités supplémentaires au réseau électrique. En effet, pour une station rapide classique, l'utilisateur souhaite une recharge à forte puissance pendant une durée relativement courte, et il est peu flexible sur ces deux caractéristiques. Il a été vu dans le premier chapitre que l'augmentation de ces appels de puissance non flexibles peut complexifier la supervision du réseau et limiter l'intégration de sources de production d'électricité d'origine renouvelable.

Cependant dans le cas d'usage du V2V étudié dans cette thèse, l'appel de forte puissance non pilotable sur le réseau est remplacé par une recharge de la flotte à une puissance plus faible et qui peut être pilotée, dans le cadre d'une stratégie de supervision énergétique de la flotte. Ainsi, le V2V laisse entrevoir la possibilité de participer aux services système dans la supervision du réseau électrique, opérée par le gestionnaire du réseau de transport.

Dans ce chapitre la participation du V2V aux services réseau sera étudiée. En premier lieu, les caractéristiques du V2V du point de vue du réseau électrique seront mises en exergue, dans le cadre d'étude de cette thèse. Ensuite, un état de l'art des services réseau potentiels et les critères nécessaires pour y participer seront présentés. Enfin, certaines hypothèses de l'étude du chapitre précédent seront modifiées afin d'étudier en simulation le potentiel du V2V pour ce service.

### 4.2 Caractéristiques du transfert V2V dans le cadre d'étude de cette thèse

Une représentation du transfert V2V tel qu'abordé dans cette thèse est présenté en Fig. 4.1. Le V2V est étudié en tant que transfert d'énergie d'une flotte de véhicules électriques vers un autre véhicule dans le but de fournir une recharge à forte puissance. Dans une deuxième phase, les véhicules

### 4.3. ÉTAT DES LIEUX SUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION EN FRANCE

préalablement déchargés sont rechargés par le réseau électrique à plus faible puissance.

Du point de vue du réseau électrique, les VEAs ne renvoient pas d'énergie sur le réseau. On peut donc considérer les véhicules comme des systèmes de consommation uniquement, et non de production. Il est à noter que cet aspect est seulement lié au cadre d'étude considéré ici. En effet, l'utilisation du V2G pourrait également être considéré en combinaison avec le V2V afin d'apporter un degré de liberté supplémentaire dans le pilotage des flux de puissance.

Par la réduction de l'appel de puissance de la station, le V2V peut alors être étudié comme un outil de flexibilité sur la consommation. En effet, l'appel de puissance de la recharge rapide du VEP est remplacé par une puissance soutirée plus faible et pilotable des véhicules en station. Néanmoins, il a été vu dans le chapitre précédent que l'agrégation des puissances soutirées par l'ensemble des stations n'est pas nécessairement plus faible si une stratégie de supervision globale n'est pas mise en place.

Par conséquent, ce chapitre se concentrera sur la participation de l'ensemble de l'infrastructure V2V aux services d'effacement de consommation pour le réseau électrique.

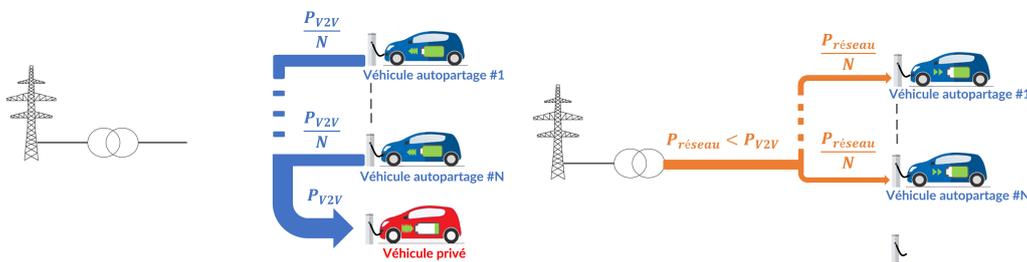


FIGURE 4.1 – Cadre d'étude du V2V dans cette thèse. Gauche : Décharge de véhicules d'une flotte d'autopartage afin de recharger un véhicule privé à forte puissance. Droite : recharge de la flotte à puissance réduite

### 4.3 État des lieux sur l'effacement de consommation en France

L'apparition de sources de production renouvelables ainsi que de nouvelles charges avec les véhicules électriques accroît la nécessité de développer des moyens de flexibilité pour le réseau. L'équilibre entre production et consommation doit être en permanence assuré, et cette gestion peut être effectuée en pilotant la production ou la consommation.

L'effacement de consommation se définit comme l'action visant à baisser temporairement, sur une sollicitation ponctuelle envoyée à un ou plusieurs consommateurs finaux par un opérateur d'effacement

### 4.3. ÉTAT DES LIEUX SUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION EN FRANCE

ou un fournisseur d'électricité, le niveau de soutirage effectif d'électricité sur les réseaux publics de transport ou de distribution d'un ou de plusieurs sites de consommation, par rapport à un programme prévisionnel de consommation ou à une consommation estimée [51].

Les effacements peuvent être utilisés par les acteurs afin de diversifier leur revenus et d'améliorer leur performance énergétique. On distingue deux grandes catégories d'effacement :

- L'effacement industriel, qui consiste à réduire la consommation d'un ou de plusieurs sites industriels. Ces effacements s'opèrent par modulation de process ou en utilisant des moyens d'autoproduction
- L'effacement diffus, qui est l'agrégation de petits effacements unitaires de consommation d'électricité, par l'intermédiaire d'un agrégateur ou d'un fournisseur.

Le V2V s'inscrit donc naturellement dans la catégorie des effacements diffus. Il est alors nécessaire de définir un agrégateur commun à l'ensemble des stations de l'infrastructure.

#### 4.3.1 L'effacement en France

La France a été pionnière dans le développement de modulations de la consommation électrique, notamment par les incitations tarifaires avec la tarification "heures pleines/heures creuses". Ce tarif a été ensuite remplacé par les tarifs Effacement Jour de Pointe (EJP, pour les entreprises tertiaires, industrielles et clients résidentiels) et Tempo (pour les clients résidentiels et les petits professionnels).

Après avoir représenté jusqu'à 6 GW en 1997, la puissance effaçable des tarifs EJP a connu une forte décroissance, notamment à cause d'incitations moins attractives [11]. Dans ce contexte, la PPE fixe un objectif de 4,5 GW de capacités d'effacement en 2023 et 6,5 GW en 2028 [52]. Des appels d'offre avec des rémunérations plus incitatives ont permis d'atteindre 2,4 GW en 2022. Ce résultat est en forte hausse par rapport à l'année précédente, mais encore insuffisant pour atteindre les objectifs annoncés.

Les capacités d'effacement contractualisées ainsi que les effacements effectivement réalisés au cours de l'année 2020 sont présentés en Fig. 4.2. On constate que le GRT français a relativement peu recours aux effacements dans la gestion de l'équilibre offre demande. Ils interviennent majoritairement en hiver et la puissance maximum effacée avoisine les 1 GW.

### 4.3. ÉTAT DES LIEUX SUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION EN FRANCE

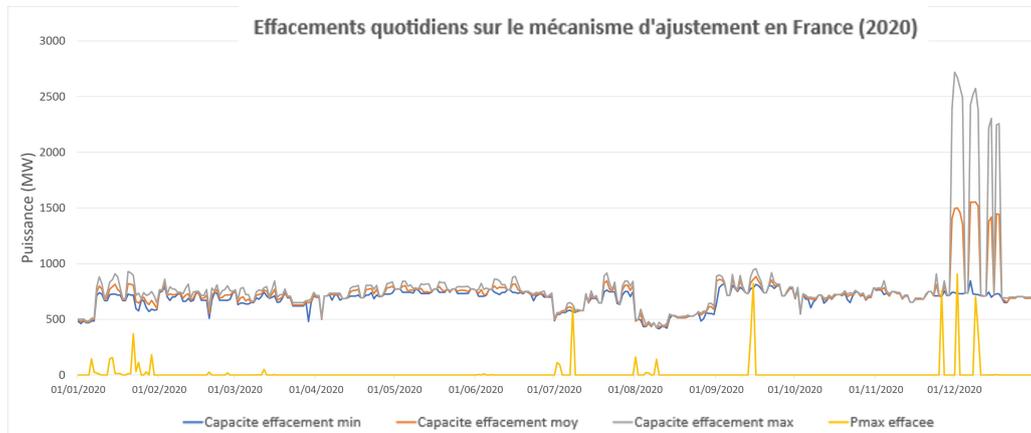


FIGURE 4.2 – Effacements réalisés sur le mécanisme d’ajustement en France en 2020

#### 4.3.2 Les différents mécanismes d’effacement

Il existe en France de nombreux mécanismes permettant de valoriser l’effacement. Ils diffèrent par leur délai d’activation, le type de rémunération, le type de marché et les spécificités d’activation de ces derniers. Les différents services possibles sont synthétisés dans le Tableau 4.3.

##### 4.3.2.1 Les mécanismes basés sur la capacité

Dans les mécanismes basés sur la capacité, l’opérateur d’effacement est rémunéré selon la puissance qu’il met à disposition du GRT. Ce dernier doit pouvoir en disposer lorsqu’il l’estime nécessaire ou lors d’une période définie et contractualisée.

- Le réglage fréquence (réserve primaire)

Afin de participer au réglage fréquence dans la réserve primaire, l’opérateur d’effacement doit mobiliser sa capacité contractualisée avec le GRT en moins de 30 secondes, quand ce dernier l’estime nécessaire. Sa mise en place est relativement récente (2014) et les capacités contractualisées sont encore relativement faibles.

- Les réserves rapides et complémentaires (réserve tertiaire)

Ces réserves, dont le rôle est de garantir la disponibilité de capacités flexibles en cas de déséquilibre important sur le réseau. La réserve rapide est composée de 1000 MW activables en moins de 13 minutes et pendant 2 heures, tandis que la réserve complémentaire comprend 500 MW activables en moins de 30

### 4.3. ÉTAT DES LIEUX SUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION EN FRANCE

minutes pendant 1h30. 500 MW d'effacements ont été contractualisés pour les réserves rapides en 2017.

- L'appel d'offre effacement

Depuis 2011, un appel d'offre dédié à l'effacement a été mis en place afin d'accompagner le développement de la filière. Il a lieu chaque année et l'engagement d'un opérateur est vérifié via des activations sur les différents autres mécanismes. C'est naturellement le mécanisme qui contractualise la plus importante capacité d'effacement, à savoir 2,4 GW en 2022.

- Interruptibilité

Ce mécanisme est réservé aux sites industriels de capacités supérieures à 40 MW, dont l'activation doit être quasi instantanée (en moins de 5 secondes) et pendant une durée allant de 15 minutes à 1 heure.

- Le mécanisme de capacité

Afin d'assurer la sécurité d'approvisionnement électrique en France lors des pointes hivernales, les producteurs et gros consommateurs doivent acquérir des garanties visant à montrer qu'ils sont en mesure de couvrir leur consommation en heure de pointe. 1,7 GW de capacité d'effacement a été certifiée en 2017.

#### **4.3.2.2 Les mécanismes en énergie**

Pour les mécanismes en énergie, les opérateurs d'effacement sont rémunérés selon la quantité d'énergie fournie sur les marchés.

- Le mécanisme d'ajustement

Le mécanisme d'ajustement est le mécanisme de marché qui permet à RTE d'équilibrer l'offre et la demande, en sollicitant les producteurs et consommateurs. Le délai d'activation est inférieur à 15 minutes. L'effacement est alors utile au GRT lorsque la consommation est supérieure à la production. Les différents acteurs sont alors mis en compétition et le GRT choisit alors l'offre la moins coûteuse répondant à son besoin.

### 4.3. ÉTAT DES LIEUX SUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION EN FRANCE

- Le mécanisme NEBEF

Le mécanisme NEBEF (notification d'échange de blocs d'effacements) permet aux opérateurs de valoriser des effacements directement sur les marchés de l'énergie. L'acteur vend alors un bloc d'effacement, c'est-à-dire un bloc d'énergie qui ne sera pas consommée par le consommateur effacé, à un autre consommateur.

Il est à noter qu'il est possible pour un opérateur d'effacement de participer à plusieurs mécanismes simultanément. Par exemple, l'opérateur peut percevoir une rémunération de capacité provenant des réserves rapides ou complémentaire ainsi que du mécanisme d'ajustement. De plus, l'appel d'offre effacement est généralement cumulé avec une participation à un autre mécanisme d'équilibrage.

	Mécanisme de valorisation	Acteurs concernés	Description	Délai d'activation	Puissance (France 2017)	Type de rémunération (capacité/énergie)
Fréquence	Réserve Primaire (R1)	Producteurs et consommateurs européens	• Asservissement des moyens de production et d'effacement pour maintenir la fréquence à 50 Hz	< 30 s	~600 MW dont 70 MW d'effacement	Capacité
	Reserve secondaire (R2)	Producteurs français	• Activation automatique après la réserve primaire	< 15 min	500 – 1000 MW	Capacité et énergie
Réserves tertiaires	Mécanisme d'ajustement	Producteurs et consommateurs français	• Reconstitue les réserves primaires et secondaires à la suite de leur déclenchement	< 15 min	12 GWh d'effacement	Energie
	Réserves rapides (RR)	Producteurs et consommateurs français	• Contractualisation de sources flexibles de production et d'effacement via un appel d'offre	13 min	500 MW d'effacement	Capacité
	Réserves complémentaires (RC)	Producteurs et consommateurs français	• Producteurs et consommateurs sont mis en concurrence	30 min	~ 0 MW d'effacement	Capacité
	Appels d'offre effacement	Consommateurs français	• Contractualisation de capacité d'effacement uniquement chaque année	< 2h	750 – 1400 MW d'effacement	Capacité
	Interruptibilité	Consommateurs français	• Activation automatique de capacité d'effacement de gros consommateurs (>40 MW)	< 5 s	1,5 GW d'effacement	Capacité
	NEBEF	Producteurs et consommateurs européens	• Valorisation d'effacement sur le marché énergie	Variable	10,5 GWh	Energie
	Mécanisme de capacité	Consommateurs européens	• Rémunération de capacités d'effacement lors de périodes de pointe	Variable	1,7 GW	Capacité

FIGURE 4.3 – Tableau récapitulant les services disponibles en France pour l'effacement de consommation, d'après [11]

#### 4.3.3 Critères techniques de participation à l'effacement

Dans le cadre d'un effacement diffus, le périmètre d'effacement doit être défini. Ce dernier désigne l'ensemble des consommateurs participant à l'effacement opéré par l'agrégateur d'effacement. Dans la partie précédente, on a pu constater que les critères pour participer à l'effacement diffèrent selon le mécanisme visé. Un des principaux critères est le délai d'activation de l'effacement, pouvant aller de 5 secondes pour l'interruptibilité à 2 heures pour les appels d'offre effacement. L'agrégateur doit

#### 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

garantir qu'il est capable d'effacer la capacité d'effacement contractualisé dans un délai inférieur.

Une autre donnée importante est la capacité minimale et maximale que l'opérateur d'effacement est capable de garantir. En effet, certains mécanismes ne sont accessibles qu'à partir d'une certaine capacité disponible. De plus, des pénalités s'appliquent si l'opérateur n'est pas capable de déployer la capacité minimale contractualisée.

Enfin, la durée d'activation de l'effacement contractualisé doit également être déterminée. Elle est généralement contractualisée par plage de 30 minutes sur une durée totale pouvant atteindre 2 heures [53]. Les plages horaires se situent généralement dans l'intervalle 8h-10h et 18h-20h (effacement de pointe).

#### 4.4 Étude du potentiel de l'infrastructure V2V pour l'effacement de consommation sur le réseau électrique

L'objectif de cette partie est d'étudier le potentiel d'effacement de l'infrastructure V2V précédemment modélisée.

##### 4.4.1 Périmètre d'effacement

Il convient d'abord de déterminer le périmètre d'effacement considéré dans notre cas d'étude. Du fait de la variabilité temporelle importante des demandes en autopartage et en recharge rapide qui surviendraient au niveau des stations V2V, le potentiel d'effacement d'une station prise individuellement serait difficilement prédictible. De plus, la puissance soutirée de chaque station, et donc le potentiel d'effacement est trop faible pour être compétitif.

Ainsi, le périmètre d'effacement choisi regroupe l'ensemble des stations de l'infrastructure V2V. En effet, le foisonnement des appels de puissance réduit l'influence des variabilités temporelles précédemment évoquées. De plus, l'appel de puissance de l'ensemble de ces stations est plus élevé ce qui permettrait de disposer d'une capacité d'effacement plus importante.

##### 4.4.2 Adaptation du cas d'étude pour l'effacement

Il a été vu dans le chapitre 3 que, sans règle de supervision spécifique, l'effacement de consommation dû à la réduction de l'appel de puissance ne se produit pas à l'échelle de l'ensemble des stations.

#### 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

Certaines adaptations doivent donc être effectuées par rapport aux précédents chapitres afin de favoriser l'effacement sur le réseau.

- Plage de disponibilité du V2V

Contrairement au cas d'étude du chapitre précédent, on considère ici que le V2V est disponible uniquement sur une certaine plage horaire. En effet, l'effacement contractualisé auprès du GRT doit être garanti sur une plage horaire donnée. De plus concentrer la disponibilité du V2V sur une certaine plage permet d'amplifier le potentiel d'effacement réalisable. Les VEAs auront alors plus d'énergie disponible pour participer au V2V que s'ils avaient déjà été déchargés plusieurs fois auparavant.

- Hypothèses sur l'infrastructure et sur les flux de puissance

La mise en place de l'infrastructure V2V nécessite d'ajouter aux stations d'autopartage des convertisseurs d'électronique de puissance afin de permettre le transfert de puissance entre les différentes sources. L'ajout de ces convertisseurs représente un investissement supplémentaire, et il serait peu réaliste de considérer que les utiliser sur une plage horaire de quelques heures pour l'effacement permettrait de compenser l'investissement.

Par conséquent, on considère dorénavant qu'en dehors de la plage horaire dédiée au V2V, les stations d'autopartage/V2V sont capables de recharger rapidement un VEP en sollicitant uniquement le réseau électrique (comme des stations rapides classiques). Ainsi, les convertisseurs sont utilisés pour des recharges rapides toute la journée et justifient mieux l'investissement à réaliser. En pratique, cela revient à modifier la définition de  $P_{grid,max}$  comme suit :

$$P_{grid,max} = \frac{-P_{fc}}{\eta_{acdc} \cdot \eta_{dc}} \quad (4.1)$$

Durant la plage horaire V2V, la contribution du réseau et des VEAs est déterminée selon les équations présentées dans le Chapitre 2. Il est à noter qu'il est malgré tout nécessaire de modifier l'architecture des bornes rapides conventionnelles afin de permettre à la fois la recharge rapide depuis le réseau et depuis les VEAs. Par ailleurs, on considèrera dans ce chapitre uniquement les bornes V2V dans l'infrastructure de recharge.

## 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

### 4.4.3 Scénarios considérés pour l'étude de l'effacement

Afin d'étudier le potentiel d'effacement de l'infrastructure V2V, plusieurs scénarios sont proposés. Dans le premier scénario, seul l'autopartage est considéré, et aucune recharge rapide n'a lieu. On détermine alors l'évolution de l'appel de puissance issu de la recharge des VEAs du fait des trajets.

Dans un deuxième scénario, des demandes en recharge rapides sont satisfaites par les stations, mais aucune plage horaire d'effacement n'est considérée. On détermine alors l'appel de puissance de l'ensemble des stations sans effacement.

Enfin dans un troisième scénario, on considère que durant la plage d'effacement, les recharges rapides sont réalisées via le transfert V2V aux stations ou cela est possible (c'est à dire si suffisamment de VEAs sont présents avec un SOC suffisant). On détermine alors l'appel de puissance de l'ensemble des stations et une comparaison avec le deuxième scénario permet de déduire l'effacement réalisé.

Comme évoqué précédemment, le caractère stochastique des demandes en autopartage et en recharge rapide influencent l'appel de puissance des stations et l'effacement réalisable. Par conséquent, 50 simulations des trois scénarios sont effectuées. Les effacements minimaux et maximaux issus de ces simulations sont alors déterminés sur chaque tranche de 30 minutes de la plage d'effacement.

### 4.4.4 Résultats de simulation

Deux plages horaires sont considérées pour l'effacement et seront comparées. La première a lieu entre 8h et 10h et la deuxième se produit entre 18h et 20h, car ce sont les deux périodes où la consommation d'électricité présente généralement un pic, notamment lors de la saison hivernale.

#### 4.4.4.1 Appel de puissance sur le réseau

L'appel de puissance pour les trois scénarios précédents avec 5000 demandes en recharge rapides quotidiennes est présenté en Fig. 4.4. La courbe bleue représente l'appel de puissance agrégé de l'ensemble des bornes dans le premier scénario, la courbe rouge pour le deuxième et la courbe verte pour le troisième. En comparant les courbes des deux premiers scénarios, on constate que, sans V2V, les recharges rapides engendrent un appel de puissance supplémentaire allant de 4.5 à 6 MW sur les deux plages d'effacements.

Cependant, la courbe verte montre que l'activation du V2V sur cette plage permet de réduire

#### 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

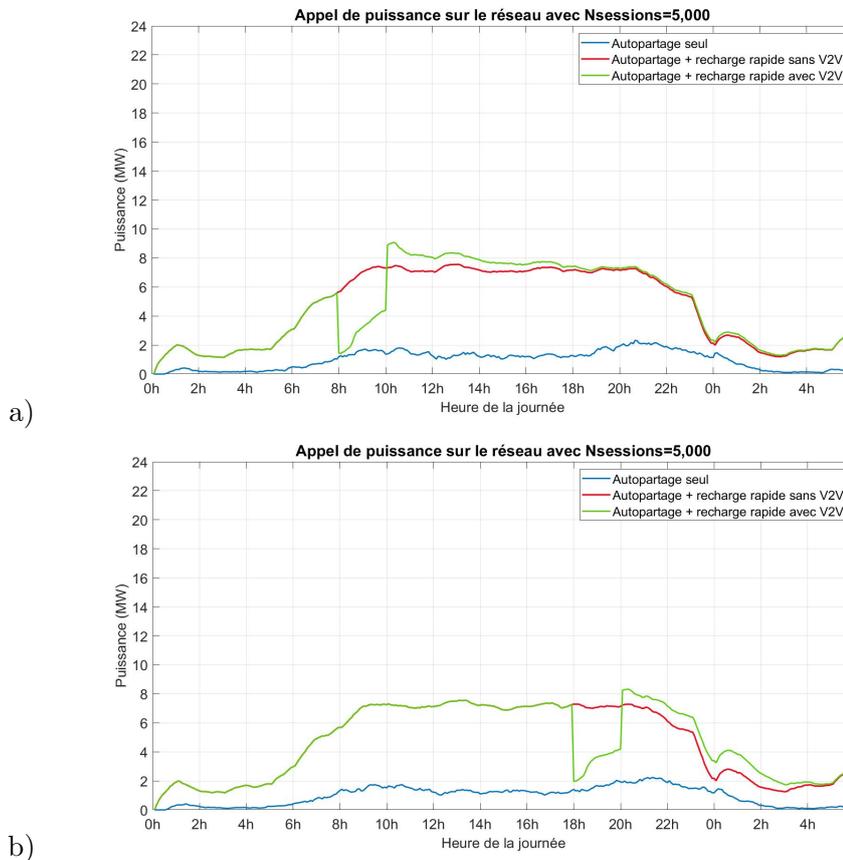


FIGURE 4.4 – Appel de puissance sur le réseau, pour 5000 sessions de recharge rapide effectuées. La courbe bleue correspond au scénario 1, la courbe rouge au scénario 2 et la courbe verte au scénario 3.  
a) Plage d’effacement entre 8h et 10h  
b) Plage d’effacement entre 18h et 20h

considérablement cette augmentation. En effet l’appel de puissance varie entre 250 kW et 3 MW pour la plage d’effacement matinale et entre 500 kW et 2.5 MW pour la plage d’effacement en soirée. L’écart d’amplitude entre ces deux plages s’expliquent par le fait que les VEAs disposent à priori de plus d’énergie pour satisfaire les demandes en recharge rapide en matinée qu’en soirée. En effet, ils ont été rechargés durant la soirée et le nombre de trajets effectués est encore faible à 8h par rapport à 18h.

L’écart entre l’appel de puissance en début et en fin de plage d’effacement s’explique par la diminution de la disponibilité énergétique des VEAs au cours de cette période. En effet, ces derniers ont été déchargés en V2V et doivent être rechargés avant d’avoir un état de charge suffisant pour satisfaire d’autres demandes. Ainsi, la disponibilité des véhicules pour le V2V diminue au cours de la plage

#### 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

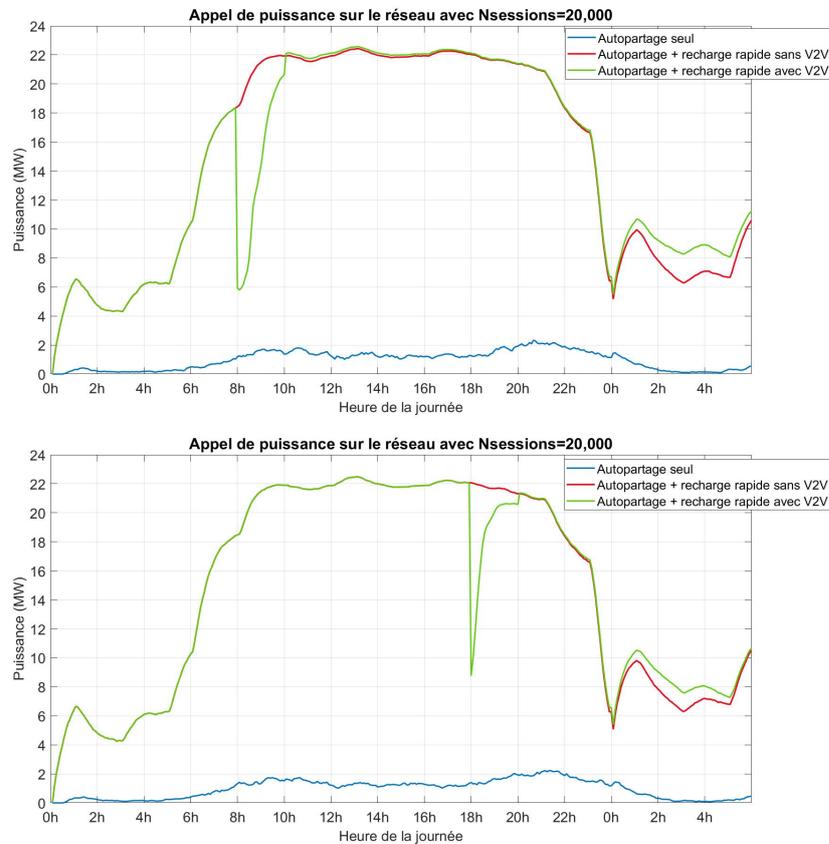


FIGURE 4.5 – Appel de puissance sur le réseau, pour 20000 sessions de recharge rapide effectuées. La courbe bleue correspond au scénario 1, la courbe rouge au scénario 2 et la courbe verte au scénario 3.  
a) Plage d’effacement entre 8h et 10h  
b) Plage d’effacement entre 18h et 20h

d’effacement, il en est donc de même pour l’impact sur l’appel de puissance.

D’autre part, on constate qu’à la suite de la plage d’effacement, l’appel de puissance devient plus important que dans le scénario sans V2V. Les VEAs ayant besoin d’être davantage rechargés que sans V2V, la contribution du réseau augmente afin de satisfaire à la fois les demandes en recharge rapides et la recharge de la flotte. Il y a donc un décalage de la consommation d’énergie de la plage d’effacement vers une plage de temps plus longue, à savoir de 10h à 18h lorsque l’effacement a lieu le matin, et de 20h à 5h lorsque l’effacement a lieu le soir. Ce constat est d’autant plus favorable pour le réseau électrique, car la demande en électricité est plus faible lors de ces périodes de temps.

Afin d’étudier l’influence du nombre de demandes en recharge rapide sur ces résultats, la Fig. 4.5 présente l’appel de puissance sur le réseau dans les trois scénarios pour les deux plages d’effacement,

#### 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

---

avec 20000 demandes. D'une part, on constate que l'écart entre la diminution de l'appel de puissance au début et à la fin de la plage est plus important. En effet, l'augmentation des demandes entraîne un épuisement plus rapide de l'énergie disponible pour le V2V. Ainsi le réseau électrique doit contribuer de plus en plus aux recharges rapides, d'où l'augmentation plus rapide de sa puissance.

D'autre part, le décalage de la consommation d'énergie s'effectue plus tardivement que pour l'étude précédente. Cela s'explique par le fait qu'un nombre important de demandes en recharge rapide doivent être satisfaites par les stations, ce qui laisse peu de temps pour recharger les VEAs. En effet, le calcul des flux de puissance ne permet pas de recharger simultanément les VEAs et un VEP. Ainsi, l'augmentation de consommation se produit lorsque la demande en recharge rapide diminue à savoir en soirée.

##### 4.4.4.2 Effacement réalisés

Les effacements minimum et maximum réalisés sur la plage d'effacement sont présentés en Fig. 4.6. Les courbes bleues correspondent à une plage d'effacement choisie le matin tandis que les courbes rouges correspondent à une plage en soirée. Les courbes en traits pleins correspondent à l'effacement maximum, mesuré sur l'ensemble des simulations, sur chaque demi-heure, tandis que les courbes en traits pointillés correspondent à l'effacement minimum. L'écart-type des résultats d'effacements sur les différentes simulations effectuées est compris entre 4 et 5 %. On observe que, pour une demande en recharge rapide modérée, la plage d'effacement choisie a relativement peu d'importance sur les effacements réalisables. Néanmoins, l'effacement présente moins de variations au cours du temps lorsqu'il est effectué le matin.

Cependant, la choix de la plage horaire a un impact plus marqué sur l'effacement réalisable lorsque le nombre de sessions de recharge rapide augmente. En effet, le choix de la plage 8h-10h plutôt que 18h-20h permet de fournir des effacements de consommation de plus forte amplitude du fait de la disponibilité énergétique plus élevée en début de journée. Par ailleurs, on constate des variations plus importantes de l'effacement réalisable au cours du temps.

Par conséquent, on peut déduire de ces observations que dans le cas d'une demande en recharge modérée, l'infrastructure V2V est capable de garantir une puissance effacée constante sur une plage relativement longue, ici 2,95 MW sur 2 heures. Dans le cas d'une forte demande, la puissance garantie peut être plus élevée mais pendant une durée plus courte, ici 8,95 MW pendant 30 minutes.

#### 4.4. ÉTUDE DU POTENTIEL DE L'INFRASTRUCTURE V2V POUR L'EFFACEMENT DE CONSOMMATION SUR LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE

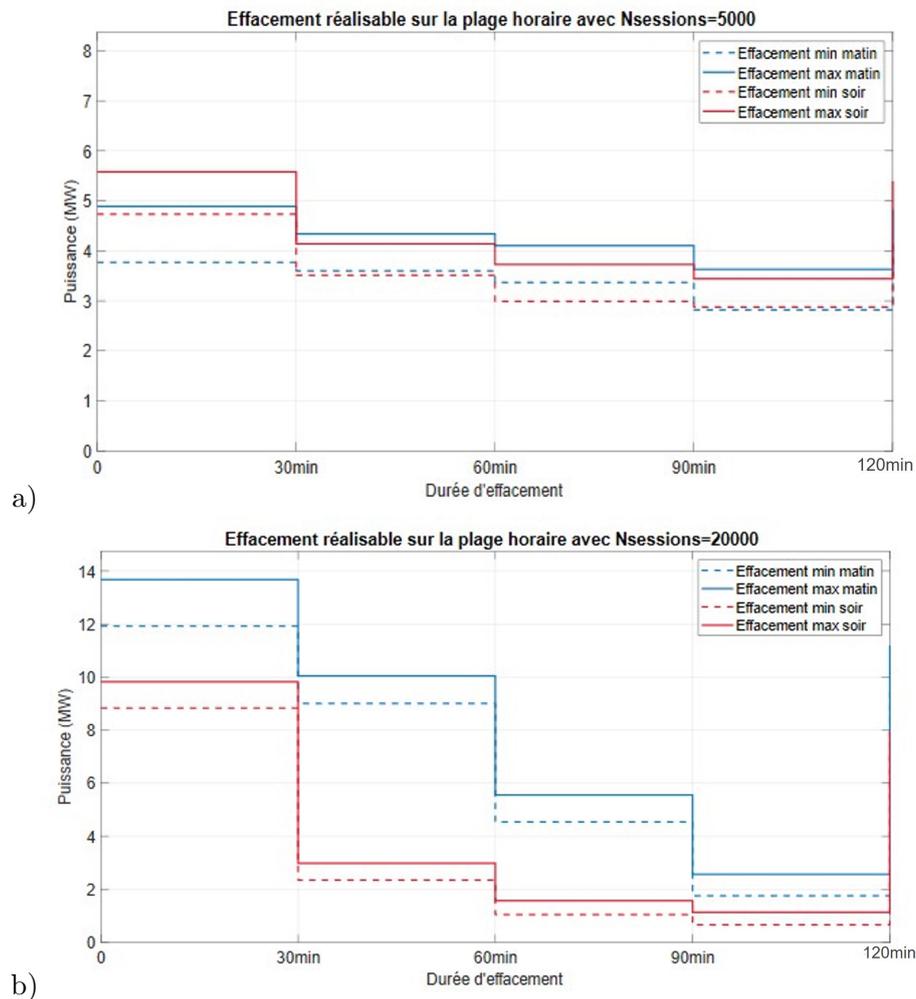


FIGURE 4.6 – Comparaison des effacements réalisés sur la plage horaire 8h-10h (courbes bleues) et 18h-20h (courbes rouges). Traits plein : effacement maximum sur l'ensemble des simulation. Traits pointillés : effacement minimum.

a) 5000 demandes en recharge rapides

b) 20000 demandes en recharge rapide

Concernant le délai d'activation de l'effacement, il dépendra principalement du délai de transmission de la consigne d'effacement de l'agrégateur vers les différentes stations et de la durée de mise à jour de la commande des convertisseurs afin de décharger les VEAs à la puissance souhaitée. On peut estimer que ce délai d'activation sera trop élevé pour participer à la réserve primaire, mais certainement suffisamment court pour participer aux réserves tertiaires, au mécanisme NEBEF, au mécanisme de capacité et à l'appel d'offres effacement.

Par ailleurs l'avantage du V2V en tant que solution d'effacement est la possibilité de s'activer

## 4.5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

sur différentes plages horaires selon les besoins du réseau, ce qui n'est généralement pas le cas avec l'effacement par modulation de process. En effet, les plages horaires pour ces solutions ne peuvent généralement s'effectuer que le soir.

En outre, les résultats proposés dans ce chapitre ne découlent pas d'une supervision des charges des différents véhicules en jeu. Il pourrait être possible d'asservir la puissance soutirée par l'ensemble des stations par rapport à une consigne fournie par le GRT. Ainsi la consigne de puissance globale se traduirait en consigne pour chaque station, au moyen de techniques d'optimisation mixte en nombres entiers par exemple, et en tenant compte de la disponibilité énergétique des différents VEAs.

Cette optimisation pourrait également intégrer le flux bidirectionnel V2G afin d'avoir des degrés de libertés supplémentaires pour atteindre la consigne. Par exemple, si une station dispose de VEAs avec suffisamment d'énergie mais qu'il n'y a aucun VEP prêt à être chargé, les VEAs pourraient fournir la puissance disponible au réseau afin de réduire l'appel de puissance global.

### 4.5 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, l'utilisation du V2V en tant que service de flexibilité pour le réseau électrique a été étudié. Par nature, la réduction de l'appel de puissance pour fournir une recharge rapide laisse entrevoir la possibilité de participer aux mécanismes d'effacement de consommation afin de réduire l'appel de puissance en pointe.

Après avoir effectué un état des lieux de l'effacement en France, des différents mécanismes existants ainsi que des critères techniques pour y participer, le potentiel d'effacement de l'infrastructure V2V modélisée dans les chapitres précédents a été estimé. Cette estimation a nécessité des adaptations de certaines hypothèses de modélisation qui ont été présentées.

Les résultats de l'étude ont montré que le potentiel d'effacement du V2V est fortement corrélé à la demande en recharge rapide. D'une part, le potentiel d'effacement est limité par la disponibilité en énergie des VEAs. Ainsi, la puissance d'effacement disponible diminue rapidement si un nombre trop importants de décharges V2V ont été effectuées, ce qui limite la durée d'effacement disponible.

Il a été observé que la plage horaire sur laquelle l'effacement est proposé a une influence modérée sur la puissance effaçable. Néanmoins, il est possible d'effacer une puissance plus importante le matin, car les VEAs ont pu être rechargés durant la nuit et leur disponibilité en énergie pour le V2V est alors

## 4.5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

plus importante. La flexibilité apportée sur la plage d'effacement est un avantage important du V2V par rapport à d'autres solutions d'effacement existantes car elle donne plus de degrés de libertés au GRT dans sa supervision du réseau.

Par ailleurs, plusieurs études pourraient compléter cette analyse. Tout d'abord, une stratégie de supervision globale des flux de puissance afin de garantir une certaine puissance effacée imposée par le GRT permettrait de fournir encore un degré de liberté supplémentaire dans sa gestion. Cette supervision pourrait notamment intégrer le flux de puissance V2G, afin de ne pas être limité par les demandes en recharge rapide en station pour fournir l'effacement.

De plus, l'effacement de consommation en heure de pointe présente également des perspectives intéressantes pour le réseau de distribution. En effet, bien que la puissance de raccordement soit plus importante que dans l'étude du chapitre précédent, l'intégration de telles stations à des réseaux basse tension pourrait être plus aisée que pour des stations rapides classiques. L'impact sur le plan de tension et sur les pertes pourrait être plus faible si l'appel de puissance est effacée aux heures de pointe avec le V2V.

En outre, une étude du potentiel économique de ce service d'effacement pourrait compléter l'analyse. Cette étude doit notamment inclure l'impact des décharges répétées sur la durée de vie des batteries, ainsi que les investissements supplémentaires à réaliser pour permettre le V2V, notamment au niveau des convertisseurs d'électronique de puissance. Ces derniers dépendent de l'architecture électrique de station choisie, dont la deuxième partie de ce manuscrit fait l'objet.

# Conclusion de la première partie

Les véhicules électriques, bien qu'ils engendrent une augmentation de la consommation d'énergie électrique, apparaissent également comme une opportunité pour le réseau électrique, qui peut tirer profit de leur batterie afin de garantir sa stabilité face à l'apparition de sources de production intermittentes et décentralisées. Parmi les services, le V2V permet de fournir localement l'énergie nécessaire aux véhicules qui en ont besoin, en profitant du surplus d'énergie d'autres véhicules.

Dans cette optique, le recours à une flottes de véhicules parcourant des trajets définis entre des stations, telle que des véhicules en autopartage, se révèle particulièrement intéressant pour le V2V. Le regroupement des véhicules en station permet de bénéficier d'une disponibilité en énergie en puissance importante. Ainsi, l'opérateur de la flotte peut potentiellement proposer une valorisation supplémentaire de ses véhicules lorsqu'ils ne sont pas utilisés pour leur fonction principale.

L'utilisation du V2V afin de fournir un service de recharge rapide laisse entrevoir plusieurs perspectives prometteuses pour le réseau électrique. D'une part, ce transfert peut faciliter le raccordement de bornes rapides en zone urbaine et en réduisant la puissance de raccordement des stations. Le gestionnaire du réseau de distribution peut alors réduire ses investissements en renforcement et extension de réseau, mais également réduire ses pertes d'énergie.

D'autre part, le V2V peut également participer aux mécanismes de flexibilité dont le gestionnaire du réseau de transport dispose. L'activation du flux de puissance V2V sur des plages horaires définies permet une réduction de l'appel de puissance de l'ensemble des stations participant au service. Un agrégateur peut alors proposer un service d'effacement de consommation qui présente l'avantage de proposer différentes plages de disponibilité selon les besoins du GRT.

Il convient d'étudier la faisabilité technique d'un tel transfert de puissance entre véhicule. On peut alors se demander quelle serait l'architecture d'électronique de puissance la plus adaptée en terme de

#### 4.5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

rendement et de coût.

## Deuxième partie

# Étude de l'architecture de conversion pour le transfert V2V



## Chapitre 5

# Conception d'une architecture de conversion pour le transfert V2V

### Contenu

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>130</b>
<b>5.2</b>	<b>Choix d'une architecture pour le transfert V2V</b>	<b>130</b>
5.2.1	Conception d'un cahier des charges pour l'architecture V2V	130
5.2.2	Solutions techniques envisagées pour l'architecture V2V	133
5.2.3	Analyse comparative des solutions proposées	139
<b>5.3</b>	<b>Étude détaillée de l'architecture DC débarquée pour le transfert V2V</b>	<b>142</b>
5.3.1	Présentation générale de la topologie retenue	142
5.3.2	Conception et commande de l'étage PFC	143
5.3.3	Étude du convertisseur DC/DC multi-sources	146
<b>5.4</b>	<b>Validation par simulation du pilotage de l'architecture sélectionnée</b>	<b>169</b>
5.4.1	Description des tests réalisés	169
5.4.2	Ajout de circuits de précharge	170
5.4.3	Résultats et discussion	171
<b>5.5</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>176</b>

---

## 5.1 Introduction

Les précédents chapitres ont permis de mettre en évidence plusieurs perspectives du V2V pour le réseau électrique. Néanmoins il convient de s'interroger sur la faisabilité technique du transfert d'énergie contrôlé entre plusieurs véhicules électriques. Quelle(s) architecture de conversion(s) peut-on mettre en place afin de piloter les transferts de puissance, à la fois dans le mode V2V (i.e. décharge de plusieurs véhicules pour en recharger un autre à forte puissance) et dans le mode G2V (i.e. recharge des véhicules précédemment déchargés depuis le réseau électrique) ?

Dans ce chapitre, les architectures électriques permettant de réaliser ces transferts de puissance seront étudiées. Après avoir établi un cahier des charges, une analyse comparative des solutions techniques répondant aux exigences sera effectuée afin de sélectionner une architecture et une topologie préférentielle. Ensuite, le dimensionnement et la commande des convertisseurs sera étudiée. Enfin, la faisabilité du pilotage des puissances dans différents scénarios sera validée par simulation pour l'architecture retenue.

## 5.2 Choix d'une architecture pour le transfert V2V

Afin d'illustrer le cas d'étude préalable à la comparaison d'architectures, la Fig. 5.1 représente les différents véhicules électriques en jeu et le réseau électrique. On considère une station comprenant  $N$  bornes propres à la recharge et à la décharge des VEAs, et une borne propre à la recharge rapide en V2V. On considère un nombre  $n$  de VEAs présents en station avec  $n \leq N$ . Les bornes sont raccordées au réseau électrique alternatif triphasé, supposé équilibré.

On considère qu'il est possible, mais pas indispensable, que les VEAs possèdent un chargeur embarqué. Ainsi, ils peuvent recevoir et renvoyer un courant alternatif ou continu selon l'architecture choisie. Par contre, la recharge rapide du VEP s'effectue nécessairement en courant continu en se connectant directement aux pins batterie, au moyen d'un connecteur dédié (Chademo ou CCS).

### 5.2.1 Conception d'un cahier des charges pour l'architecture V2V

Afin de déterminer une architecture de conversion d'énergie pour l'infrastructure V2V, un cahier des charges a été établi. Les différentes exigences électriques sont présentées dans le Tableau 5.1. Ce

## 5.2. CHOIX D'UNE ARCHITECTURE POUR LE TRANSFERT V2V

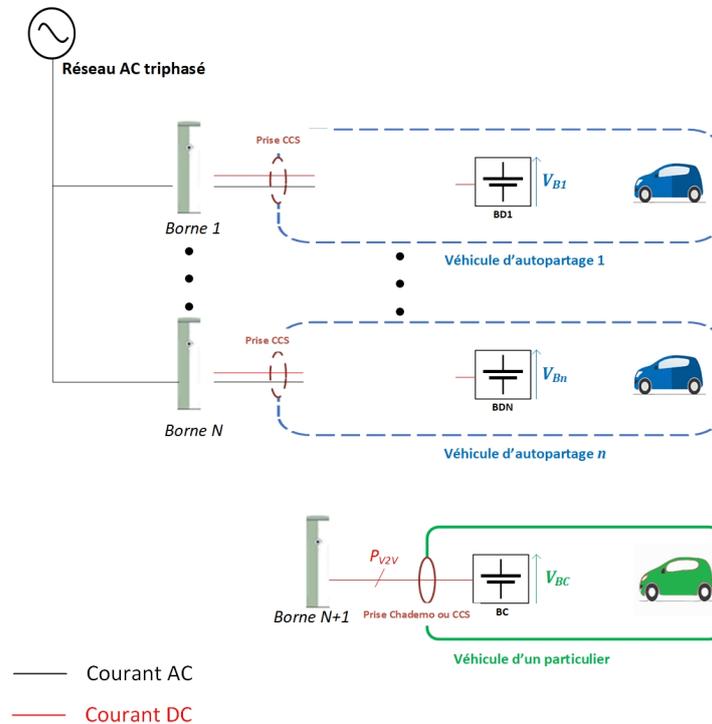


FIGURE 5.1 – Cas d'étude de ce chapitre pour l'analyse comparative des architectures V2V

cahier des charges correspond au cas d'usage des chapitres 2 et 3.

- *REQ\_001 à REQ\_006*

Ces exigences correspondent aux modes de fonctionnement du chargeur présentés dans le chapitre 2. En mode V2V, les VEAs se déchargent afin de recharger le VEP. La puissance fournie au VEP en mode V2V est alors de 50 kW. Celle-ci doit pouvoir être entièrement pourvue par 2 VEAs au minimum sans intervention du réseau. L'utilisation de puissance du réseau pendant cette phase est possible mais non obligatoire.

En mode G2V, les VEAs sont rechargés depuis le réseau. La puissance totale fournie aux VEAs doit être inférieure à la puissance de raccordement de la station, à savoir 36 kVA. Cette puissance correspond au cas d'usage du chapitre 3.

- *REQ\_007*

L'isolation galvanique permet d'éviter la circulation de courants résiduels continus entre les différentes

## 5.2. CHOIX D'UNE ARCHITECTURE POUR LE TRANSFERT V2V

TABLE 5.1 – Cahier des charges pour l'architecture V2V

Exigences	Description
REQ_001	L'architecture doit permettre de fonctionner en mode G2V pour les bornes 1,...N
REQ_002	L'architecture doit permettre de fonctionner en mode V2V des bornes (1,...,N) vers la borne N+1
REQ_003	En mode V2V, l'architecture doit être capable de charger un VEP à la puissance de 50 kW en courant continu
REQ_004	L'architecture doit pouvoir fonctionner avec un réseau alternatif triphasé et un raccordement 36 kVA
REQ_005	En mode V2V, la décharge de deux VEAs doit être suffisante afin de fournir la puissance permettant de satisfaire REQ_003
REQ_006	En mode G2V, l'architecture doit pouvoir charger chaque VEA présent depuis le réseau, à une puissance totale permettant de respecter REQ_004
REQ_007	L'architecture doit assurer l'isolation entre le réseau électrique et les différentes batteries BD1,...,BDN et BC
REQ_008	En mode V2V, l'architecture doit pouvoir fonctionner avec des tensions des batteries BD1,...,BDN allant de 360 à 420 V
REQ_009	En mode V2V, l'architecture doit pouvoir fonctionner avec des tensions de la batterie BC allant de 300 à 420 V
REQ_010	En mode V2V, l'architecture doit assurer une tension de charge comprise entre 95% et 105% de la tension de référence pour la batterie BC
REQ_011	En mode V2V, l'architecture doit assurer un temps de réponse en tension pour la batterie BC $\tau_v < 20$ V/ms
REQ_012_1	En mode V2V, l'architecture doit assurer un écart statique en courant inférieur à 5% par rapport au courant de référence de la batterie BC $I_{ref}$ , si $I_{ref} > 50$ A
REQ_012_2	En mode V2V, l'architecture doit assurer un écart statique en courant inférieur à 2.5 A par rapport au courant de référence de la batterie BC $I_{ref}$ , si $I_{ref} < 50$ A
REQ_013_1	En mode V2V, l'architecture doit assurer une vitesse de variation du courant supérieure à 20 A/s en fonctionnement normal
REQ_013_2	En mode V2V, l'architecture doit assurer une vitesse de variation du courant supérieure à 100 A/s en arrêt normal
REQ_013_3	En mode V2V, l'architecture doit assurer une vitesse de variation du courant supérieure à 200 A/s en arrêt d'urgence

sources continues et avec le réseau (cf chapitre 1).

- *REQ\_008 et REQ\_009*

On considère que les batteries des différents VEAs ont les mêmes caractéristiques. En mode V2V, on

limite la décharge de ces batteries de 100 à 50% de SOC, ce qui correspond à des tensions sur la plage 360-420 V.

Pour le PEV, la batterie est rechargée sur une plage de SOC allant de 20 à 80%, ce qui correspond à une plage 300-420 V. Bien que cette plage de tension est généralement plus réduite, la variabilité des modèles de VEP à charger impose de prendre une plage de tension suffisamment large.

- *REQ\_010 à REQ\_013*

Ces exigences sont issues de la norme IEC 61851-23, qui concerne les exigences relatives aux bornes de recharge à courant continu pour véhicule électrique [54].

### 5.2.2 Solutions techniques envisagées pour l'architecture V2V

Afin de répondre aux exigences précédemment établies, trois architectures ont été identifiées. En réalité, il en existe d'autres mais elles dérivent de celles retenues. Afin de comparer les dimensionnements en convertisseurs nécessaires, les rendements seront pris unitaires par souci de clarté. On appelle  $N_s$  le nombre de stations V2V,  $N_v$  le nombre total de VEAs de la flotte et  $N_b$  le nombre total de bornes.

#### 5.2.2.1 Solution 1 : Architecture AC

La première solution, présentée en Fig. 5.2, passe par le bus alternatif du réseau afin de réaliser le transfert V2V et la recharge G2V des VEAs. Les VEAs sont équipés de chargeurs embarqués bidirectionnels afin de pouvoir renvoyer de la puissance sur le bus alternatif, tandis que la station est équipée d'un chargeur débarqué unidirectionnel afin de fournir un courant continu pour la recharge du VEP. L'isolation galvanique entre les différentes sources est réalisée au moyen des convertisseurs DC/DC des différents chargeurs, qui sont choisis isolés.

Il est également envisageable d'utiliser une architecture dans laquelle les chargeurs des VEAs sont débarqués et installés au niveau de chaque borne  $1, \dots, N$ . Cependant cette solution nécessite un dimensionnement plus important en convertisseurs que l'architecture proposée. En effet, il est nécessaire d'ajouter un chargeur bidirectionnel par borne, contre un chargeur par VEA pour la solution proposée. Or il y a moins de VEA que de bornes dans le cas d'étude (1 VEA pour 2 bornes).

Durant le mode V2V, les chargeurs embarqués sont pilotés en mode V2G tandis que le chargeur

## 5.2. CHOIX D'UNE ARCHITECTURE POUR LE TRANSFERT V2V

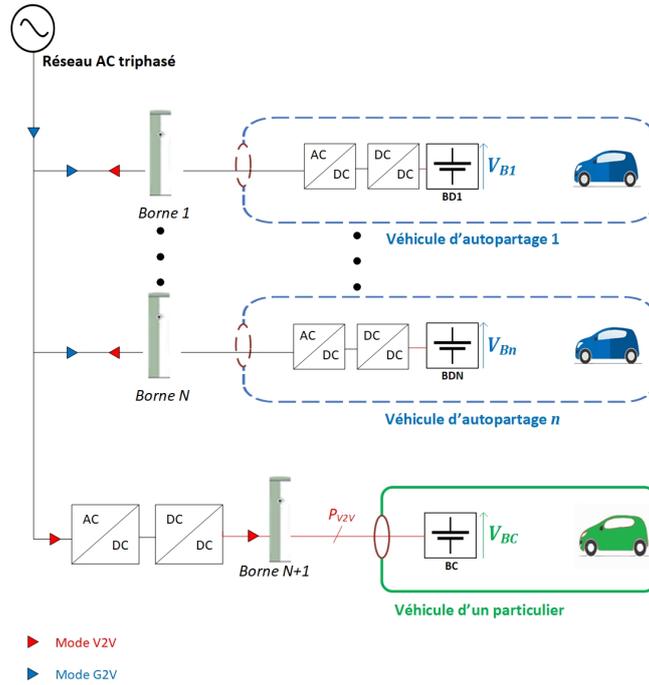


FIGURE 5.2 – Architecture AC pour le transfert V2V

débarqué est contrôlé en mode G2V. Afin que la puissance fournie par le réseau soit nulle, la puissance des différents chargeurs est pilotée via les courants entrant dans ces derniers. Soient  $I_1, \dots, I_n$  et  $\varphi_1, \dots, \varphi_n$  respectivement la valeur efficace de l'amplitude et les déphasages des courants entrants dans les chargeurs embarqués, et  $I_{N+1}$  et  $\varphi_{N+1}$  respectivement la valeur efficace de l'amplitude et le déphasage du courant entrant dans le chargeur débarqué. On a alors

$$I_{N+1} = \sum_{k=1}^n I_k \quad (5.1)$$

$$\varphi_1 = \dots = \varphi_n = \pi + \varphi_{N+1} \quad (5.2)$$

Ainsi, le courant entrant dans le chargeur débarqué est égal à la somme des courants sortants des chargeurs embarqués et la puissance fournie par le réseau est alors nulle. Durant le mode G2V, les chargeurs embarqués sont pilotés de sorte à ce que la somme des puissances entrantes soit inférieure à la puissance souscrite.

Cette architecture présente l'avantage d'être relativement simple à mettre en place. En effet, des chargeurs embarqués bidirectionnels ainsi que des standards pour le mode V2G en AC (notamment la

norme ISO 15118-2) existent et le chargeur débarqué est identique à celui des bornes rapides conventionnelles. Le pilotage des puissances est relativement simple à implémenter, bien qu'il requiert une bonne synchronisation des différents chargeurs.

Néanmoins, cette solution présente également plusieurs limites. D'une part, 4 étages de conversion sont nécessaires entre les batteries déchargeantes et la batterie à charger, ce qui implique un rendement en V2V très réduit. En supposant les rendements des différents convertisseurs AC/DC égaux à  $\eta_{ac/dc}$  et ceux des convertisseurs DC/DC égaux à  $\eta_{dc/dc}$ , le rendement en V2V pour cette architecture, notée  $\eta_1$  serait

$$\eta_1 = \eta_{ac/dc}^2 \cdot \eta_{dc/dc}^2 \quad (5.3)$$

D'autre part, le nombre important de convertisseurs d'électronique de puissance nécessaire pour assurer la fonction V2V impacte les coûts de déploiement d'une telle solution. En effet, les chargeurs embarqués sont dimensionnés afin que deux d'entre eux puissent fournir la puissance nécessaire au V2V, notée  $P_{fc}$ , tandis que le chargeur débarqué est dimensionné pour fournir  $P_{fc}$ . Les coûts en convertisseurs AC/DC et DC/DC pour l'infrastructure V2V globale, notés  $C_{ac/dc,s1}$  et  $C_{dc/dc,s1}$  s'expriment par

$$C_{ac/dc,s1} = C_{ac/dc,embarqué} + C_{ac/dc,débarqué} = (N_v \cdot \frac{P_{fc}}{2} + N_s \cdot P_{fc}) \cdot c_{ac/dc} \quad (5.4)$$

$$C_{dc/dc,s1} = C_{dc/dc,embarqué} + C_{dc/dc,débarqué} = (N_v \cdot \frac{P_{fc}}{2} + N_s \cdot P_{fc}) \cdot c_{dc/dc} \quad (5.5)$$

Avec  $c_{ac/dc}$  et  $c_{dc/dc}$  les coûts unitaires en convertisseurs AC/DC et DC/DC respectivement, supposés indépendant de la topologie choisie et exprimés en €/kW

### 5.2.2.2 Solution 2 : Architecture DC débarquée

La deuxième solution, présentée en Fig. 5.3, utilise un convertisseur DC/DC isolé multi-sources afin d'interconnecter les différentes sources de tension continues. Les VEAs sont rechargés par le même convertisseur et via un convertisseur AC/DC connecté au réseau. Le pilotage des puissances s'effectue via le contrôle du convertisseur multi-sources. Ce dernier assure également l'isolation galvanique des différentes sources en jeu.

## 5.2. CHOIX D'UNE ARCHITECTURE POUR LE TRANSFERT V2V

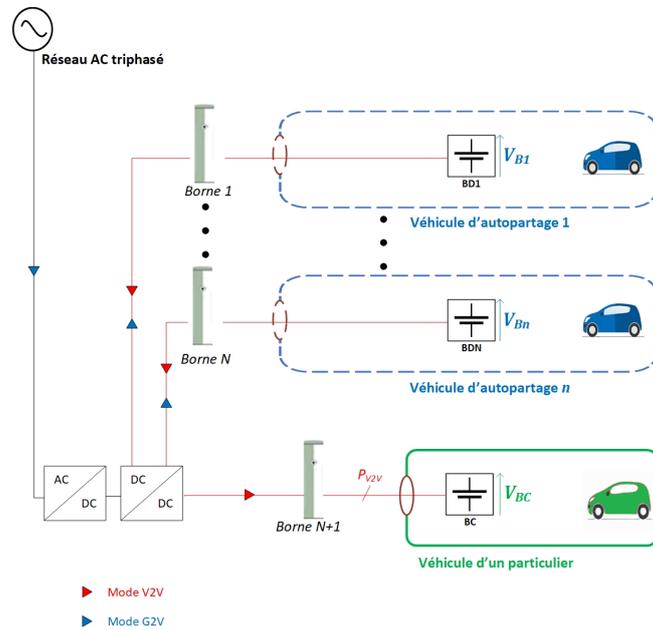


FIGURE 5.3 – Architecture DC débarquée pour le transfert V2V

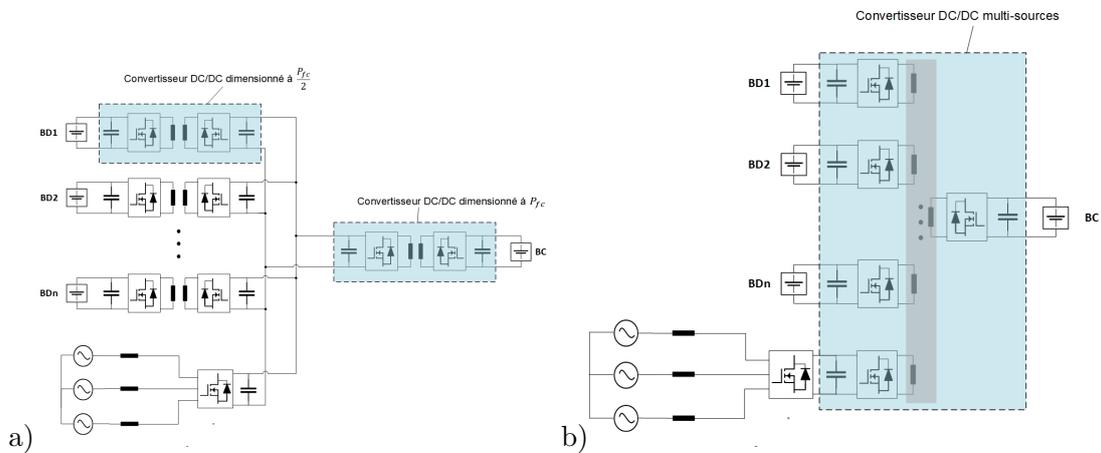


FIGURE 5.4 – a) Architecture débarquée avec convertisseurs DC/DC parallélisés  
b) Architecture débarquée avec convertisseur multi-sources

L'utilisation d'un convertisseur DC/DC multi-sources isolé, communément appelé Multiple Active Bridge (MAB), est pertinente pour le cas d'étude. En effet, il permet un dimensionnement réduit par rapport à la superposition de convertisseur DC/DC pour chaque source. Ce gain en dimensionnement est illustré avec la Fig. 5.4 : le transformateur haute fréquence est commun aux différents bras d'ondeleur, et des ponts sont supprimés par rapport à l'architecture parallèle. Cette réduction permet ainsi de réduire les coûts d'installation et les pertes [55].

Cette solution est employée dans plusieurs applications impliquant un transfert de puissance entre différentes sources continues [56]. A titre d'exemple, dans [57] l'utilisation d'un DC/DC multi-sources à trois ports, appelé Triple Active Bridge (TAB), est employée dans un micro-réseau DC comprenant des panneaux solaires, un stockage stationnaire et le réseau AC. Dans [58], un TAB est employé dans un avion électrique afin d'interconnecter des batteries, le bus DC principal et un circuit très basse tension.

L'architecture DC débarquée nécessite la bidirectionalité en courant continu pour les VEAs à décharger. Celle-ci est déjà possible via le standard CHAdeMO et sera disponible en 2025 pour le standard Combo/CCS [59] [60]. L'implémentation d'une telle architecture nécessite également l'étude du contrôle du convertisseur multi-sources pour cette application.

Contrairement à l'architecture AC, le convertisseur AC/DC est dimensionné pour la recharge des VEAs uniquement. Ainsi le coût en convertisseurs AC/DC à installer, noté  $C_{ac/dc,s2}$ , est

$$C_{ac/dc,s2} = N_s \cdot P_{grid,max} \cdot c_{ac/dc} = N_s \cdot \frac{P_{fc}}{2} \cdot c_{ac/dc} \quad (5.6)$$

Le coût en convertisseurs multi-sources à installer, noté  $C_{ac/dc,s2}$ , est

$$C_{dc/dc,s2} = (N_b \cdot \frac{P_{fc}}{2} + N_s \cdot P_{fc}) \cdot K_{s2} \cdot c_{dc/dc} \quad (5.7)$$

avec  $K_{s2}$  un coefficient qui tient compte de la réduction du dimensionnement par rapport à la parallélisation de DC/DC. La détermination de ce  $K_{s2}$  nécessiterait une étude approfondie des coûts des différents composants du convertisseur : semi-conducteurs, transformateur, éléments passifs, module de commandes, système de refroidissement, alimentation et gate drivers. D'après l'étude de [55], le remplacement de trois convertisseurs DC/DC (soit 6 ponts de semi-conducteurs) en parallèle par un convertisseur QAB (soit 4 ponts) permet un gain de 16% en coût total, ce gain étant principalement porté par la réduction du nombre de semi-conducteurs et composants auxiliaires associés.

On suppose alors que la réduction sur le coût est directement proportionnelle à la réduction du nombre de ponts en jeu. D'après les données précédentes, on a alors

$$K_{s2} = (1 - \frac{N_{simple} - N_{multi}}{2 \cdot N_{simple}}) \quad (5.8)$$

avec  $N_{simple}$  le nombre de ponts dans la configuration avec DC/DC parallélisés et  $N_{multi}$  ceux dans la configuration avec DC/DC multi-sources.

## 5.2. CHOIX D'UNE ARCHITECTURE POUR LE TRANSFERT V2V

Si le cas d'étude comportait des convertisseurs parallélisés, il y aurait un convertisseur DC/DC par borne (cf Fig. 5.4). Chaque DC/DC comportant deux ponts, le nombre de ponts de semi-conducteurs sur l'ensemble des stations serait  $2.(N_b + N_s)$  (à chaque station de  $N$  bornes d'autopartage il y a  $N + 1$  DC/DC). Avec l'utilisation du multi-source, ce nombre devient  $N_b + 2.N_s$  (à chaque station de  $N$  bornes d'autopartage il y a  $N + 2$  ponts) . On alors

$$K_{s2} = 1 - \frac{N_b}{4.(N_b + N_s)} \quad (5.9)$$

On calcule ainsi  $K_{s2} = 0.79$ .

### 5.2.2.3 Solution 3 : Architecture DC embarquée

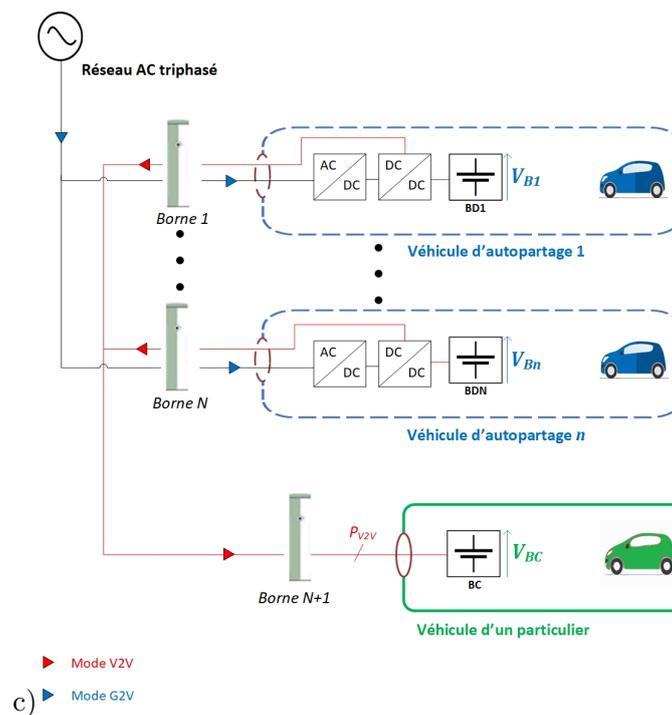


FIGURE 5.5 – Architecture DC embarquée pour le transfert V2V

Dans la troisième architecture, présentée en Fig. 5.5, la puissance transite également en DC en mode V2V. Cependant, les convertisseurs sont embarqués dans les différents VEAs, qui comportent chacun un convertisseur AC/DC et un DC/DC multi-source isolé, de type TAB. Une des sorties du TAB des différents VEAs est relié à un bus DC commun, auquel la batterie du PEV est connectée. Le pilotage des flux de puissance s'effectue via le contrôle simultané des différents chargeurs embarqués.

Cette solution présente l'avantage d'un dimensionnement réduit en convertisseurs par rapport à la deuxième solution. En effet, le dimensionnement de l'électronique de puissance nécessaire s'effectue ici par rapport au nombre de VEAs présents et non par rapport au nombre de bornes. Etant donné que l'infrastructure possède deux fois plus de bornes que de véhicules, ce dimensionnement est donc plus judicieux.

Le convertisseur AC/DC de chaque VEA est dimensionné par rapport à la puissance maximale que peut fournir le réseau à l'ensemble des bornes d'une station, i.e.  $P_{grid,max}$ . La puissance que peut recevoir ce convertisseur en mode G2V est égale au ratio de  $P_{grid,max}$  par le nombre de bornes ou il est chargé. Cette puissance est donc maximale lorsqu'il se charge à la station possédant le moins de bornes, noté  $n_{b,min}$ . Ainsi,

$$C_{ac/dc,s3} = N_v \cdot \frac{P_{grid,max}}{n_{b,min}} \cdot c_{ac/dc} \quad (5.10)$$

$$C_{dc/dc,s3} = N_v \cdot \left( \frac{P_{grid,max}}{n_{b,min}} + \frac{P_{fc}}{2} \right) \cdot K_{s3} \cdot c_{dc/dc} \quad (5.11)$$

avec  $K_{s3} = 0.88$ , en appliquant la même méthode que pour la solution débarquée .

Cette solution présente néanmoins des contraintes. D'une part, elle nécessite une modification avancée des VEAs, car la sortie du DC/DC multi-source est connectée aux pins du connecteur DC d'entrée du véhicule. A l'heure actuelle ou à venir, il n'existe aucun standard permettant le pilotage d'un convertisseur DC/DC interne à un VE.

D'autre part, le pilotage des puissances nécessite la commande simultanée des DC/DC interne à chaque VEAs. Cette commande peut s'avérer complexe en pratique, car les longueurs de lignes reliant les VEAs au bus DC ainsi que les délais de transmission des consignes et réception des mesures peuvent varier d'un VEA à un autre. Son implémentation est donc plus complexe que la solution 2.

### 5.2.3 Analyse comparative des solutions proposées

Les valeurs des paramètres utilisés pour l'étude du dimensionnement sont listés dans le Tableau 5.2. L'application numérique de ces paramètres pour les calculs de dimensionnement est synthétisé dans le Tableau 5.3. On constate que l'architecture DC embarquée est la plus pertinente en terme de convertisseurs à rajouter pour permettre le transfert V2V et la recharge des VEAs.

## 5.2. CHOIX D'UNE ARCHITECTURE POUR LE TRANSFERT V2V

TABLE 5.2 – Paramètre de l'infrastructure dans le cas d'étude considéré

Paramètre	Définition	Valeur
$P_{fc}$	Puissance fournie en V2V aux PEVs	50 kW
$P_{gridmax}$	Puissance maximale soutirée au réseau	25 kW
$N_v$	Nombre de VEAs	1148
$N_s$	Nombre de stations	469
$N_b$	Nombre total de bornes d'autopartage	2396

TABLE 5.3 – Puissance de dimensionnements des convertisseurs selon la solution choisie

Solution	Puissance AC/DC (kW)	Puissance DC/DC (kW)
Architecture AC	52,150	52,150
Architecture DC débarquée	11,725	63,872
Architecture DC embarquée	7,175	31,570

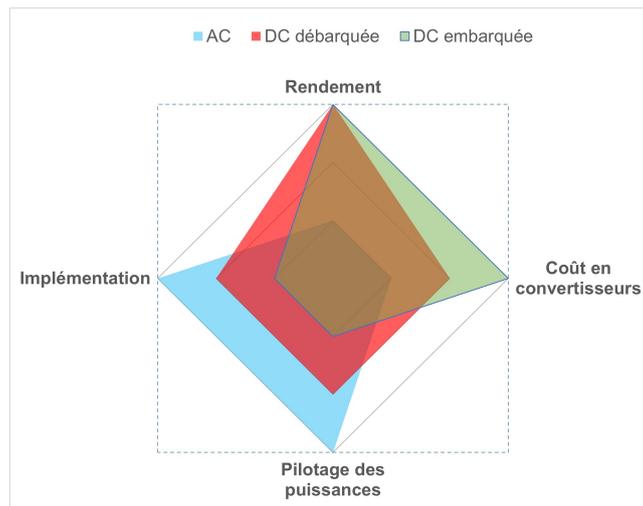


FIGURE 5.6 – Résultats de la comparaison des architectures

Les critères retenus pour l'analyse comparative sont le rendement, le coût en convertisseurs, la simplicité du pilotage des transferts de puissance et la facilité d'implémentation. D'après les avantages et inconvénients des trois architectures présentés dans la partie précédente, la Fig. 5.6 synthétise les atouts et faiblesses de chaque solution.

L'architecture AC, bien que présentant un pilotage relativement simple à implémenter et des standards disponibles ou à venir, est pénalisée par son rendement faible en V2V et son dimensionnement en convertisseur important. L'architecture DC embarquée, à l'inverse, présente un excellent rendement et le meilleur coût en convertisseurs, du fait du dimensionnement par rapport aux véhicules de la flotte

et à l'utilisation de DC/DC multi-sources. Néanmoins, le pilotage simultané des convertisseurs ainsi que l'intégration dans les véhicules, non conforme à des standards en vigueur ou à venir, rendent son implémentation plus complexe.

Finalement, l'architecture DC débarquée semble être le meilleur compromis entre les deux solutions précédentes. Son rendement est équivalent à celui de l'architecture DC embarquée et bien que son dimensionnement en convertisseurs soit plus élevé, il est globalement réduit par rapport à l'architecture AC. Son intégration ne soulève pas de contrainte majeure et peut se conformer à des standards en vigueur ou à venir. Enfin, le pilotage des puissances nécessite une étude détaillée mais a déjà été abordé dans l'état de l'art pour d'autres applications.

En définitive, bien que l'architecture DC embarquée semble être la plus prometteuse à un horizon plus lointain en raison de son dimensionnement réduit, l'architecture DC débarquée semble plus adaptée à des applications à moyen terme. Néanmoins, le dimensionnement l'étude d'un convertisseur DC/DC multi-sources et de son contrôle est nécessaire dans les deux solutions. C'est pourquoi la suite de ce chapitre portera sur le dimensionnement et la commande du DC/DC multi-sources dans le cadre de l'architecture DC débarquée.

## 5.3 Étude détaillée de l'architecture DC débarquée pour le transfert V2V

### 5.3.1 Présentation générale de la topologie retenue

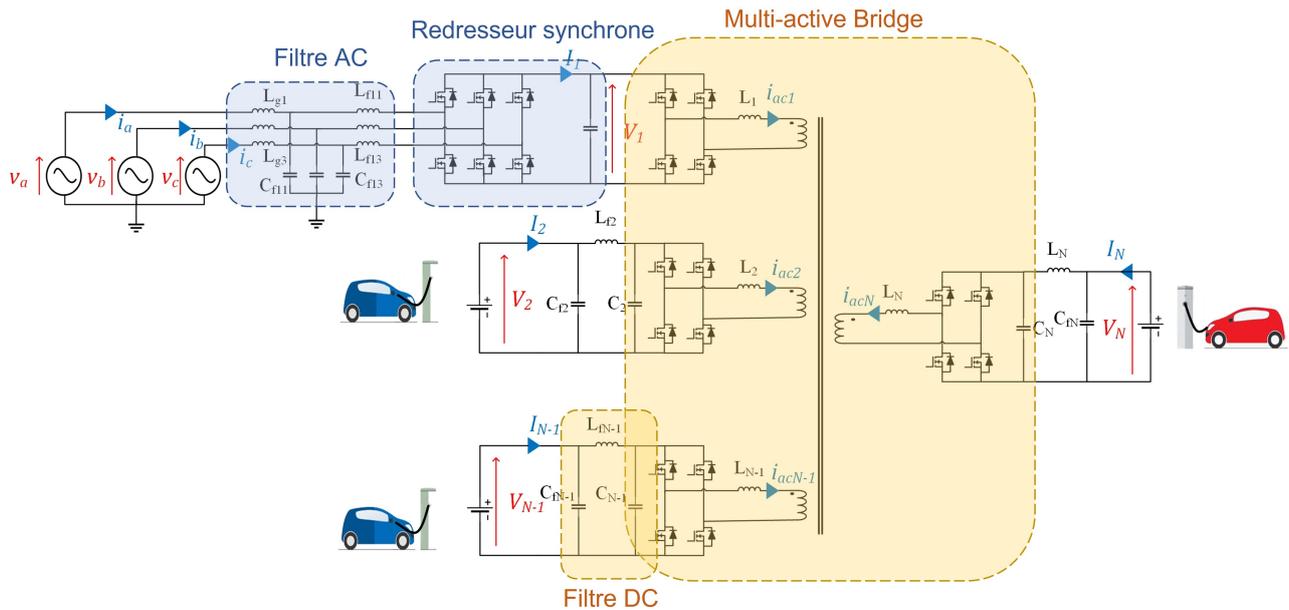


FIGURE 5.7 – Diagramme détaillée de la topologie utilisée pour l'architecture débarquée

Le circuit détaillé de l'architecture DC débarquée étudiée dans cette partie est présentée en Fig. 5.7. Elle est constituée des éléments suivants :

- *Filtre d'entrée AC (PFC)*

Il permet de filtrer les harmoniques présentes sur le réseau triphasé, notamment engendrées par les commutations du redresseur synchrone.

- *Redresseur synchrone triphasé (PFC)*

Il permet de convertir la tension triphasée alternative en tension continue réglable via sa commande. De plus la topologie retenue, de type Voltage Source Converter (VSC) permet d'effectuer un contrôle de la puissance réactive entrante afin de minimiser l'impact engendré par la connexion du chargeur au réseau. En outre, cette topologie est bidirectionnelle, ce qui permet d'ajouter le scénario Vehicle-to-grid dans le pilotage des flux de puissances.

- *DC/DC multi-sources*

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

Il permet d'interfacer les différentes tensions des batteries et du bus DC du réseau. De plus, son pilotage permet de contrôler les flux de puissance active des sources dans les différents modes de fonctionnement du chargeur.

- *Filtre DC*

Il permet de filtrer les harmoniques provoquées par la commutation à haute fréquence des ponts du convertisseur DC/DC, afin que le courant et les tensions des batteries possèdent une ondulation suffisamment faible.

#### 5.3.2 Conception et commande de l'étage PFC

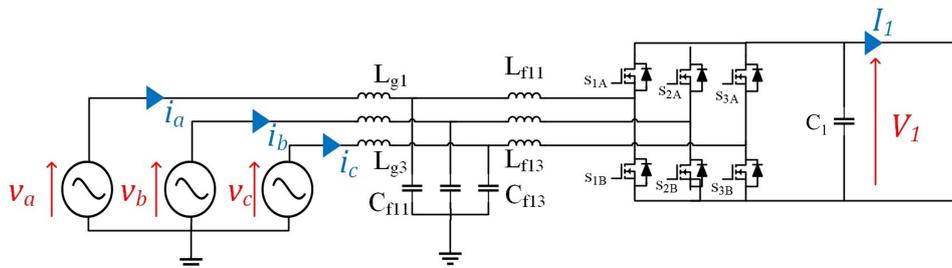


FIGURE 5.8 – Schéma de l'étage PFC

La fonction du PFC est de convertir la tension alternative du réseau en tension continue réglable en entrée du convertisseur multi-sources et d'autre part d'assurer un facteur de puissance le plus élevé possible, afin de limiter les perturbations engendrées par le chargeur V2V sur le réseau.

L'étage PFC est représenté en Fig. 5.8. Il est constitué d'un filtre d'entrée et du redresseur synchrone. Le filtre d'entrée est nécessaire afin de filtrer les harmoniques de tension et de courant générées par les commutations des transistors du redresseur synchrone. La commande du redresseur synchrone permet quand à elle d'ajuster le déphasage entre la tension et le courant côté réseau et ainsi d'ajuster la puissance réactive. D'autre part, elle permet de piloter la tension continue en sortie du convertisseur.

#### 5.3.2.1 Dimensionnement des éléments passifs

Afin de dimensionner le filtre côté alternatif et le condensateur côté continu, la procédure détaillée dans [61] et [62] est utilisée.

- *Condensateur côté continu  $C_1$*

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

---

Le condensateur  $C_1$  doit être capable de maintenir une ondulation de tension dans les limites imposées. De plus il doit être capable de maintenir la tension lorsque la puissance de sortie varie. Si on appelle  $\Delta P_{1max}$  la variation maximale de la puissance de sortie et  $T_r$  le temps de réponse du contrôle de la tension, l'énergie échangée par  $C_1$ , notée  $\Delta W_1$

$$\Delta W_1 = \frac{\Delta P_{1max} T_r}{2} \quad (5.12)$$

On peut alors déduire la variation de la tension  $V_1$ , notée  $\Delta V_1$

$$\Delta V_1 = \frac{\Delta W_1}{C_1 V_1} \quad (5.13)$$

Si l'ondulation de tension maximale autorisée est  $\Delta V_{1max}$  la valeur de  $C_1$  peut alors être déterminée

$$C_1 \geq \frac{T_r \Delta P_{1max}}{2 V_1 \Delta V_{1max}} \quad (5.14)$$

- *Condensateurs côté alternatif  $C_{fi}$*

Les condensateurs  $C_{fi}$  sont dimensionnés afin de supporter une variation de  $x = 5\%$  du facteur de puissance côté réseau

$$C_{fmax} = \frac{x S_{1nom}}{2\pi f_g U_n^2} \quad (5.15)$$

avec  $S_{1nom}$  la puissance apparente nominale côté réseau,  $f_g$  et  $U_n$  respectivement la fréquence et tension efficace d'une phase du réseau.

- *Inductances côté réseau  $L_{gi}$  et côté redresseur  $L_{f1i}$*

Les inductances côté redresseur sont dimensionnées de telles sorte à maintenir l'ondulation de courant en entrée  $\Delta i_g$  à 5% de la valeur nominale.

$$L_{f1i} = \frac{V_{1nom}}{16 f_g \Delta i_g} \quad (5.16)$$

Les harmoniques générées sur la tension et le courant du réseau dépendent principalement de la technique de modulation choisie et des paramètres du filtre LCL. La fréquence de résonance du filtre doit être choisie de sorte à éviter la résonance à la fréquence de commutation ainsi que d'assurer la stabilité du contrôle du redresseur synchrone. Il a été montré dans [63] que la plage admissible pour la fréquence de résonance est

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

$$\frac{f_{vsc}}{4} < f_{res} < \frac{f_{vsc}}{2} \quad (5.17)$$

avec  $f_{vsc}$  la fréquence de commutation du redresseur synchrone et  $f_{res}$  la fréquence de résonance donnée par

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{f1i} + L_g}{L_g L_{f1i} C_{f1i}}} \quad (5.18)$$

On peut alors déterminer une valeur d'inductance  $L_g$  permettant de rester dans cette plage.

#### 5.3.2.2 Commande du redresseur synchrone

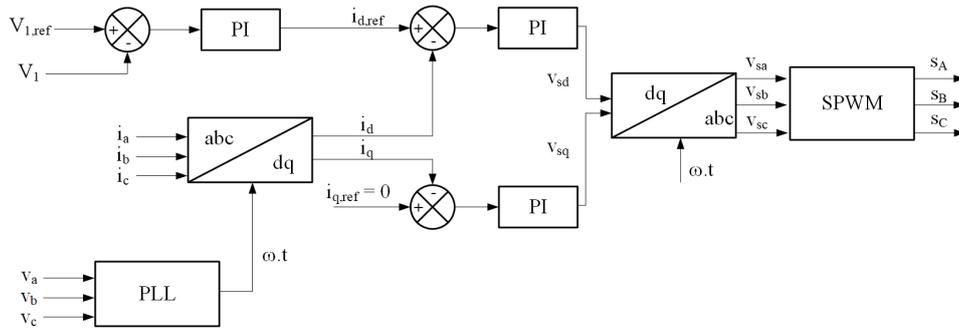


FIGURE 5.9 – Stratégie de commande VOC du redresseur synchrone

Il existe différentes stratégies de commande pour le redresseur synchrone. Ces dernières ont été comparées dans [64]. La méthode dite "voltage oriented control" (VOC) est choisie car les PWMs opèrent à fréquence fixe, ce qui facilite le dimensionnement précédemment présenté.

La stratégie de contrôle VOC est présentée en Fig. 5.9. Il existe deux boucles : une boucle externe commande la tension de sortie par rapport à la référence choisie, tandis qu'une boucle interne, de dynamique plus rapide, règle le déphasage entre la tension et le courant des phases.

Tout d'abord les courants des phases sont transposés dans le plan  $dq$  et nécessite la pulsation du réseau, qui est obtenue grâce à une boucle à verouillage de phase (PLL) sur les tensions des phases. Ces courants  $i_d$  et  $i_q$  sont ajustés par rapport à des références  $i_{d,ref}$  et  $i_{q,ref}$ , à l'aide de correcteurs PI.

La référence  $i_{d,ref}$  est issue de la régulation de la tension de sortie, tandis que  $i_{q,ref}$  est issue de la référence de puissance réactive choisie. Elle est donc fixée à zéro afin d'assurer un facteur de puissance

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

unitaire. Les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  issues de ce contrôle sont transposées dans le plan  $abc$  afin d'obtenir les signaux de référence des PWMs. Ces références sont alors comparées avec un signal triangulaire afin d'obtenir les commandes des différents transistors du redresseur synchrone.

Il est à noter que la tension de sortie du redresseur synchrone possède une valeur minimale définie par

$$V_{1min} = 2\sqrt{2}U_n \quad (5.19)$$

avec  $U_n$  la tension efficace d'une phase du réseau.

#### 5.3.3 Étude du convertisseur DC/DC multi-sources

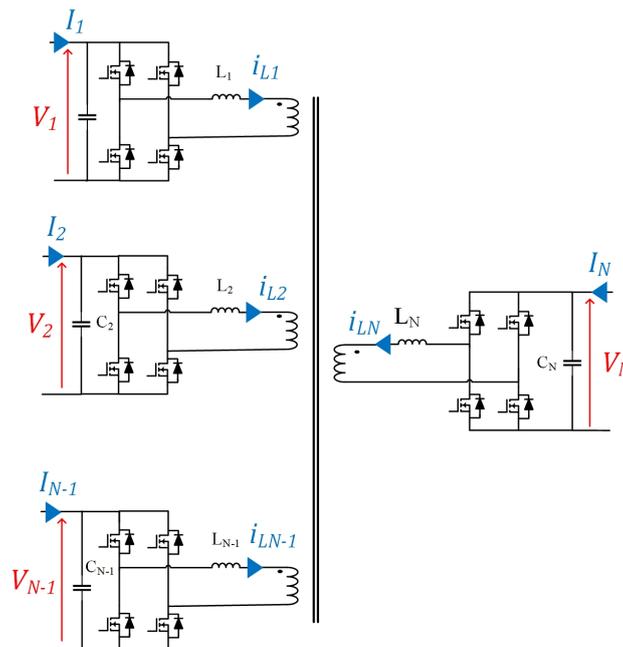


FIGURE 5.10 – Diagramme détaillée de la topologie utilisée pour l'architecture débarquée

La Fig. 5.10 présente le convertisseur MAB dans le cas d'étude de ce chapitre. Ce convertisseur est une extension du DAB et est constitué de  $N$  onduleurs, de  $N$  inductances, d'un transformateur à  $N$  enroulements dimensionné pour la haute fréquence et de condensateur réalisant le filtrage de la tension de sortie.

Ce convertisseur présente plusieurs avantages par rapport à d'autres topologies. Tout d'abord, à l'image du DAB, il est adapté à la forte puissance. De plus, l'isolation galvanique procurée par le

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

transformateur permet une sécurité supplémentaire en cas de court circuit au niveau d'un des bus continus. Elle permet également de filtrer les courants résiduels continus qui pourraient apparaître lors d'un dysfonctionnement du chargeur.

Par ailleurs, la topologie est bidirectionnelle, ce qui permet un pilotage des puissances dans plusieurs modes de fonctionnement : des VEAs vers le VEP (mode V2V), du réseau vers les VEAs (mode G2V) et des VEAs vers le réseau (V2G). Le nombre important de degrés de libertés est prometteur dans le cadre de stratégies de supervision énergétique pour la fourniture de services au réseau, qui a été abordé dans les précédents chapitres.

Enfin, il est possible de travailler en commutation douce en tension, sous certaines condition de commande. Il existe également un nombre important de degrés de liberté sur cette commande, en jouant notamment sur les rapports cycliques des deux ponts et sur les déphasages entre ces derniers.

#### 5.3.3.1 Principe de fonctionnement

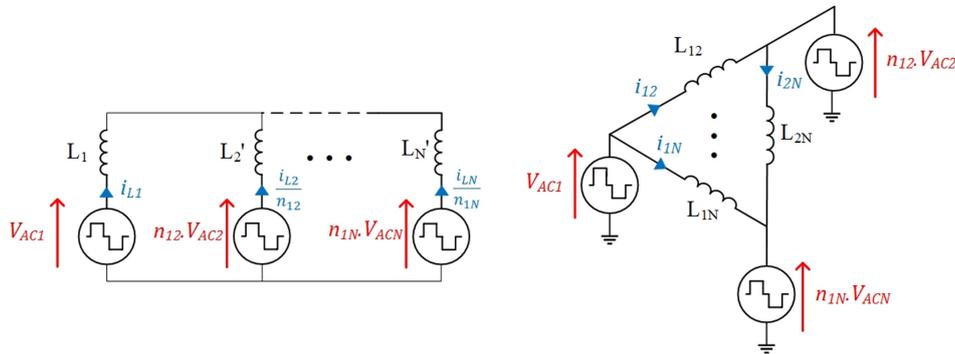


FIGURE 5.11 – Schémas équivalents du MAB ramené à la source 1

- a) Schéma équivalent en étoile
- b) Schéma équivalent en triangle

Dans un premier temps, on considère des filtres capacitifs de grande valeur et des commutations instantanées sans perte. Chaque pont  $i \in \{1, \dots, N\}$  peut être vu comme une source de tension créneau de fréquence fixe dont l'ouverture est déterminée par le rapport cyclique, noté  $D_i$ , et le déphasage, noté  $\varphi_i$  en prenant le pont 1 comme référence, des signaux de commande. On obtient alors trois niveaux de tension  $[-V_i; 0; V_i]$  en sortie du pont complet  $i$ .

Il est alors possible de se ramener au schéma équivalent proposé en Fig. 5.11 gauche. On définit les rapports du nombre de spires  $n_{ij}$  entre les sources  $i$  et  $j$  par

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

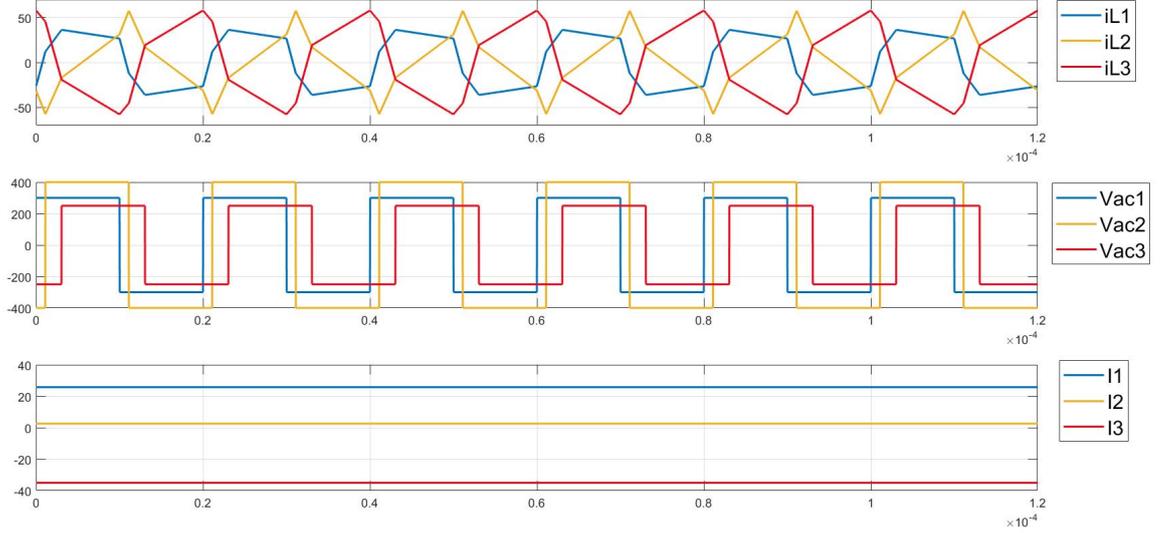


FIGURE 5.12 – Formes d’onde des courants circulants dans les inductances (haut), des tensions commutées (milieu) et des courants fournis par les sources (bas), dans le cas de  $N = 3$ ,  $f = 50kHz$ ,  $\varphi_{12} = 20^\circ$ ,  $\varphi_{13} = 55^\circ$ ,  $V_1 = 300 V$ ,  $V_2 = 400 V$ ,  $V_3 = 250 V$ ,  $L_1 = L_2 = L_3 = 12\mu H$  et  $n_{12} = n_{13} = n_{23} = 1$

$$n_{ij} = \frac{N_i}{N_j} \quad (5.20)$$

avec  $N_i, N_j$  le nombre de spires des enroulements  $i$  et  $j$ . L’inductance d’une source  $i$  ramenée à l’enroulement 1 se calculent par

$$L'_i = n_{1i}^2 \cdot L_i \quad (5.21)$$

On peut alors calculer les inductances équivalentes entre deux sources  $i$  et  $j$ , notée  $L_{ij}$  par

$$L_{ij} = L'_i \cdot L'_j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{1}{L'_k} \quad (5.22)$$

Afin de déterminer les courants traversant les inductances, il est possible de se ramener au schéma équivalent de la Fig. 5.11 droite. Pour clarifier le fonctionnement du convertisseur, on se placera en fonctionnement pleine onde, à savoir  $D_1 = \dots = D_i = \dots = D_N = 0.5$ . D’après le schéma équivalent précédent le courant fictif  $i_{ij}$  obéit à l’équation

$$L_{ij} \frac{di_{ij}}{dt} = n_{1i} \cdot V_{ACi} - n_{1j} \cdot V_{ACj} \quad (5.23)$$

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

---

On peut alors en déduire l'expression de ce courant au cours du temps. Par souci de clarté, on choisit  $i$  et  $j$  de sorte à ce que  $\varphi_i \leq \varphi_j$ , et on définit  $\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i$ . On obtient

$$i_{ij}(t) = \begin{cases} \frac{n_{1i}V_i + n_{1j}V_j}{L_{ij}} \left(t - \frac{\varphi_i}{2\pi f}\right) - \frac{n_{1j}V_j(2|\varphi_{ij}| - \pi) + \pi n_{1i}V_i}{4\pi L_{ij}f}, & \text{si } \frac{\varphi_i}{2\pi f} < t \leq \frac{\varphi_j}{2\pi f} \\ \frac{n_{1i}V_i - n_{1j}V_j}{L_{ij}} \left(t - \frac{\varphi_i + \varphi_j}{2\pi f}\right) + \frac{n_{1i}V_i(2|\varphi_{ij}| - \pi) + \pi n_{1j}V_j}{4\pi L_{ij}f}, & \text{si } \frac{\varphi_j}{2\pi f} < t \leq \frac{\varphi_i}{2\pi f} + \frac{1}{2f} \\ \frac{-n_{1i}V_i - n_{1j}V_j}{L_{ij}} \left(t - \frac{\varphi_i}{2\pi f} - \frac{1}{2f}\right) + \frac{n_{1j}V_j(2|\varphi_{ij}| - \pi) + \pi n_{1i}V_i}{4\pi L_{ij}f}, & \text{si } \frac{\varphi_i}{2\pi f} + \frac{1}{2f} < t \leq \frac{1}{2f} + \frac{\varphi_j}{2\pi f} \\ \frac{-n_{1i}V_i + n_{1j}V_j}{L_{ij}} \left(t - \frac{1}{2f} - \frac{\varphi_i + \varphi_j}{2\pi f}\right) - \frac{n_{1i}V_i(2|\varphi_{ij}| - \pi) + \pi n_{1j}V_j}{4\pi L_{ij}f}, & \text{si } \frac{\varphi_j}{2\pi f} + \frac{1}{2f} < t \leq \frac{\varphi_i}{2\pi f} + \frac{1}{f} \end{cases} \quad (5.24)$$

Le courant circulant dans l'inductance  $L_i$  peut alors être déterminé.

$$i_{L_i}(t) = n_{1i} \sum_{j \in \{1 \dots N\} j \neq i} i_{ij}(t) \quad (5.25)$$

Le courant entrant sur le pont  $i_{i,red}(t)$  puis le courant  $I_i$  (qui n'est autre que la moyenne du courant entrant sur le pont car filtré par le condensateur) peuvent finalement être calculés

$$i_{i,red}(t) = \begin{cases} i_{L_i}(t) & \text{si } 0 < t \leq \frac{\varphi_i}{2\pi f} \\ -i_{L_i}(t), & \text{si } \frac{\varphi_i}{2\pi f} < t \leq \frac{1}{2f} \\ -i_{L_i}(t), & \text{si } \frac{1}{2f} < t \leq \frac{1}{2f} + \frac{\varphi_i}{2\pi f} \\ i_{L_i}(t), & \text{si } \frac{1}{2f} + \frac{\varphi_i}{2\pi f} < t \leq \frac{1}{f} \end{cases} \quad (5.26)$$

$$I_i = \frac{1}{T} \int_0^T i_{i,red}(t) dt \quad (5.27)$$

La puissance moyenne entre deux sources  $i$  et  $j$ , notée  $P_{ij}$ , est donnée par

$$P_{ij} = \frac{n_{1i} \cdot n_{1j} V_i V_j}{2\pi f_s L_{ij}} \varphi_{ij} \left(1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi}\right) \quad (5.28)$$

avec  $\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i$ . La puissance fournie par chaque source  $i$ , notée  $P_i$  peut alors être déduite.

$$P_i = \sum_{j \in \{1 \dots N\} j \neq i} P_{ij} = \sum_{j \in \{1 \dots N\} j \neq i} \frac{n_{1i} \cdot n_{1j} V_i V_j}{2\pi f_s L_{ij}} \varphi_{ij} \left(1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi}\right) \quad (5.29)$$

Ainsi, le pilotage des puissances des sources s'effectue directement par le contrôle des différents déphasages des signaux de commande des ponts. La Fig. 5.12 montre les formes d'ondes des courants

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

et tensions côté alternatif et continu, dans le cas de 3 sources. On constate que les courants circulant dans les inductances ont une forme trapézoïdale, caractéristique de ce type de convertisseur.

L'avantage de ce convertisseur est la relative simplicité de sa commande. En effet, le pilotage des puissances peut s'effectuer directement en contrôlant les déphasages des signaux de commande des ponts. Cependant, la relation liant les déphasages aux puissances des sources est non-linéaire. Une linéarisation de ces équations autour d'un point de fonctionnement sera alors nécessaire. De plus, les équations sont couplées, et il sera donc nécessaire de les découpler afin que le déphasage du signal de commande d'une source contrôle directement sa puissance.

#### 5.3.3.2 Modes de fonctionnement du chargeur

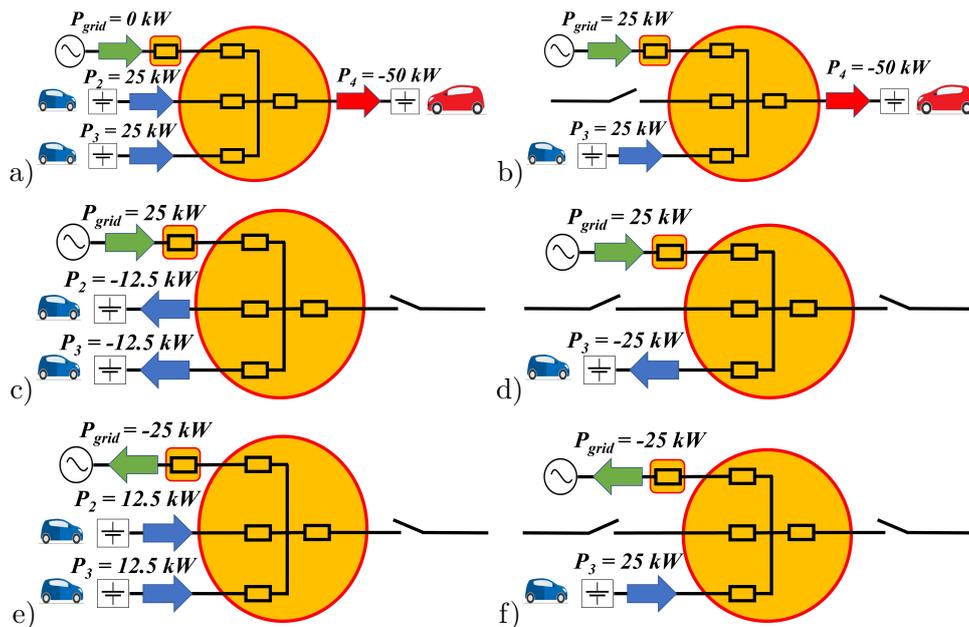


FIGURE 5.13 – Digramme représentant les flux de puissance dans les différents mode de fonctionnement du chargeur. a) mode V2V-4S. b) mode V2V-3S. c) mode G2V-3S. d) mode G2V-2S. e) mode V2G-3S. f) mode V2G-2S

Afin de dimensionner le convertisseur MAB dans le cas d'étude de cette thèse, les différents modes de fonctionnement du chargeur doivent être définis, ainsi que les points de fonctionnement étudiés. On se placera dans le cas de  $N = 4$ , c'est à dire que 2 VEAs sont présents en station au maximum. Les méthodes utilisées pour le dimensionnement et le contrôle pourront néanmoins être généralisées à un nombre supérieur.

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

TABLE 5.4 – Contraintes en puissance et en tension sur le convertisseur DC/DC

Paramètre	Définition	Valeur min.	Valeur max.
$P_1$	Puissance du réseau (côté DC)	- 27.5 kW	27.5 kW
$P_2$	Puissance du VEA 1	-25 kW	25 kW
$P_3$	Puissance du VEA 2	- 25 kW	25 kW
$P_4$	Puissance du PEV	0 kW	50 kW
$V_1$	Tension du réseau (côté DC)	650 V	840 V
$V_2$	Tension du VEA 1 (mode V2V)	360 V	420 V
$V_3$	Tension du VEA 2 (mode V2V)	360 V	420 V
$V_4$	Tension du PEV	300 V	420 V

Les différents modes de fonctionnement du chargeur sont présentés en Fig. 5.13. Par souci de compréhension, des rendements unitaires sont considérés.

- Mode V2V

Dans le mode V2V, les VEAs fournissent la puissance au PEV à charger. Dans un premier cas, 2 VEAs fournissent la puissance de 50 kW au PEV (mode  $V2V-4S$ ). Dans un deuxième cas, il n'y a qu'un VEA présent (mode  $V2V-3S$ ) et le réseau fournit le complément de puissance.

- Mode G2V

Dans le mode G2V, les VEAs sont chargés par le réseau. Dans un premier cas, deux VEAs sont chargés à la même puissance, pour une puissance totale de 25 kW (mode  $G2V-3S$ ). Dans le deuxième cas, un seul véhicule se recharge à 25 kW depuis le réseau (mode  $G2V-2S$ ).

- Mode V2G

Ce mode permet de valider que cette architecture permet également de fournir de la puissance au réseau à une puissance contrôlable. Les flux de puissance sont les opposés à ceux du mode G2V (modes  $V2G-3S$  et  $V2G-2S$ ).

Les contraintes minimales et maximales en puissance et en tension sont résumées dans le Tableau 5.4. Elles suivent les exigences du cahier des charges, les modes de fonctionnement décrits précédemment ainsi que le dimensionnement du PFC en ce qui concerne la tension du réseau.

#### 5.3.3.3 Dimensionnement des éléments passifs

- Rapports du nombre de spires  $n_{1i}$

Les rapports du nombre de spires  $n_{1i}$  est ajusté au plus proche du rapport des tensions  $\frac{V_1}{V_j}$  de sorte à ce

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

que les courants  $i_{ij}$  aient la forme d'onde la plus proche du carré, ce qui correspond à un transfert de puissance active uniquement. Les tensions  $V_1$  et  $V_i$  variant sur des plages  $[V_{1min}, V_{1max}]$  et  $[V_{imin}, V_{imax}]$  respectivement, on choisit alors

$$n_{1i} = \left\lfloor \frac{V_{1median}}{V_{imedian}} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{V_{1min} + V_{1max}}{V_{imin} + V_{imax}} \right\rfloor \quad (5.30)$$

- Inductances de transfert  $L_i$

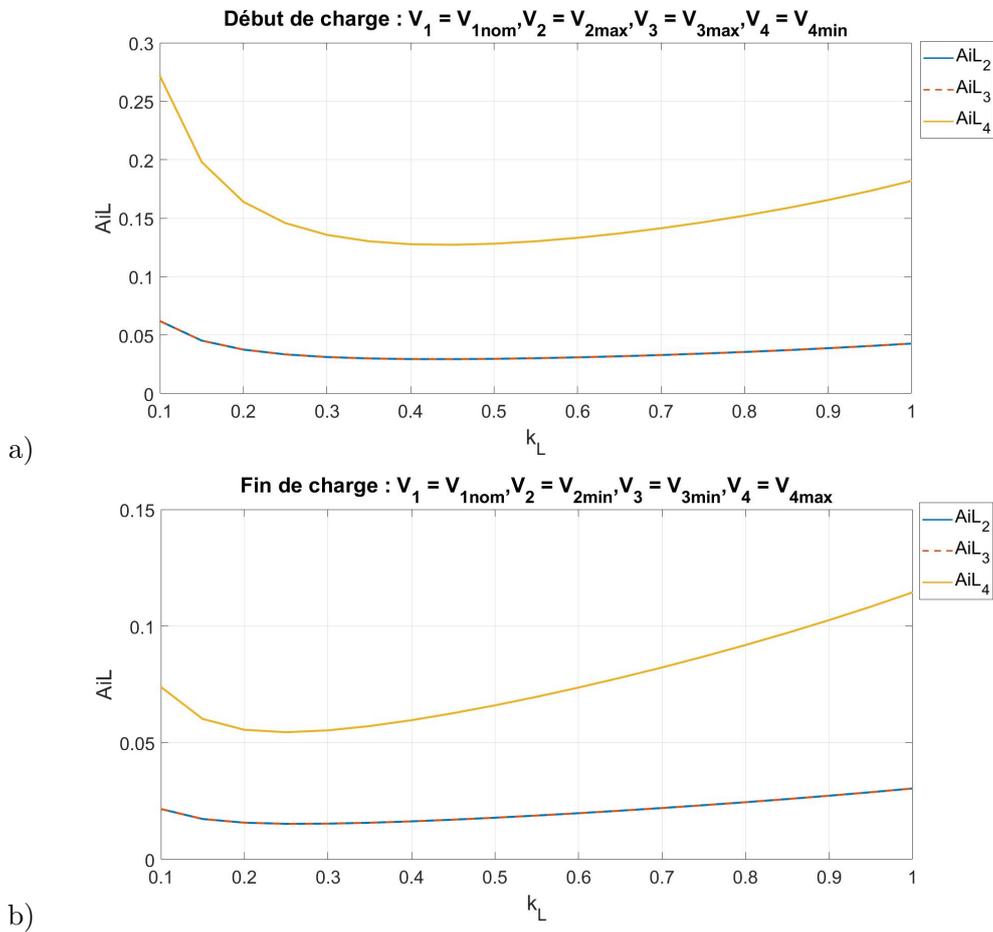


FIGURE 5.14 – Produit des aires des inductances  $L_2$  (courbe bleue),  $L_3$  (courbe rouge pointillé) et  $L_4$  (courbe jaune) en fonction du dimensionnement des inductances, pour deux points de fonctionnement limites du chargeur.

- a) Début de charge  
b) Fin de charge

La valeur maximale des inductances équivalentes  $L_{ij}$  est déterminée par rapport à la puissance maximale de  $P_{ij}$  [65]

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

---

$$L_{ijmax} = \frac{n_{1i}n_{1j}V_{imin}V_{jmin}}{8L_{ij}fP_{ijmax}} \quad (5.31)$$

On choisit de fixer  $L'_1 = L'_2 = L'_3 = L'_4 = L$ . D'après, (5.22) alors  $L_{ij} = 4L$ . Soit  $k_L$  tel que  $L_{ij} = k_L \cdot L_{ijmax}$ , on a alors  $L = k_L L_{max}$ . Afin de déterminer une valeur optimale d'inductance, l'indicateur de dimensionnement utilisé sera le produit des aires des inductances  $L_2$ ,  $L_3$  et  $L_4$ . Le produit des aires de l'inductance de transfert  $L_j$ , noté  $Ai_{Lj}$  s'exprime par :

$$Ai_{Lj} = \frac{k_b k_L L_{max} I_{Lj}^{eff} i_{Lj}^{max}}{J_{max} B_{max}} = K k_L L_{max} I_{Lj} i_{Lj}^{max} \quad (5.32)$$

avec  $k_b$  le coefficient de bobinage de l'inductance,  $J_{max}$  la densité de courant admissible et  $B_{max}$  le champ magnétique maximal admissible dans le noyau. Ces trois paramètres variant peu en fonction du dimensionnement, on les regroupe en une constante  $K$ , que l'on peut considérer comme unitaire lorsqu'on regarde les variations de  $Ai_{Lj}$ .

Ainsi, les produits des aires sont déterminés à l'aide des équation (5.24)-(5.25) pour différentes valeurs de  $k_L$ , dans le cas de la Fig. 5.13a. Les calculs sont effectués sur Matlab. Deux points de fonctionnement sont étudiés : le premier correspond au début de la recharge rapide, on a alors  $V_2 = V_{2max}$ ,  $V_3 = V_{3max}$  (les VEAs sont pleinement chargés),  $V_4 = V_{4min}$  (le PEV est déchargé) et  $V_1 = V_{1median}$ . Le deuxième correspond à la fin de la recharge, on a alors  $V_2 = V_{2min}$ ,  $V_3 = V_{3min}$  (les VEAs sont déchargés à 50%),  $V_4 = V_{4max}$  (le PEV est chargé à 80%, sa tension est maximale) et  $V_1 = V_{1median}$ . Ces points de fonctionnement correspondent aux écarts de tension les plus importants par rapports aux valeurs nominales.

L'évolution des produits des aires dans les deux situations précédentes est présentée en Fig. 5.14. On constate qu'ils passent par un minimum dans les deux cas, correspondant à  $k_L = 0.45$  dans le premier cas et  $k_L = 0.35$  dans le deuxième cas. On choisit alors un compromis entre ces deux valeurs optimales, à savoir  $k_L = 0.4$ .

- Condensateur de filtrage  $C_i$

La valeur de la capacité  $C_i$  nécessaire en sortie du pont de la source  $i$  est déterminée par la relation

$$C_i = \frac{1}{4\Delta V_i} \int_0^{\frac{1}{f}} |i_{C_i}(t)| dt \quad (5.33)$$

avec  $\Delta V_i$  l'ondulation de tension maximum souhaitée. Les courants  $i_{C_i}(t)$  sont obtenus par la relation

$$i_{C_i}(t) = I_i - i_{i,red}(t) \quad (5.34)$$

Les valeurs de  $C_i$  sont déterminées numériquement via Matlab.

#### 5.3.3.4 Choix de la modulation

Le dimensionnement précédent a été effectué dans le cas d'une modulation "pleine onde", avec des rapports cycliques des signaux de commandes  $D_i$  égaux à 0.5. Cependant, il est possible, de mettre à profit ces paramètres afin de maximiser le rendement. En effet, le rendement dépend fortement du courant efficace circulant dans les inductances de transfert, et il est en théorie possible de réduire ce courant à un point de fonctionnement donné avec les rapports cycliques.

La formule analytique du courant des inductances en fonction des rapports cycliques étant fastidieuse à déterminer, on effectue l'étude au premier harmonique. Les fondamentaux des tensions commutées, notées  $v_{ACi, fond}(t)$  s'expriment par :

$$v_{ACi, fond}(t) = |\overline{V_{i,\sim}}| \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_i) \quad (5.35)$$

avec

$$\overline{V_{i,\sim}} = \frac{4V_i}{\pi\sqrt{2}} \sin(\pi D_i) \exp^{-j\varphi_i} \quad (5.36)$$

En reprenant l'équation (5.23) dans le domaine complexe fondamental du courant dans l'inductance fictive  $L_{ik}$  est :

$$\overline{I_{L_{ik},\sim}} = \frac{\overline{V_{i,\sim}} - \overline{V_{k,\sim}}}{jL_{ik}\omega} \quad (5.37)$$

La formulation des courants dans les inductances  $L_i$  découle alors de l'équation (5.25). On peut alors déterminer les puissances  $P_{ik}$ .

$$\begin{aligned} P_{ik} &= \operatorname{Re}(\overline{V_{i,\sim}} \cdot \overline{I_{L_{ik},\sim}}^*) \\ &= \frac{|\overline{V_{i,\sim}}| |\overline{V_{k,\sim}}| \sin(\varphi_{ik})}{L_{ik}\omega} \\ &= \frac{4n_{1i}n_{1k}V_iV_k}{\pi^3 f L_{ik}} \sin(\pi D_i) \sin(\pi D_k) \sin(\varphi_{ik}) \end{aligned} \quad (5.38)$$

La puissance totale de la source  $i$  s'exprime donc par

$$P_i = \sum_{k \neq i} \frac{4n_{1i}n_{1k}V_iV_k}{\pi^3 f L_{ik}} \sin(\pi D_i) \sin(\pi D_k) \sin(\varphi_{ik}) \quad (5.39)$$

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

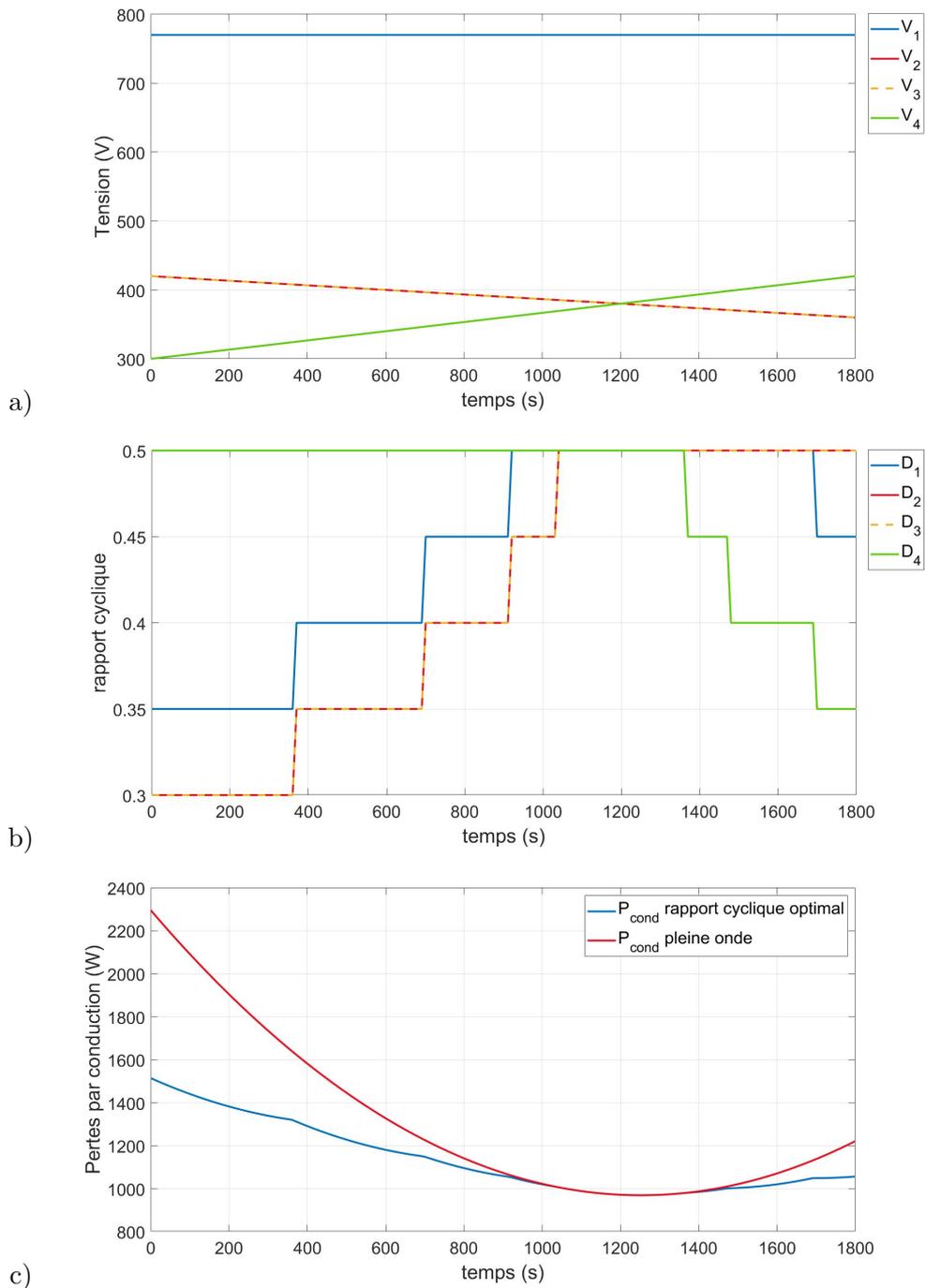


FIGURE 5.15 – Étude des rapports cycliques permettant de minimiser les pertes par conduction. a) Variations des tensions des sources en mode V2V. b) rapports cycliques optimaux. c) Comparaison des pertes minimisées par rapport aux pertes en pleine onde

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

---

Ainsi, on dispose de davantage de degrés de liberté pour piloter les puissances tout en ajustant les formes d'onde des courants commutés afin de réduire les pertes. Les pertes par conduction des semi-conducteurs dépendent directement des courants efficaces circulant dans les inductances. En supposant que les MOSFETs des différents ponts possèdent la même résistance à l'état passant, notée  $R_{ds,on}$  les pertes totales par conduction dans le convertisseur s'expriment par :

$$P_{cond,tot} = R_{ds,on} \cdot \sum_{i=1}^N I_{L_{i,jeff}}^2 \quad (5.40)$$

Ainsi, les rapports cycliques permettant de minimiser  $P_{cond,tot}$  sur toute la plage de tension des sources sont déterminés et présentés en Fig. 5.15. On constate que le fonctionnement en pleine onde ne garantit de pertes par conduction minimales uniquement lorsque les tensions sont proches des valeurs nominales. Le contrôle des rapports cycliques permet de réduire jusqu'à 35 % les pertes par conduction en début de charge.

#### 5.3.3.5 Plage de commutation douce

Les pertes dans le convertisseur MAB sont dominées par les pertes au niveau des semi-conducteurs. Celles-ci sont dissociées en deux contributions : les pertes par conduction, lorsque le transistor est à l'état passant, et les pertes par commutation, lors de la transition d'un état à un autre (passant ou bloqué). L'augmentation des fréquences de découpage dans le but de réduire le dimensionnement des convertisseurs, tend à rendre les pertes par commutation prépondérantes.

Les pertes par commutation peuvent être regroupées en trois catégories : la première représente les charges stockées dans les capacités parasites des semi-conducteurs. Le deuxième est la puissance perdue due au croisement de la tension et du courant lors de la commutation. Le dernier provient des inductances parasites excitées par les variations brutales de courant [65]. En général, ce dernier terme est négligé.

Lorsque le transistor fonctionne en commutation douce (en anglais "Zero Voltage Switching" ou ZVS), les charges stockées dans les capacités sont recyclées à la commutation suivante et ne sont donc pas siège de pertes. Il est donc important d'étudier sous quelles condition le convertisseur peut fonctionner dans ce régime. Il est possible, en s'appuyant sur les données constructeurs et en faisant l'approximation de fronts linéaires pour le courant et la tension, d'estimer les pertes par commutation par la formule suivante :

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

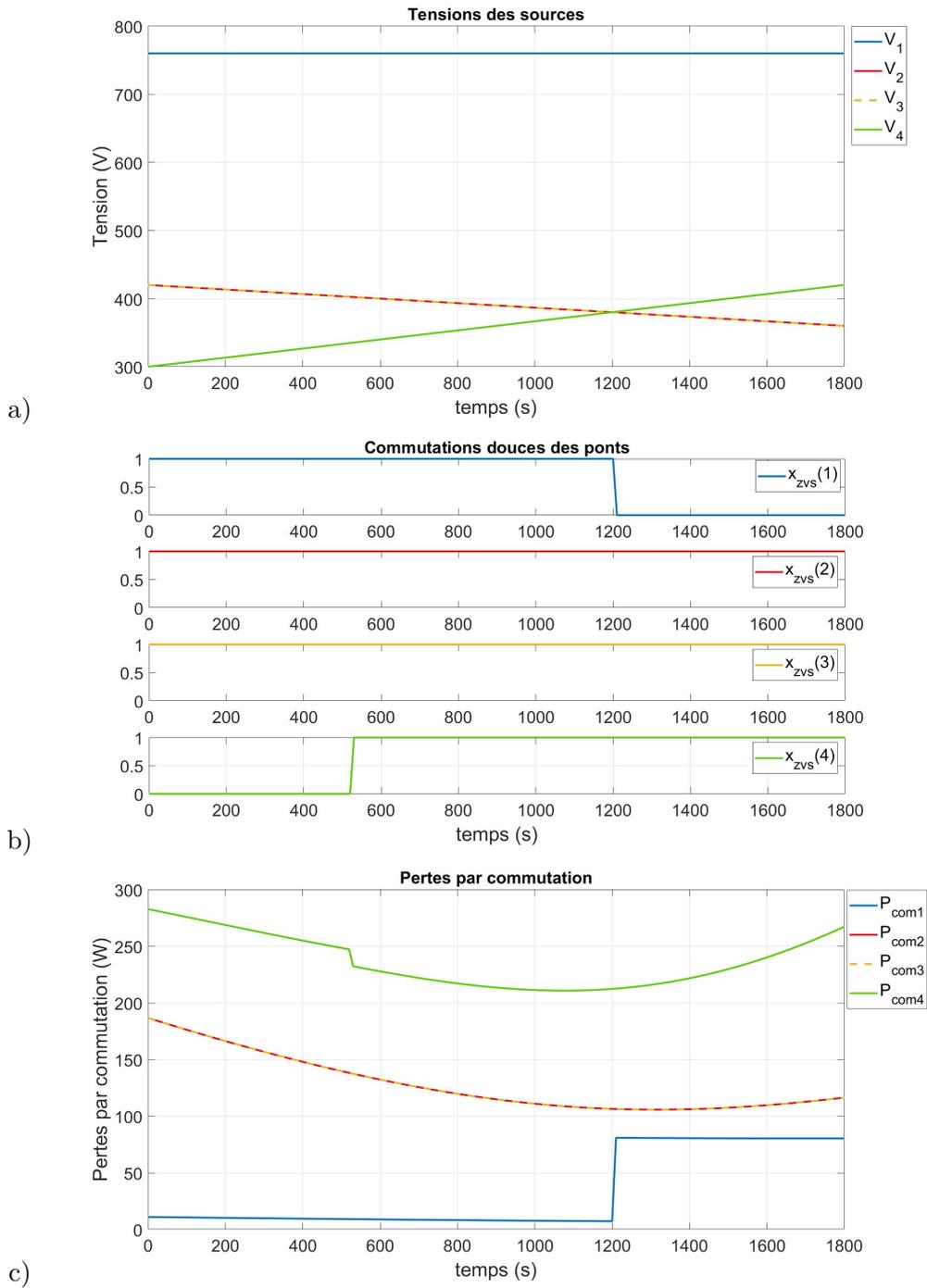


FIGURE 5.16 – Évolution des pertes par commutation sur les plages de tension des différentes sources. a) Variations des tensions des sources en mode V2V. a b) Plages de commutation douce des sources associées aux différents ponts. c) Pertes par commutations au niveau des ponts des différentes sources

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

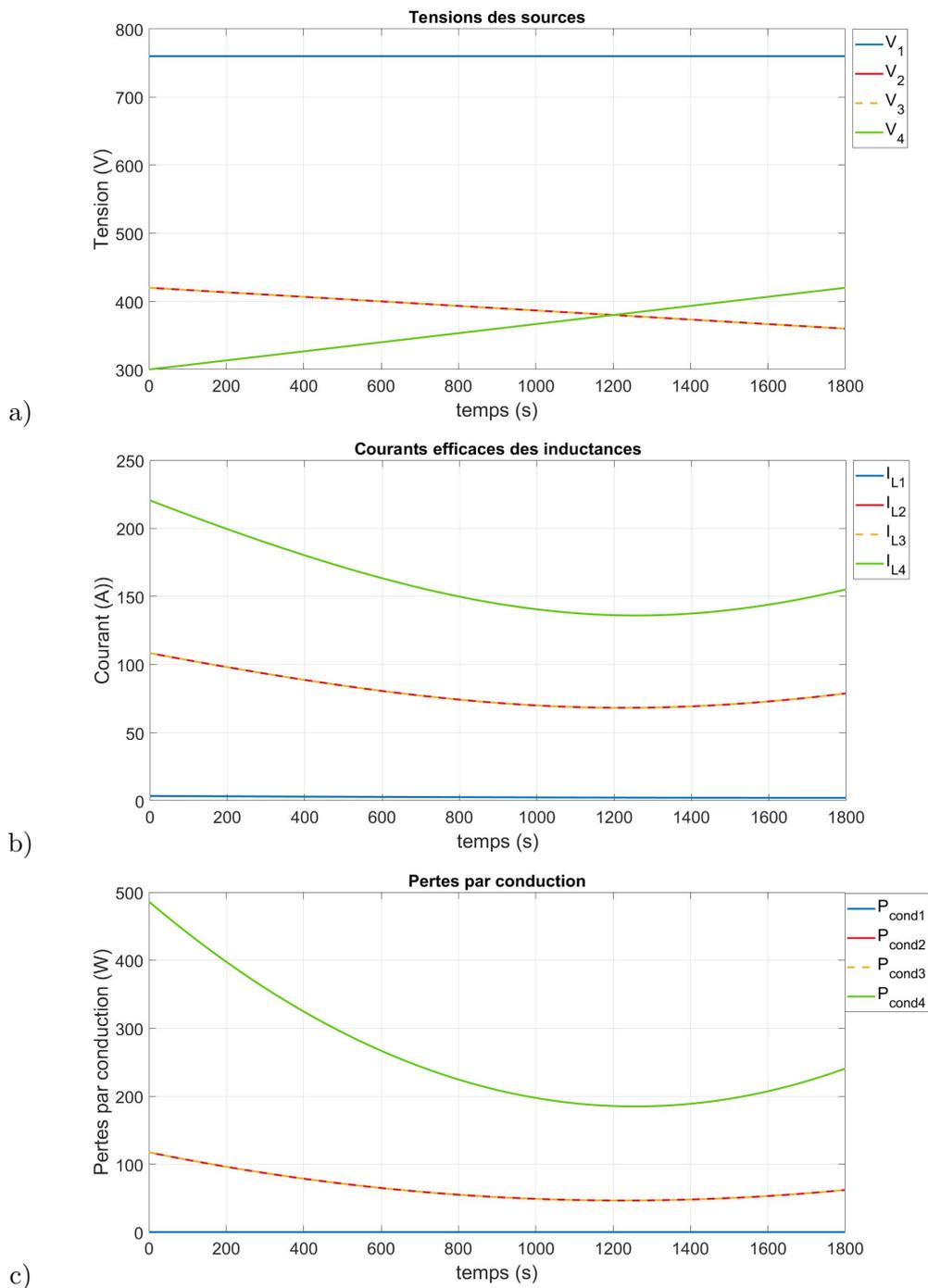


FIGURE 5.17 – Évolution des pertes par conduction sur les plages de tension des différentes sources. a) Variations des tensions des sources en mode V2V. a b) Courants efficaces dans les inductances c) Pertes par conduction niveau des ponts des différentes sources

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

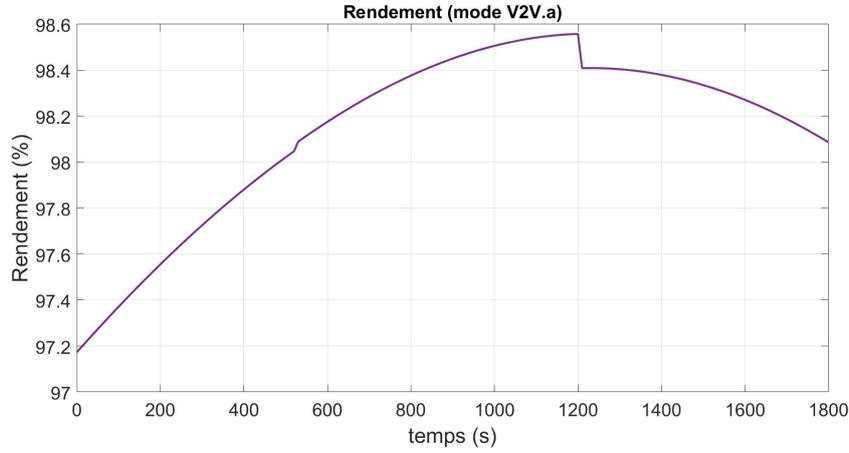


FIGURE 5.18 – Évolution du rendement du convertisseur DC/DC en mode V2V.a sur les plages de tension des différentes sources en jeu

$$P_{com} = \frac{1}{2}fVI(t_{on} + t_{off}) + \frac{1}{2}C_{oss}V^2f(1 - x_{zvs}) \quad (5.41)$$

avec  $t_{on}$  et  $t_{off}$  les temps de commutation en montée et descente  $C_{oss}$  les capacités des semi-conducteurs et  $x_{zvs}$  un terme rendant compte de la commutation douce ou non du transistor. Les conditions de commutation douce pour le pont  $i$  s'exprime par

$$x_{zvs}(i) = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{Li}(t_i) < 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.42)$$

avec  $t_i$  l'instant de commutation vers l'état haut de la tension  $V_{ACi}$ . Le courant  $i_{Li}(t_i)$  est alors calculé numériquement à l'aide des équations (5.24)-(5.25).

Ainsi, les zones de commutation douce pour les différents ponts sont déterminées pour le mode V2V.a et présentées en Fig. 5.16a. Tandis que les ponts 2 et 3 des VEAs fonctionnent en commutation douce sur toute la plage de tension, le pont 4 du PEV est en commutation dure en début de charge, du fait de l'écart trop important de  $V_4$  aux autres tensions (normalisées par rapport aux nombres de spires). La commutation douce du pont 1 s'achève lors du passage du mode dévolteur (tensions du réseau et des VEAs inférieure à celle du PEV) au mode survolteur.

On constate également que les pertes par commutation sont minimales lorsque  $V_1 = n_{12}V_2 = n_{13}V_3 = n_{14}V_4$ . En effet, le premier terme de l'équation (5.41) dépend du courant efficace dans les inductances de transfert, et ce dernier est minimal lorsque l'écart des tensions est le plus faible, comme le montre la Fig. 5.17c).

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

---

Il existe des pertes par conduction en ZVS pour le pont 1 car la puissance du réseau n'est pas rigoureusement égale à zéro dans le modèle. En effet, la détermination des déphasages pour les différents points de fonctionnement est calculée en résolvant l'équation non-linéaire (5.29), et les valeurs déterminées donnent des puissances proches mais non rigoureusement égale aux références. Ainsi il existe une puissance non nulle au niveau de la source 1.

D'autre part, les pertes par conduction des différents ponts sont présentées en Fig. 5.17. Celles-ci sont dominées par les pertes du pont 4 étant donné le courant efficace important dans son inductance de transfert. De même que pour les pertes par commutation, elles sont minimales lorsque l'écart entre les différentes tension est le plus faible, car elles sont proportionnelle au carré du courant efficace des inductances.

Le rendement théorique du convertisseur multi-sources en mode V2V.a est présenté en Fig. 5.18. Il évolue entre 97.2 et 98.5%, celui-ci étant minimal en début de charge et maximal lorsque les tensions sont égales. On observe une chute après  $t = 1200$  s correspondant à la perte de commutation douce sur le pont 1.

Il est à noter que ce rendement ne considère que les pertes au niveau des semi-conducteurs. Il est également nécessaire de prendre en compte les pertes résistives des inductances et du transformateur afin d'avoir une estimation plus précise de ce rendement.

#### 5.3.3.6 Dimensionnement des filtres CEM

Le rôle des filtres CEM est de limiter les perturbations électromagnétiques générées par les commutations des différents ponts du DC/DC multi-sources. Il existe deux types de perturbations : les perturbations conduites, qui se propagent dans le voisinage de la source de perturbations le long des câbles, et les perturbations rayonnées qui se propagent sur une plus grande distance à travers des ondes électromagnétiques.

Les limites des perturbations provoquées par un équipement électrique sont représentées, au niveau international, par des normes formulées par le Comité International Spécial des Perturbations Électromagnétiques (CISPR). Il existe trois classes pour ces normes, selon l'endroit où les systèmes vont travailler : la classe A concerne les appareils destinés à être utilisés en milieu industriel, commercial ou d'affaires ; la classe B est destinée aux appareils utilisés dans les locaux d'habitation et d'industrie

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

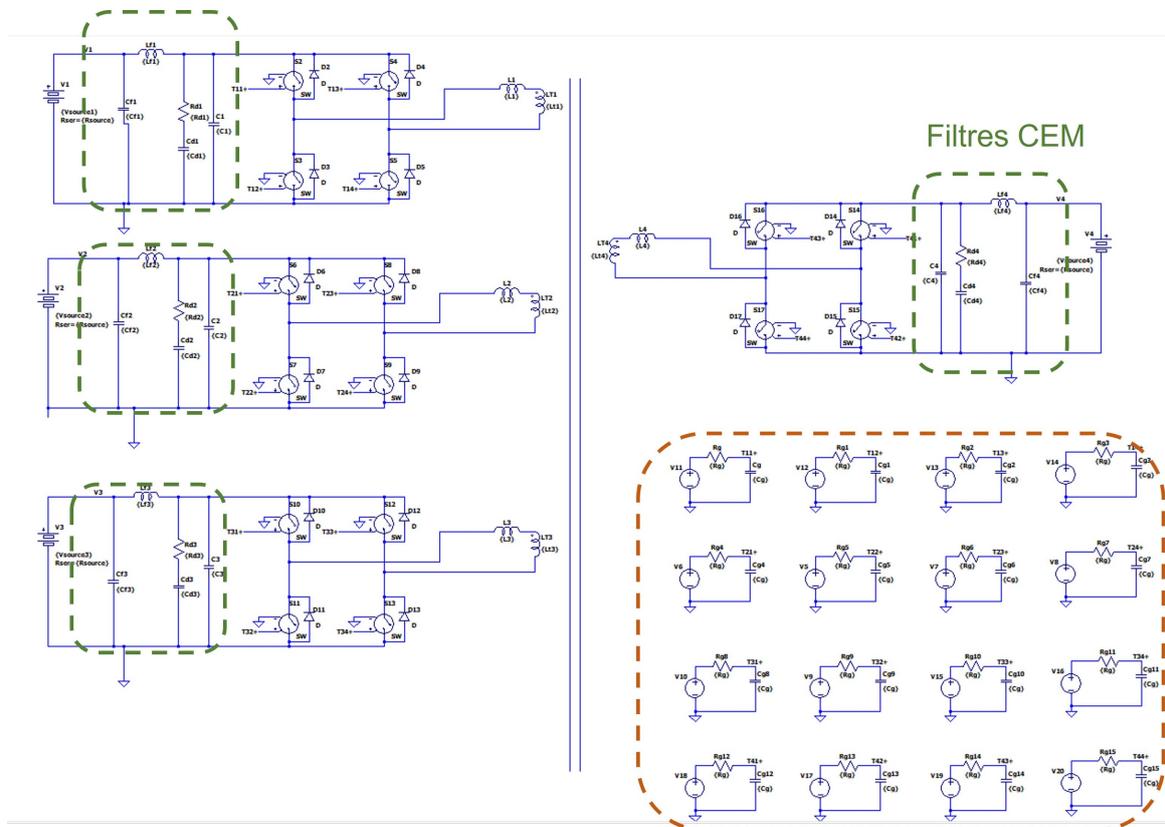


FIGURE 5.19 – Schéma de contrôle du convertisseur multi-sources implémenté

légère ; la classe C est réservée aux instruments de tests [66].

Afin de concevoir le filtre répondant aux exigences CEM, la méthode de dimensionnant détaillée dans [67] est utilisée. Tout d'abord, le convertisseur est modélisé sur le logiciel LTSpice afin de déterminer les émissions sans filtrage. Le circuit réalisé est présenté en Fig. 5.19. La Fig. 5.20a montre les émissions induites sur les différentes sources en jeu. On constate que le convertisseur ne respecte pas les normes d'émissions CISPR22 pour les systèmes de classe B, dont le gabarit est également représenté.

On détermine alors l'atténuation nécessaire afin de rester dans les limites requises. Le dépassement maximal est de 6 dBuV à 100 kHz. Une atténuation de 26dBuV est donc nécessaire à cette fréquence. On peut donc ajouter un filtre LC pour chaque source, dont la fréquence de coupure est

$$f_c = f_{att} \cdot 10^{-\frac{A_{tt}}{40}} \quad (5.43)$$

avec  $f_{att}$  la fréquence à laquelle l'atténuation est nécessaire et  $A_{tt}$  l'atténuation nécessaire. L'inductance

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

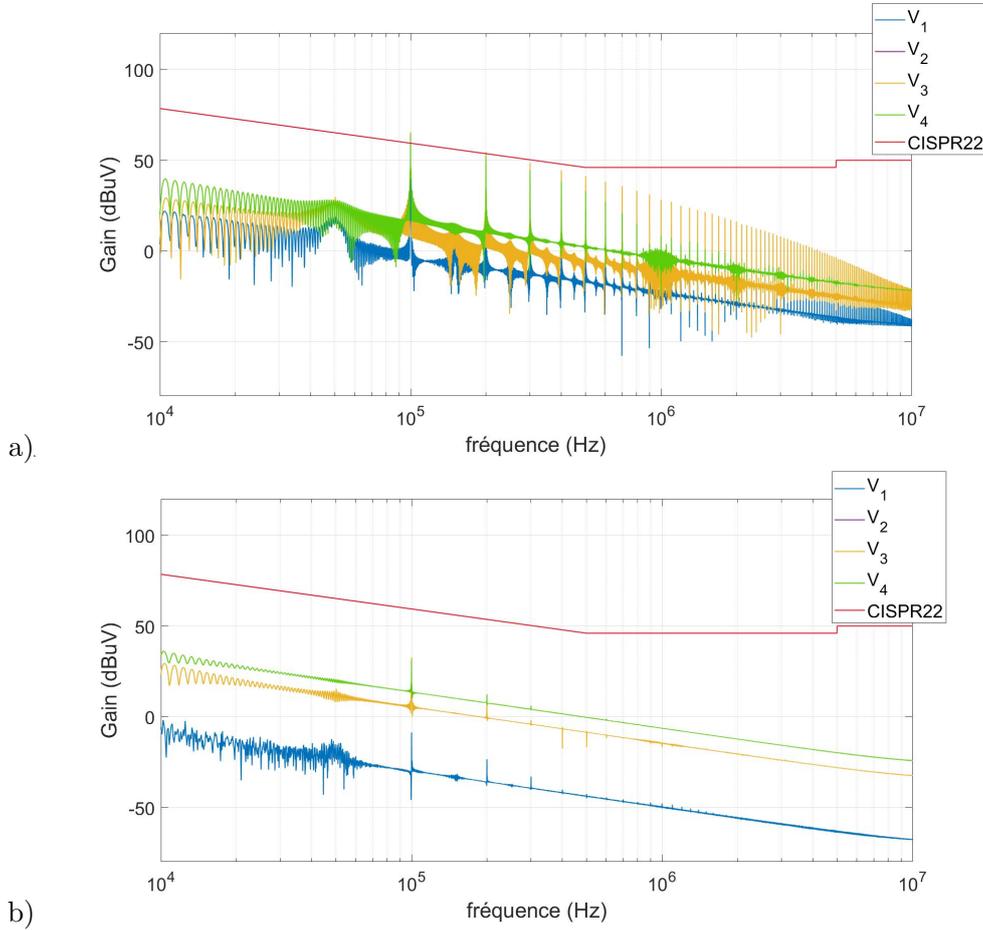


FIGURE 5.20 – Emissions induites sur les sources.a) Avant l'ajout des filtres. b) Après l'ajout des filtres

$L_{fi}$  du filtre de la source  $i$  est déterminée afin que les courants des différentes sources aient une ondulation inférieure à 5% (REQ\_012). Ces valeurs sont déterminées directement à l'aide de LTSpice. Il s'ensuit la valeur de capacité  $C_{fi}$

$$C_{fi} = \frac{1}{(2\pi f_c \sqrt{L_{fi}})^2} \quad (5.44)$$

On ajoute ensuite une résistance et un condensateur dits "d'amortissement" afin de compenser l'effet du filtre LC sur le bruit en basse fréquence, notamment à sa fréquence de résonance. Les valeurs de  $R_{di}$  et  $C_{di}$  sont déterminées selon

$$R_{di} = \sqrt{\frac{L_{fi}}{C_i}} \quad (5.45)$$

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

$$C_{di} \geq 4.C_i \quad (5.46)$$

La réponse en fréquence après l'ajout des filtres est présentée en Fig. 5.20b. On constate que le bruit engendré par les commutations respecte bien les limites admissibles.

#### 5.3.3.7 Contrôle du convertisseur multi-sources

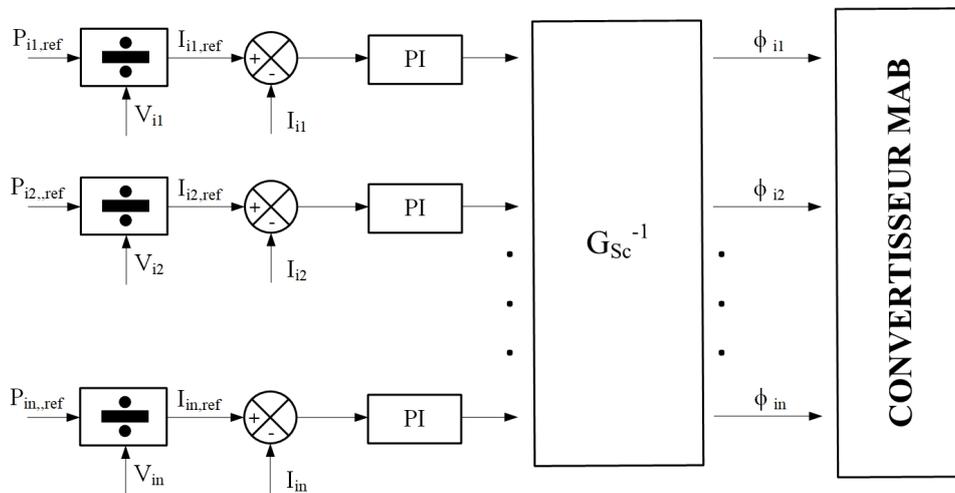


FIGURE 5.21 – Schéma de contrôle du convertisseur multi-sources implémenté

La commande du DC/DC multi-sources doit permettre de piloter les flux de puissances dans les différents modes de fonctionnement évoqués précédemment (cf Fig. 5.13). Par rapport à l'état de l'art, ces modes de fonctionnement présentent la particularité que les sources effectivement connectées au convertisseur sont variables d'un mode à l'autre. Le contrôle du convertisseur doit donc être apte à s'adapter à cette variabilité. Par conséquent, une formulation générale et indépendante du nombre de sources connectées sera proposée.

Il existe différentes méthodes de contrôle du convertisseur MAB. La méthode "phase shift" est la plus utilisée, notamment en raison de sa simplicité. Le convertisseur est commandé en pleine onde, et le contrôle s'effectue en pilotant directement les déphasages des signaux de commande de chaque pont. Une matrice de découplage est ajoutée afin de supprimer l'interférence du déphasage d'une source sur le contrôle d'une autre [68].

Il est également possible de piloter les rapports cycliques des signaux de commande afin d'augmen-

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

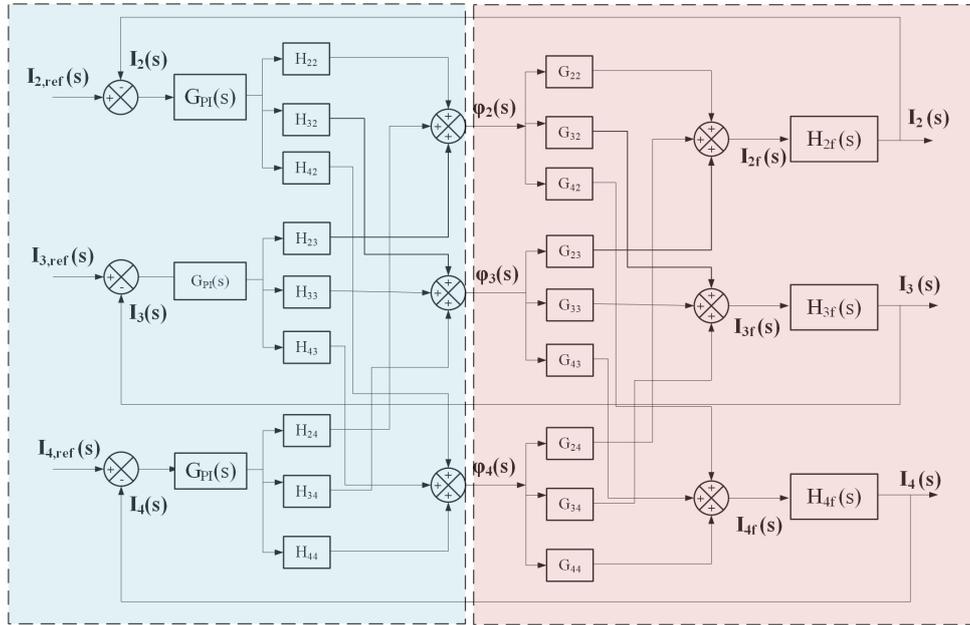


FIGURE 5.22 – Schéma bloc du convertisseur MAB dans le cas de 4 sources. La partie bleue représente le système modélisé dans l'approximation des petites perturbations. La partie rouge représente le contrôle du système (la matrice H représente la matrice inverse de G)

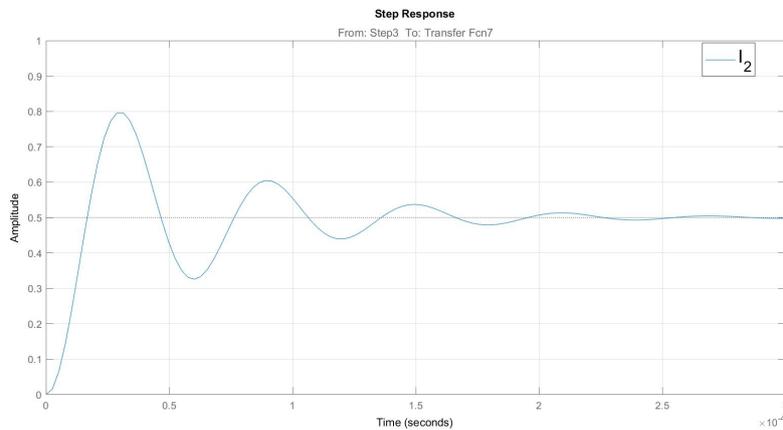


FIGURE 5.23 – Réponse indicielle du système en boucle fermée non corrigé pour  $I_4$

ter la plage de commutation douce [69]. Cependant, cette méthode est plus adaptée pour un fonctionnement à puissance réduite, car la puissance maximale transmissible diminue [56]. Étant donné qu'un fonctionnement à puissance réduite n'est pas envisagé dans le cas d'étude, la méthode phase-shift sera utilisée.

- *Découplage des sources*

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

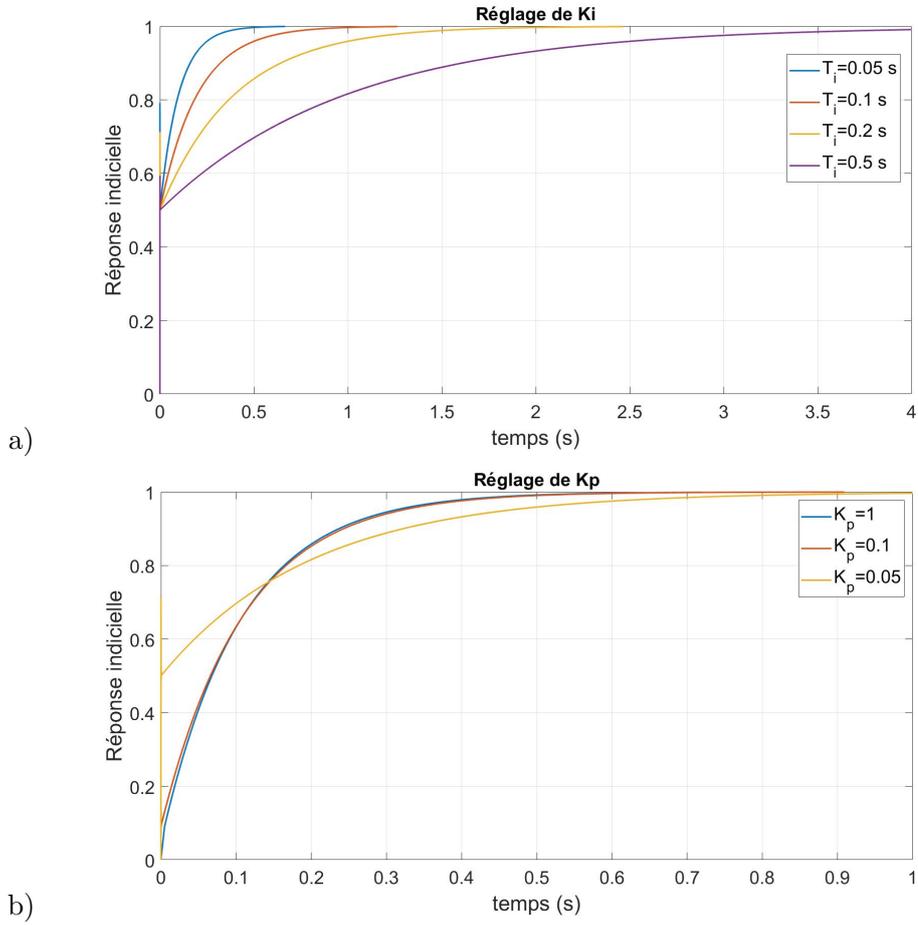


FIGURE 5.24 – Réglage du correcteur PI.

a) réglage de  $T_i$  afin d'avoir le temps de réponse souhaité.

b) réglage de  $K_p$  pour limiter l'appel de courant au démarrage du contrôle

Soit  $S$  la liste des sources effectivement connectées au MAB dans le mode de fonctionnement considéré. Les inductances équivalentes entre les différentes sources en jeu sont calculées à l'aide de (5.22). D'après (5.28) et (5.29), les courants des différentes sources continues s'expriment par :

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \sum_{\substack{j \in S \\ j \neq i}} K_{ij} (\varphi_j - \varphi_i) \left(1 - \frac{|\varphi_j - \varphi_i|}{\pi}\right) \quad (5.47)$$

$$K_{ij} = \frac{n_{1i} n_{1j} V_j}{2\pi f_s L_{ij}} \quad (5.48)$$

Les variables de contrôle sont les courants des différentes batteries en jeu, formant la liste  $S_C = S \setminus \{1\}$ . On constate que la relation entre les variables de contrôle et les variables de commandes (i.e.

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

TABLE 5.5 – Valeurs des composants pour le chargeur V2V

Paramètre	Définition	Valeur
$U_n$	Tension efficace d'une phase du réseau	230 V
$f_g$	Fréquence du réseau	50 Hz
$L_{gi}$	Inductance du filtre d'entrée côté réseau	300 $\mu$ H
$L_{fi}$	Inductance du filtre d'entrée côté redresseur	2 mH
$C_{fi}$	Condensateurs du filtre d'entrée	20 $\mu$ F
$C_i$	Condensateur du bus continu en sortie de redresseur	1 mF
$f_{pfc}$	Fréquence de commutation du redresseur synchrone	50 kHz
$K_{p,v}$	Gain du correcteur PI de la régulation de tension	0.2
$K_{i,v}$	Gain du correcteur PI de la régulation de tension	10
$K_{p,id}$	Gain du correcteur PI de la régulation du courant $i_d$	0.02
$K_{i,id}$	Gain du correcteur PI de la régulation du courant $i_d$	20
$K_{p,iq}$	Gain du correcteur PI de la régulation du courant $i_q$	0.02
$K_{i,iq}$	Gain du correcteur PI de la régulation du courant $i_q$	20
$L_1$	Inductance de transfert	6 $\mu$ H
$L_2$	Inductance de transfert	1.5 $\mu$ H
$L_3$	Inductance de transfert	1.5 $\mu$ H
$L_4$	Inductance de transfert	1.5 $\mu$ H
$C_2$	Condensateur de sortie de la source 2	50 $\mu$ F
$C_3$	Condensateur de sortie de la source 3	50 $\mu$ F
$C_4$	Condensateur de sortie de la source 4	100 $\mu$ F
$C_{d2}$	Condensateur de damping de la source 2	250 $\mu$ F
$C_{d3}$	Condensateur de damping de la source 3	250 $\mu$ F
$C_{d4}$	Condensateur de damping de la source 4	500 $\mu$ F
$C_{f2}$	Condensateur de filtrage de la source 2	2.5 $\mu$ F
$C_{f3}$	Condensateur de damping de la source 3	2.5 $\mu$ F
$C_{f4}$	Condensateur de damping de la source 4	1.25 $\mu$ F
$L_{f2}$	Inductance de filtrage de la source 2	20 $\mu$ F
$L_{f3}$	Inductance de filtrage de la source 3	20 $\mu$ F
$L_{f4}$	Inductance de filtrage de la source 4	40 $\mu$ F
$f_{mab}$	Fréquence de commutation du DC/DC multi-sources	50 kHz
$K_{p,dcdc}$	Gain des correcteur PI du contrôle du multi-sources	0.05
$K_{i,dcdc}$	Gain du correcteur PI du contrôle du multi-sources	10

les déphasages  $\varphi_j$ ) est non-linéaire. Par conséquent, les relations sont linéarisées autour d'un point de fonctionnement O [70]. En négligeant l'influence des variations de tension autour de ce point, le développement en série de Taylor des courants contrôlés est

$$I_i = I_{i,O} + \Delta I_{i,O} \quad (5.49)$$

### 5.3. ÉTUDE DÉTAILLÉE DE L'ARCHITECTURE DC DÉBARQUÉE POUR LE TRANSFERT V2V

---

$$\Delta I_{i,O} = \sum_{\substack{j \in S \\ j \neq i}} G_{ij} \Delta \varphi_j \quad (5.50)$$

$$G_{ij} = \frac{\partial I_{i,O}}{\partial \varphi_j} \quad (5.51)$$

En appelant  $S_C = \{i_1, \dots, i_n\}$ , la matrice linéarisée liant les courants et les déphasages s'exprime par :

$$\Delta I = \begin{bmatrix} \Delta I_{i_1} \\ \Delta I_{i_2} \\ \vdots \\ \Delta I_{i_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{i_1 i_1} & \dots & \dots & G_{i_1 i_n} \\ G_{i_2 i_1} & \dots & \dots & G_{i_2 i_n} \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ G_{i_n i_1} & \dots & \dots & G_{i_n i_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \varphi_{i_1} \\ \Delta \varphi_{i_2} \\ \vdots \\ \Delta \varphi_{i_n} \end{bmatrix} = G_{S_C} \Delta \varphi \quad (5.52)$$

Les éléments de la matrice  $G_{S_C}$  sont donnés par :

$$G_{ij} = \begin{cases} - \sum_{\substack{p \in S \\ p \neq i}} K_{ip,O} (1 - \frac{2|\Phi_{p,O} - \Phi_{i,O}|}{\pi}), & \text{si } i = j \\ K_{ij,O} (1 - \frac{2|\Phi_{j,O} - \Phi_{i,O}|}{\pi}), & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (5.53)$$

Afin de corriger l'erreur entre les consignes de courants et les courants mesurés, des correcteurs PI sont ajoutés. Ceci conduit au schéma-bloc présenté en Fig. 5.22. La fonction de transfert liant le courant avant filtrage  $I_{if}(s)$  et le courant de la source  $i$ , notée  $H_{fi}(s)$  a pour équation

$$H_{fi}(s) = \frac{1 + \tau_{1i}s}{1 + (\tau_{1i} + \tau_{2i} + \tau_{3i})s + \tau_{1i}\tau_{2i} + \tau_{3i}(2\frac{\xi_i}{\omega_{0i}} + \tau_{4i})s^2 + \tau_{3i}(\frac{1}{\omega_{0i}^2} + 2\frac{\xi_i}{\omega_{0i}}\tau_{4i})s^3 + \frac{\tau_{3i}\tau_{4i}}{\omega_{0i}^2}s^4} \quad (5.54)$$

avec

$$\tau_{1i} = R_{di} \cdot C_{di} \quad (5.55)$$

$$\tau_{2i} = R_i \cdot C_{fi} \quad (5.56)$$

$$\tau_{3i} = R_i \cdot (C_i + C_{di}) \quad (5.57)$$

$$\tau_{4i} = R_i \cdot \frac{C_i C_{di}}{C_i + C_{di}} \quad (5.58)$$

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_{fi} C_{fi}}} \quad (5.59)$$

$$\xi_i = \frac{1}{2R_i} \sqrt{\frac{L_{fi}}{C_{fi}}} \quad (5.60)$$

Le schéma-bloc du contrôle finalement implémenté sur Simulink est présenté dans le cas général en Fig. 5.21.

- Réglage des correcteurs PI

La fonction de transfert du correcteur PI est

$$H_{PI}(s) = \frac{K_p(1 + T_i \cdot s)}{T_i \cdot s} \quad (5.61)$$

La réponse indicielle du système non corrigé est présentée en Fig. 5.23. On constate une erreur statique ainsi que des dépassements de la valeur finale pendant le régime transitoire. Afin de régler les correcteurs PI il est nécessaire de définir un temps de réponse souhaité.

D'après l'exigence *REQ\_013* le courant de charge du VEP (ici le courant  $I_4$  doit être capable de fournir une vitesse de variation pouvant aller jusqu'à  $d_{max} = 200A/s$ . On détermine alors le temps de réponse  $\tau_I$  comme la durée permettant d'atteindre le courant maximal à la vitesse de variation  $d_{max}$

$$\tau_I = \frac{I_{4max}}{d_{max}} = \frac{P_{4max}}{V_{4min} \cdot d_{max}} \quad (5.62)$$

L'application numérique donne  $\tau_I = 0.83s$ . On fixe alors  $K_p = 1$  et on détermine la valeur de  $T_i$  permettant d'atteindre le temps de réponse souhaité. La réponse indicielle du système corrigé pour différentes valeurs de  $T_i$  est présentée en Fig. 5.24. On observe que la valeur  $T_i = 0.1s$  permet d'atteindre le temps de réponse souhaité.

On détermine ensuite le paramètre  $K_p$  afin d'éliminer le pic de courant au démarrage. La Fig. 5.24 présente la réponse indicielle pour ces différentes valeurs. Ce pic est éliminé à partir de  $K_p = 0.05$ , on choisit alors cette valeur.

## 5.4 Validation par simulation du pilotage de l'architecture sélectionnée

### 5.4.1 Description des tests réalisés

Afin de valider les lois de commandes décrites précédemment dans les différents modes de fonctionnement du chargeur, un modèle de simulation a été implémenté dans l'environnement Matlab/Simulink. Les valeurs des composants et des différents paramètres retenus sont listées dans le Tableau 5.5. Les valeurs ont été déterminées conformément au dimensionnement décrits dans les parties précédentes.

Plusieurs séries de tests ont été réalisées afin de valider le pilotage de la puissance réactive du réseau, des puissances actives des batteries dans les différents scénarios retenus ainsi que la conformité aux exigences du cahier des charges. Les tests principaux effectués sont les suivants :

#### 5.4.1.1 Série 1 : Pilotage de la puissance réactive du réseau et de la tension de bus $V_1$

L'objectif de ces tests est de valider le contrôle de la puissance réactive au niveau du réseau triphasé, ainsi que le contrôle de la tension  $V_1$  en sortie du redresseur synchrone selon les besoins du convertisseur multi-sources. On se place dans le scénario V2V-3S, autrement dit dans une situation où le réseau fournit le maximum de puissance. Trois points de fonctionnement sont étudiés, selon la valeur de la tension  $V_1$  souhaitée. Les valeurs des tensions et consigne de puissance de ces tests, nommés respectivement 1.1 à 1.3, sont listées dans le Tableau 5.6.

#### 5.4.1.2 Série 2 : pilotage des puissances actives avec 4 sources connectées

L'objectif de cette série de tests est de valider le pilotage des puissances des batteries des véhicules dans les scénarios où 4 sources sont connectés. Le seul scénario correspondant est V2V-4S, où 2 VEAs sont connectés et fournissent l'essentiel de la puissance au VEP.

Trois cas sont étudiés : le premier correspond au début d'une charge, les VEAs étant chargés et le VEP arrivant déchargé. C'est la situation où l'écart entre les tensions d'entrée et de sortie est le plus important. Le deuxième correspond à la fin d'une recharge rapide, les VEAs étant partiellement déchargé et la VEP atteignant la tension maximale. Enfin, dans le troisième cas les tensions des sources varient entre les deux points de fonctionnement précédents. Ce test permet de vérifier si le contrôle, déterminé sous l'hypothèse de faibles dynamiques de tensions, est robuste quand les tensions varient.

## 5.4. VALIDATION PAR SIMULATION DU PILOTAGE DE L'ARCHITECTURE SÉLECTIONNÉE

### 5.4.1.3 Série 3 : pilotage des puissances actives avec 3 sources connectées

L'objectif de cette série de tests est de valider le pilotage des puissances des batteries des véhicules dans le cas de la déconnexion d'une source, suite à une location d'un VEA par exemple. Les scénarios correspondant sont  $V2V-3S$ ,  $G2V-3S$  et  $V2G-3S$ .

Dans le scénario  $V2V-3S$ , on étudie le cas extrême où le VEA est totalement chargé et le VEP arrive déchargé (test 3.1). Pour les scénarios  $G2V-3S$  et  $V2G-3S$ , des tensions différentes sont choisies pour les deux VEAs (tests 3.2 et 3.3). Enfin, le pilotage des puissances dans le scénario  $G2V-3S$  avec des tensions variables est également étudié (test 3.4).

### 5.4.1.4 Série 4 : pilotage des puissances actives avec 2 sources connectées

L'objectif de cette série de tests est de valider le pilotage des puissances des batteries des véhicules dans le cas où un seul VEA est présent. Les scénarios correspondant sont  $G2V-2S$  et  $V2G-2S$  (tests 4.1 et 4.2). Un test avec une tension batterie variant sur une large plage est également réalisé (test 4.3).

TABLE 5.6 – Points de fonctionnement des différents tests présentés dans cette partie

Test	Mode de pilotage	Commentaire	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
Test 1.1	$V2V-3S$	Commande du PFC	680 V	N.C.	360 V	300 V	N.C.	25 kW	-50 kW
Test 1.2	$V2V-3S$	Commande du PFC	760 V	N.C.	420 V	300 V	N.C.	25 kW	-50 kW
Test 1.3	$V2V-3S$	Commande du PFC	840 V	N.C.	420 V	420 V	N.C.	25 kW	-50 kW
Test 2.1	$V2V-4S$	Début de charge	747 V	420 V	400 V	300 V	25 kW	25 kW	-50 kW
Test 2.2	$V2V-4S$	Fin de charge	773 V	380 V	360 V	420 V	25 kW	25 kW	-50 kW
Test 2.3	$V2V-4S$	Tensions variables	747-773 V	420-380 V	400-360 V	300-420 V	25 kW	25 kW	-50 kW
Test 3.1	$V2V-3S$	Début de charge	720 V	N.C.	420 V	300 V	N.C.	25 kW	-50 kW
Test 3.2	$G2V-3S$	2 déchargé	680 V	300 V.	380 V	N.C.	-12.5 kW	-12.5 kW	N.C.
Test 3.3	$V2G-3S$	3 chargé	800 V	380 V	420 V	N.C.	12.5 kW	12.5 kW	N.C.
Test 3.4	$G2V-3S$	Tensions variables	660-720 V	300-360 V	360-420 V	N.C.	12.5 kW	12.5 kW	N.C.
Test 4.1	$G2V-2S$	2 chargé	840 V	N.C.	420 V	N.C.	N.C.	-25 kW	N.C.
Test 4.2	$V2G-2S$	2 chargé	840 V	N.C.	420 V	N.C.	N.C.	25 kW	N.C.
Test 4.3	$G2V-2S$	Tensions variables	600-840 V	N.C.	300-420 V	N.C.	N.C.	25 kW	N.C.

### 5.4.2 Ajout de circuits de précharge

Les condensateurs des différents bus continus étant initialement déchargés, il est nécessaire d'effectuer une précharge de ces derniers afin de limiter l'appel de courant au démarrage. Des circuits de précharge sont alors ajoutés en amont des différents condensateurs et sont présentés en Fig. 5.25.

Il existe trois étapes dans le contrôle du chargeur : tout d'abord, une précharge dite "passive" des

## 5.4. VALIDATION PAR SIMULATION DU PILOTAGE DE L'ARCHITECTURE SÉLECTIONNÉE

différents condensateurs du chargeur est réalisées, à l'aide des différents relais de précharge. Durant cette phase, les MOSFETs des différents pont sont à l'état bloqué.

Dès que la tension  $V_1$  atteint une valeur suffisante, une phase de précharge active s'opère : la commande des MOSFETs du redresseur synchrone est activée afin que  $V_1$  atteigne la valeur de consigne. Enfin, le contrôle des ponts du DC/DC multi-sources est activé afin de piloter les puissances actives des sources.

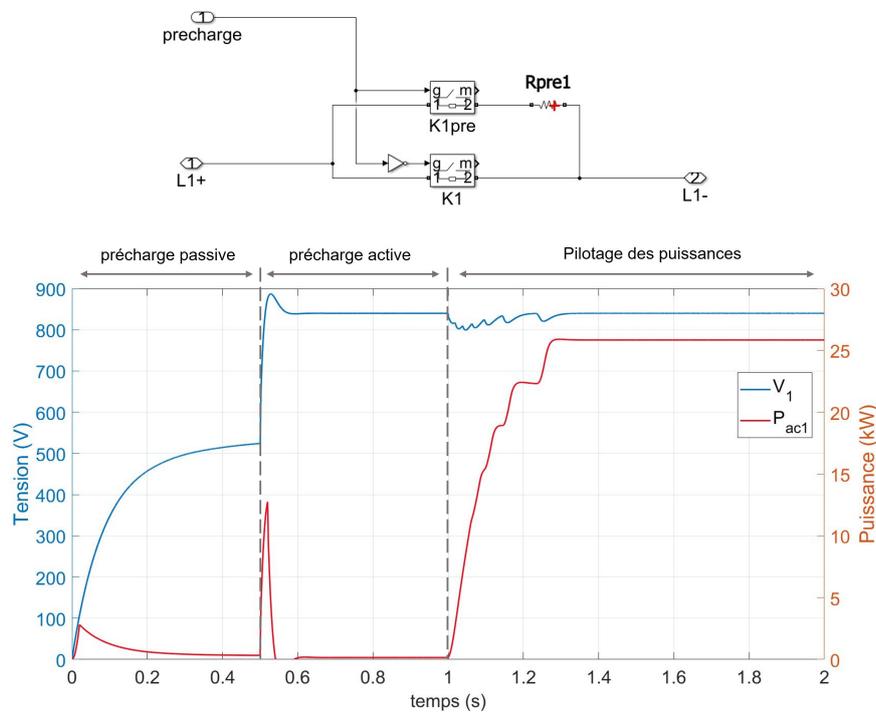


FIGURE 5.25 – Haut : circuit de précharge placé en amont des condensateurs des différents bus continus. Bas : différentes phases de précharge avant le démarrage du pilotage des sources

### 5.4.3 Résultats et discussion

Le modèle de simulation de l'architecture retenue est présenté en Fig. A.1 de l'Annexe. Les résultats de simulation correspondant aux tests décrits précédemment sont fournis dans cet annexe. Le pas de simulation choisi est de  $0.1\mu s$  afin d'obtenir une précision de l'ordre de 2 degrés sur les déphasage des signaux de commande à la fréquence de commutation.

## 5.4. VALIDATION PAR SIMULATION DU PILOTAGE DE L'ARCHITECTURE SÉLECTIONNÉE

### 5.4.3.1 Tests de la série 1

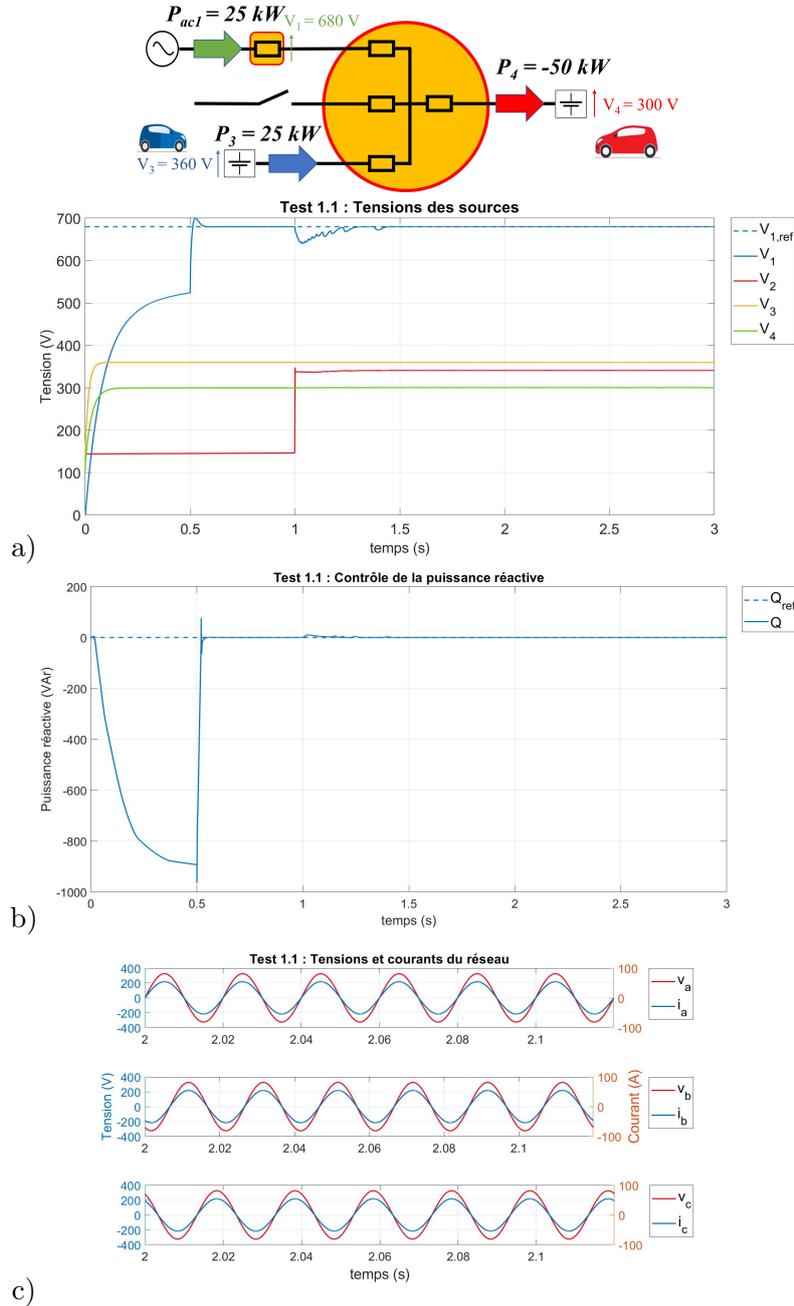


FIGURE 5.26 – Résultat du Test 1.1 : pilotage de la tension de bus  $V_1$  et de la puissance réactive, avec  $V_{1,ref} = 680 V$  et  $Q_{ref} = 0 VAr$  (en mode  $V2V\_4S$ )

- a) Tensions des bus continus
- b) Puissance réactive du réseau
- c) Courant et tension d'une phase du réseau en régime établi

## 5.4. VALIDATION PAR SIMULATION DU PILOTAGE DE L'ARCHITECTURE SÉLECTIONNÉE

---

Les résultats du tests 1.1 sont présentés en Fig. 5.26 et ceux des tests 1.2 et 1.3 sont disponibles en Annexe A. Ils montrent que durant la phase de précharge passive, la puissance réactive du réseau augmente en valeur absolue, du fait de la charge des capacités du filtre d'entrée et de la capacité du bus continu. A partir de l'activation de la précharge active, la tension  $V_1$  augmente rapidement jusqu'à atteindre la valeur de référence dans les trois cas. Il existe un léger dépassement en régime transitoire, mais d'une amplitude relativement faible et d'une durée courte.

Par ailleurs, lors de l'activation du contrôle du convertisseur DC/DC, la tension  $V_1$  diminue également mais sans que cela ne perturbe notablement le pilotage de la puissance réactive et des puissances actives des sources. On constate qu'en régime établi, les tensions et courants des phases du réseau sont en phase, et la puissance réactive est nulle. Le contrôle implémenté satisfait donc l'exigence de facteur de puissance unitaire en régime permanent.

### 5.4.3.2 Tests de la série 2

Les résultats du test 2.1 sont présentés en Fig. 5.27 tandis que les tests 2.2 et 2.3 sont disponibles en Annexe A. Les tests de la série 2, consacrés au pilotage en mode V2V avec 4 sources présentes, montrent que les puissances des batteries atteignent les valeurs de consigne établies dans ce scénario. La puissance active du réseau n'est pas nulle en raison des pertes dans les semi-conducteurs. Ainsi si l'on souhaite obtenir une puissance nulle afin de répondre à une consigne provenant du réseau, il est nécessaire d'augmenter la consigne de puissance sur les VEAs afin de compenser l'effet des pertes.

On mesure une vitesse de variation du courant  $\tau_I = 220 \text{ A/s}$  pour atteindre la valeur imposée, ce qui est proche de la valeur choisie dans le dimensionnement du correcteur PI. L'ondulation de courant maximale sur  $I_4$  est mesurée à  $\Delta I_4 = 2.08 \%$  ce qui demeure dans les limites imposées par le cahier des charges.

Dans le test 2.3, on constate que le contrôle du convertisseur est apte à piloter les puissances selon les consignes définies, malgré les variations nominales. La plage temporelle de variation de tension a été volontairement choisie relativement courte, à la fois pour des raisons de temps de calcul mais également afin de tester le contrôle dans une situation critique. En réalité la constante de temps est de l'ordre de 30 minutes pour une recharge rapide à 50 kW. Néanmoins, la constante de temps choisie reste élevée en regard du temps de réponse du contrôle des puissances. Ainsi, le contrôle des déphasages s'adapte suffisamment rapidement afin que le convertisseur fournisse le courant nécessaire lorsque les

## 5.4. VALIDATION PAR SIMULATION DU PILOTAGE DE L'ARCHITECTURE SÉLECTIONNÉE

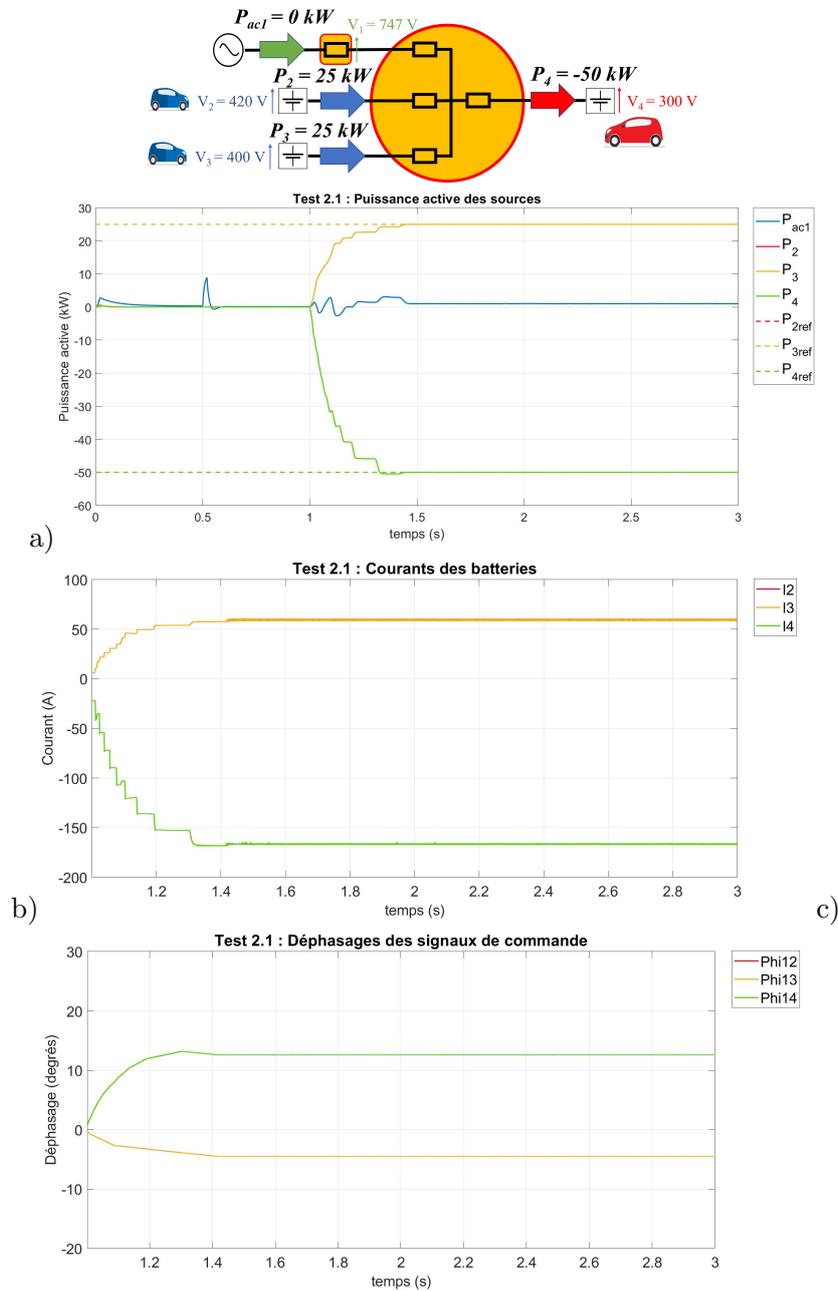


FIGURE 5.27 – Résultat du Test 2.1 : pilotage de puissance des sources en mode V2V avec 4 sources, en début de charge

- a) Puissances actives du réseau (bleu) et des sources continues
- b) Courants des sources 2,3 et 4
- c) Déphasages des commandes des ponts 2, 3 et 4 par rapport au pont 1

tensions varient.

### 5.4.3.3 Tests de la série 3

Les tests de la série 3, consacrés au pilotage avec 3 sources, montrent également que les puissances atteignent les valeurs de consigne établie pour chaque scénario. Pour le scénario V2V-3S (test 3.1), le temps de réponse est légèrement plus important que pour le cas V2V-4S. Cela s'explique par le fait que les gains des correcteurs ont été déterminés dans le cas de 4 sources. Les fonctions de transferts étant différentes selon le nombre de sources présentes, il serait donc nécessaire de réaliser le dimensionnement dans les différents cas de figure afin d'obtenir une meilleure précision sur ce temps de réponse.

D'autre part, on observe que le contrôle implémenté permet la réversibilité des flux de puissance. Ainsi il est possible de charger les VEAs à une puissance imposée, mais également de fournir de la puissance au réseau électrique. Ici encore, les variables contrôlées étant les courants des différentes batteries, afin de piloter précisément la puissance fournie ou prélevée au réseau, il est nécessaire d'adapter les consignes de puissance pour compenser les pertes dans les convertisseurs.

Enfin, les tests à tension variable, réalisé pour le scénario *G2V-3S*, montre que le pilotage est réalisable lorsque les tensions des VEAs évoluent sur des plages différentes. On remarque également une variation de tension sur le bus de la source 4 (correspondant au PEV), même lorsque celle-ci est déconnectée. En effet, durant le transfert de puissance avec les autres sources, les transistor du pont de la source 4 sont laissés à l'état bloqué afin de réduire les pertes. Le pont se comporte alors comme un redresseur, d'où la présence d'une tension sur le bus continu.

Il est possible que cette tension présente un écart trop important avec celle de la source 4 lors de la connexion du PEV. Cela pourrait engendrer un appel de courant au démarrage important, c'est pourquoi une amélioration consisterait à rajouter une résistance de décharge rapide en parallèle du bus afin d'éviter ce phénomène.

Enfin les tests de la série 4, consacrés au pilotage avec un seul VEA présent, viennent confirmer les observations précédentes et la possibilité de piloter les puissances quelque soit le nombre de sources effectivement connectées. On observe néanmoins une ondulation de courant plus importante sur les courants de la batterie déchargée en mode V2G. Afin de réduire cet effet, il est nécessaire d'adapter les gains du correcteur PI afin d'améliorer la précision.

### 5.5 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, une étude des architectures de conversion nécessaire au pilotage des flux de puissance en V2V a été réalisée. un cahier des charges a été réalisé et plusieurs solutions techniques préférentielles ont été proposées. Une étude comparative a alors été menée, en regard de critères tels le coût en électronique de puissance, le rendement, la simplicité du pilotage des puissances et l'intégration à moyen terme.

Le choix s'est alors porté vers une architecture DC débarquée, utilisant un redresseur synchrone triphasé ainsi qu'un convertisseur DC/DC isolé multi-sources. Une étude théorique détaillée de cette architecture a alors été menée et un dimensionnement à l'échelle a été réalisé. Une stratégie de commande du DC/DC multi-sources, permettant de s'adapter à différents scénarios de pilotage de puissances et qui s'adapte aux nombre de sources disponibles a alors été proposé.

Afin de valider par simulation la stratégie de contrôle précédente, des simulations ont été effectuées dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats ont montré la capacité de l'architecture et de son contrôle à répondre aux exigences du cahier des charges, et les différents degrés de libertés sur le pilotage de puissance (V2V, G2V et V2G). L'atout principal de cette stratégie réside dans la simplicité de son pilotage et son adaptabilité au nombre variable de véhicules présents au cours du temps.

Néanmoins, cette étude présente certaines limites. Tout d'abord, les composants du modèle Simulink sont supposés idéaux et ne prend pas en compte les différents délais temporels inhérents à une implémentation réelle (délai des drivers, temps de montée et descente des MOSFETs, conversion analogique/digitale et digitale/analogique, entre autres).

De plus l'étude a été réalisée dans le cas d'une modulation phase shift pleine onde, et il a été montré théoriquement qu'il existe des modulations plus élaborées permettant de réduire les pertes conduites, qu'il conviendra d'étudier.

Enfin, le remplacement des inductances de transfert par des circuits LC résonants (à l'instar du DAB à résonance) permet d'obtenir, sous certaines conditions, des commutations douce à zéro de courant (ZCS) et de réduire encore les pertes. Il pourrait donc être pertinent d'étudier cette topologie dans le cas d'usage proposé.

En outre, cette stratégie de commande doit également être validée expérimentalement. C'est l'ob-

## 5.5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

jet du chapitre suivant, consacrée à la validation expérimentale du convertisseur multi-sources dans différentes stratégies de pilotage.

## 5.5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

## Chapitre 6

# Validation expérimentale du pilotage du convertisseur DC/DC multi-sources

### Contenu

---

<b>6.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>180</b>
<b>6.2</b>	<b>Organisation des essais</b>	<b>180</b>
<b>6.3</b>	<b>Essais sur banc d'essai IGBTs</b>	<b>181</b>
6.3.1	Essai IGBT_BO_1 : Essai en boucle ouverte à tension réduite avec charges résistives	181
6.3.2	Essai IGBT_BF_1 : Essai en boucle fermée avec batteries	189
6.3.3	Essai IGBT_BF_2 : Essai en boucle fermée à 1 kW	198
<b>6.4</b>	<b>Essais sur un prototype à base de MOSFETs</b>	<b>204</b>
6.4.1	Conception du convertisseur TAB à MOSFETs	204
6.4.2	Essai MOSFET_BF_1 : test sur le prototype MOSFET en boucle fermée à tensions fixes	211
6.4.3	Essai MOSFET_BF_2 : Tests à tensions variables	214
6.4.4	Résultats et discussion	217
<b>6.5</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>219</b>

---

## 6.1 Introduction

Le chapitre précédent a permis de proposer plusieurs architectures de conversion pour le transfert V2V. Les deux solutions les plus prometteuses utilisent un convertisseur DC/DC multi-sources afin de piloter les puissances actives des différentes sources en jeu. L'architecture débarquée a alors été dimensionnée à l'échelle 1, et son contrôle a été validé par simulation.

Afin de compléter la faisabilité technique de ces solutions, il convient de valider expérimentalement le pilotage des puissances pour l'architecture proposée. La commande du redresseur synchrone ayant été largement abordée dans l'état de l'art, ce chapitre se focalisera sur la validation expérimentale du pilotage du convertisseur DC/DC multi-sources. En effet, le recours de ce type de convertisseur fait l'objet d'un intérêt de plus en plus important dans la littérature scientifique. Néanmoins, la littérature relative à l'étude expérimentale du pilotage des puissances pour ce type de convertisseur existe mais est plus limitée [71–79].

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : dans une première partie, l'organisation et les objectifs des différentes validations expérimentales réalisées seront détaillées. Ensuite, les validations réalisées sur banc d'essai IGBT seront présentées. D'autre part, la conception d'un prototype plus optimisé à base de MOSFETs sera explicitée, avant de présenter les différentes validations effectuées sur ce convertisseur, à tensions fixe puis à tensions variables.

## 6.2 Organisation des essais

Afin de valider le pilotage des puissances pour le convertisseur DC/DC multi-sources, plusieurs essais ont été réalisés, qui diffèrent selon le type de commande (boucle ouverte ou fermée), le type de semi-conducteurs utilisés (IGBTs ou MOSFETs), le point de fonctionnement (tension et puissance maximale transmise en V2V) et la fréquence de commutation. Les caractéristiques des différents tests sont présentées dans le Tableau 6.1. La dernière colonne présente uniquement le matériel nouvellement utilisé pour le test en question par rapport aux tests précédents.

Les essais ont été organisés en deux parties. Dans un premier temps, des tests ont été réalisés sur banc IGBTs du laboratoire, en boucle ouverte d'abord puis en boucle fermée, en augmentant progressivement le point de fonctionnement en tension et en puissance. Dans une deuxième partie,

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

Essai	Objectifs	Caractéristiques	Éléments nouveaux
<i>IGBT_BO_1</i>	Essai en boucle ouverte du TAB avec charges résistives, à tension et puissance réduites	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de tension : 45 V- 60 V</li> <li>• Puissance maximale : 200 W</li> <li>• Fréquence de commutation : 10 kHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Banc IGBTs</li> <li>- Transfo. à trois enroulements</li> <li>- DSP</li> <li>- Carte d'adaptation 3,3V-15V</li> <li>- Résistances variables</li> </ul>
<i>IGBT_BF_1</i>	Essais en boucle fermée du TAB avec batteries puis sources DC unidirectionnelles et bidirectionnelles	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de tension : 45 V – 60 V</li> <li>• Puissance maximale : 200 W</li> <li>• Fréquence de commutation : 10 kHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Carte d'acquisition des mesures</li> <li>- Interface d'affichage des mesures</li> </ul>
<i>IGBT_BF_2</i>	Essais en boucle fermée du TAB avec sources DC unidirectionnelles et bidirectionnelles	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de tension : 120 V – 150 V</li> <li>• Puissance maximale : 1 kW</li> <li>• Fréquence de commutation : 10 kHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Source bidirectionnelle Delta</li> <li>- Communication Wifi</li> </ul>
<i>MOSFET_BF_1</i>	Essai en boucle fermée du prototype MOSFETs à tension fixe	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de tension : 150 V – 200 V</li> <li>• Puissance maximale : 2,5 kW</li> <li>• Fréquence de commutation : 50 kHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Prototype MOSFETs</li> <li>- Sources bidirectionnelles Regatron</li> </ul>
<i>MOSFET_BF_2</i>	Essai en boucle fermée du prototype MOSFETs à tension variable	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de tension : 160 V – 200 V</li> <li>• Puissance maximale : 2,5 kW</li> <li>• Fréquence de commutation : 50 kHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Source Regatron</li> <li>- Profils de tension</li> </ul>

TABLE 6.1 – Description des différents essais réalisés afin de valider le pilotage des puissances du DC/DC multi-sources

un convertisseur plus optimisé à base de MOSFETs a été réalisé afin de permettre d'augmenter la fréquence de commutation et le point de fonctionnement. Des tests en boucle fermée, à tension fixe puis variable ont alors été effectués.

Tous les tests ont été réalisés dans le cas d'un convertisseur à trois sources (TAB). Ce choix a été fait notamment pour des raisons pratiques, car l'élément le plus difficile à concevoir et à approvisionner pour ce type de convertisseur est le transformateur haute fréquence multi-enroulements. Or, plusieurs transformateur haute fréquence à trois enroulements, présentant des caractéristiques adaptées à l'étude ont pu être fournis par l'institut Vedecom. Utiliser ce transformateur a donc permis un gain de temps important pour la conception sans pour autant limiter la portée des validations.

## 6.3 Essais sur banc d'essai IGBTs

### 6.3.1 Essai IGBT\_BO\_1 : Essai en boucle ouverte à tension réduite avec charges résistives

L'objectif de ce test est de valider le fonctionnement du TAB et d'étudier les formes d'ondes, à tension et puissance réduite. Le synoptique de cet essai est présentée en Fig. 6.1. En boucle ouverte et en fonctionnement pleine onde, les variables d'entrée permettant de piloter le convertisseur multi-sources sont les déphasages entre les signaux de commande des différents ponts. Une source de tension

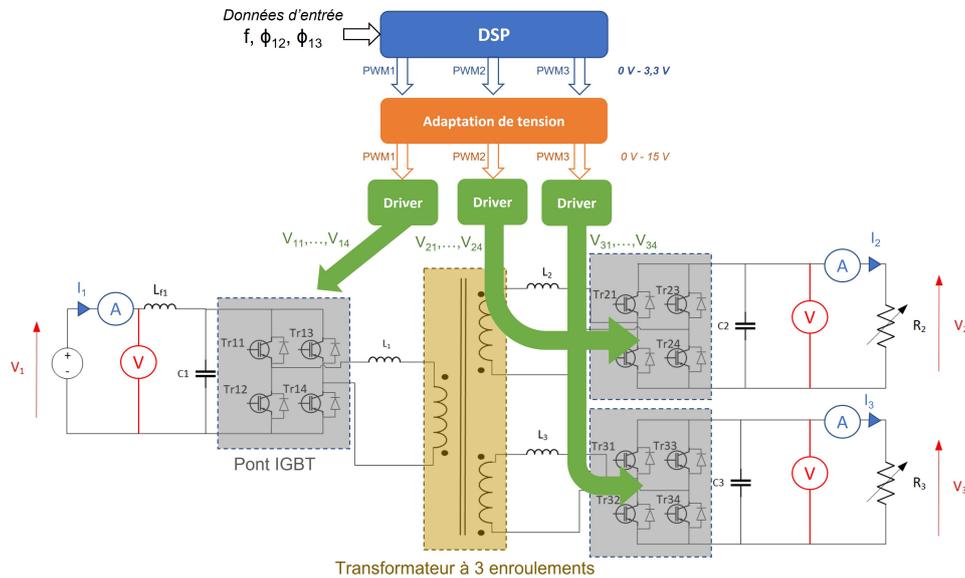


FIGURE 6.1 – Synoptique de l’essai du TAB en boucle ouverte avec ponts IGBTs et charges résistives

continue et réglable est utilisée en entrée du pont 1, et deux résistances variables sont placées en sortie des ponts 2 et 3 afin d’étudier différents points de fonctionnement. Un seul flux de puissance n’est donc observable dans cette configuration, à savoir de la source 1 vers les charges 2 et 3.

A partir des données d’entrée (fréquence de commutation et déphasages), les signaux de commande  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$   $u_3(t)$  et leurs complémentaires sont générés à l’aide d’un microcontrôleur, appelé DSP. Les GPIOs du DSP fournissent des signaux de tension en 0-3,3 V. Cependant, les tensions de commande des drivers des ponts doivent être en 0-15 V. Par conséquent, une carte d’adaptation de tensions a été réalisée. Les drivers fournissent alors les tensions et courants nécessaires aux commutations des différents semi-conducteurs de chaque pont.

### 6.3.1.1 Transformateur HF à trois enroulements et inductances HF

Le transformateur à trois enroulements utilisé dans les différents tests est présenté en Fig. 6.2. Il a été dimensionné pour une puissance maximale au primaire de 8 kW, une tension maximale de 400 V et une fréquence de commutation de 50 kHz. Les rapports du nombre de spires sont unitaires.

Un schéma équivalent du transformateur est également proposé en Fig. 6.2. Les valeurs des différents paramètres ont été déterminées à l’aide d’essais à vide et en court-circuit sur les différents secondaires. Les valeurs sont fournies dans le Tableau 6.2. Les inductances de fuite du transformateur

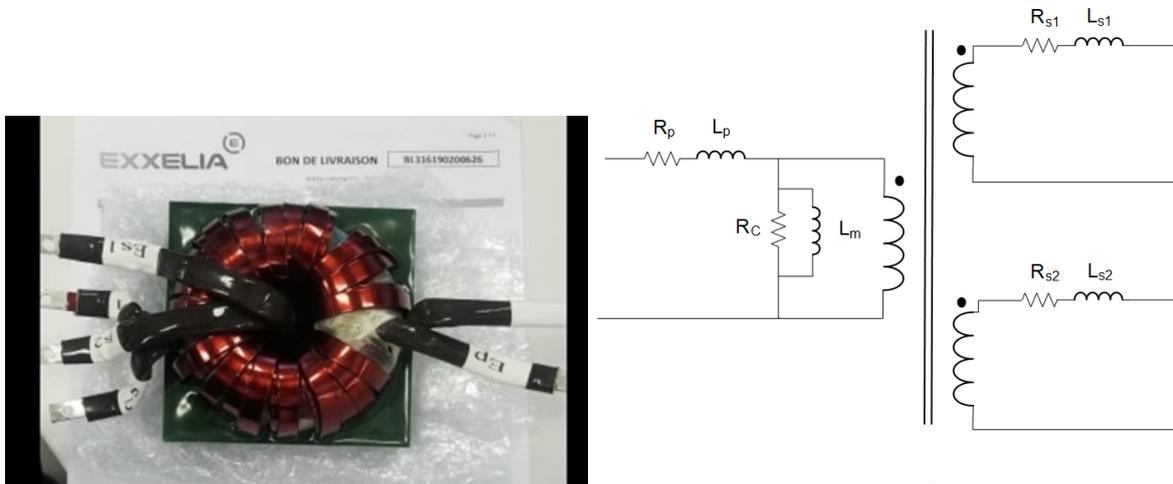


FIGURE 6.2 – Gauche : photo du transformateur HF à trois enroulements utilisé pour les différents tests. Droite : schéma équivalent du transformateur

TABLE 6.2 – Caractéristiques du transformateur à trois enroulements utilisé pour les tests

Paramètre	Définition	Valeur
$P_{max}$	Puissance nominale (au primaire)	8 kW
-	Rapport du nombre de spires	1 :1 :1
$V_{max}$	Tension maximale	400 V
$V_{max}$	Tension maximale	400 V
$f_n$	Fréquence nominale	50 kHz
$R_c$	Pertes dans le noyau	2,7 k $\Omega$
$L_m$	Inductance magnétisante	9 mH
$R_p$	Résistance des enroulements au primaire	3,5 m $\Omega$
$R_{s1}$	Résistance des enroulements au secondaire 1	9 m $\Omega$
$R_{s2}$	Résistance des enroulements au secondaire 2	9 m $\Omega$
$L_p$	Inductance de fuite au primaire	2 $\mu$ H
$L_{s1}$	Inductance de fuite au secondaire 1	2 $\mu$ H
$L_{s2}$	Inductance de fuite au secondaire 2	2 $\mu$ H

sont parfois directement utilisées comme inductances de transfert pour ce convertisseur. Cependant les valeurs étant trop faibles ici par rapport au point de fonctionnement souhaité.

La valeur des inductances de transfert est déterminée selon la méthode de dimensionnement du chapitre précédent. On détermine ainsi  $L_1 = L_2 = L_3 = 65 \mu H$ .

### 6.3.1.2 Ponts IGBTs et drivers

Les ponts utilisés pour les essais IGBTs sont les onduleurs didactiques SEMITEACH de Semikron et sont présentés en Fig. 6.3. Les IGBTs de ces ponts ont pour référence SKM50GB123D. Ils sont positionnés sur un radiateur relié à un ventilateur afin de dissiper l'énergie thermique issue de la conduction des semi-conducteurs.

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

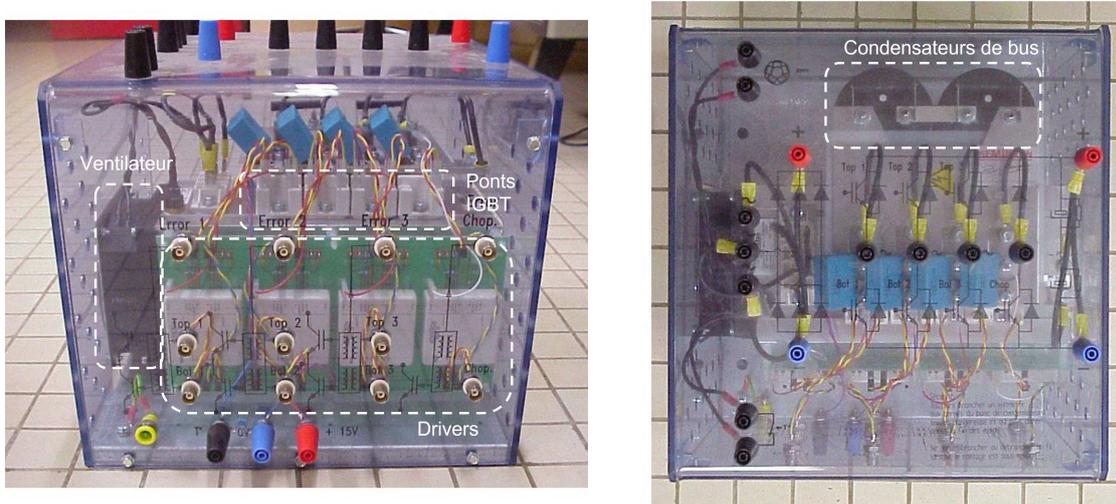


FIGURE 6.3 – Ponts IGBTs utilisés pour les tests. Gauche : vue de face. Droite : vue de dessus

Les drivers associés sont les SKHI22AR et sont placés sur une face latérale du radiateur. Ils permettent l'isolation entre le circuit de commande et le circuit de puissance et fournissent un courant de base et une tension  $V_{BE}$  adaptée à l'IGBT en question, afin d'assurer la bonne commutation et réduire les pertes par commutation. Ces drivers sont alimentés à l'aide d'une source continue de 15 V et les signaux de commande doivent être en 0 - 15 V. La fréquence maximale autorisée est 10 kHz.

Deux condensateurs électrolytiques de filtrage en série sont situés sur l'autre face latérale. Ces derniers sont reliés aux IGBTs au moyen de bus bars laminées de cuivre afin de réduire les inductances parasites. Des condensateurs "d'amortissement" sont ajoutés au niveau de chaque bras afin de réduire les pics de tension lors des commutations, provoqués par les inductances parasites présentes dans le circuit.

#### 6.3.1.3 Génération des signaux de commande avec le DSP

Le DSP permet de fournir les signaux de commande déphasés nécessaires au pilotage du TAB en phase shift. Le modèle utilisé pour les différents essais est le TMS320F28335. La génération de code sur Simulink est utilisée en raison de sa rapidité d'implémentation. Elle permet également, après quelques adaptations, de transiter du fichier modèle de contrôle établi en simulation pour le chapitre précédent vers le code correspondant au contrôle implémenté. Pour cela, les éléments de la librairie "Embedded

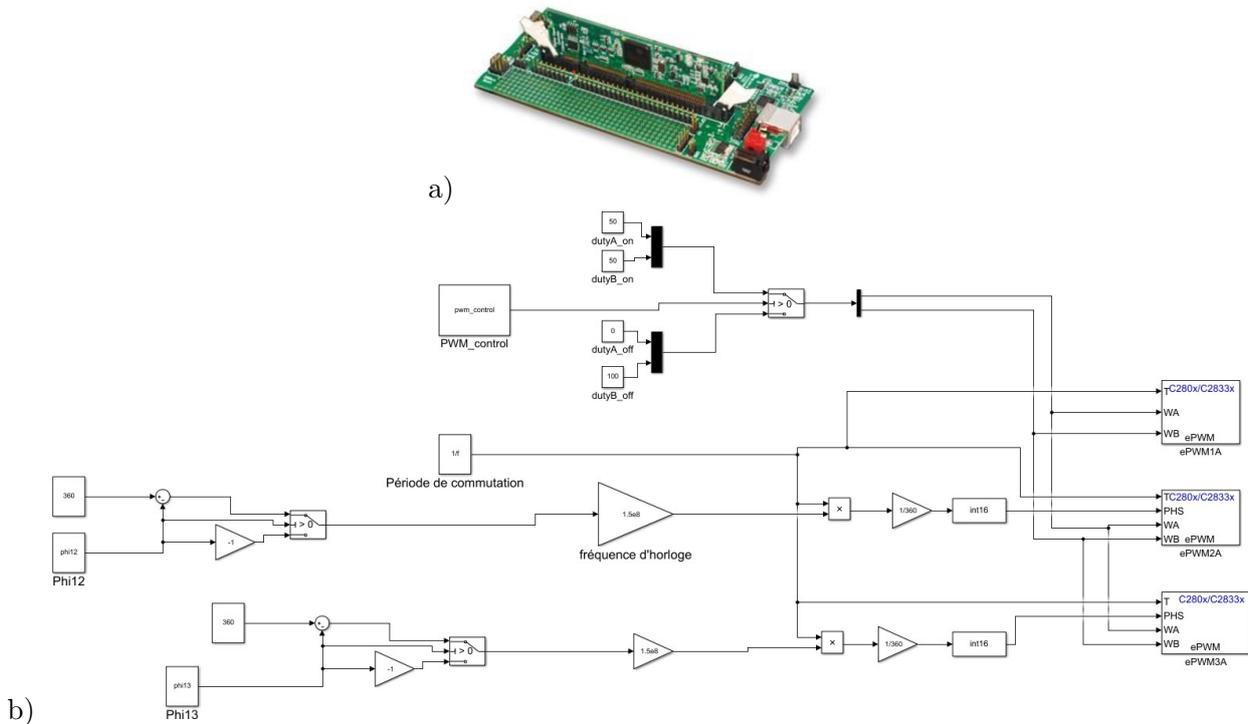


FIGURE 6.4 – a) DSP utilisés dans les différents essais.  
 b) schéma de génération de code pour générer des PWMs déphasés et leur complémentaire

Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors” sont utilisés.

Le schéma Simulink permettant de générer des PWMs déphasés est présenté en Fig. 6.4. Les angles de déphasages doivent d’abord être convertis en fraction de la période de commutation, puis en multiple de la période d’horloge du DSP (150 MHz de fréquence). Un paramètre, noté ”PWM\_control” sur le schéma, permet de couper les signaux de commande, en imposant des rapports cycliques nuls.

Une fois le code généré, le logiciel Code Composer Studio (CCS) permet de compiler le code généré en langage C afin qu’il soit utilisable par le DSP. Les paramètres de fréquence, de déphasage et ”pwm\_control” sont, à ce stade, modifiés directement via l’interface de CCS.

### 6.3.1.4 Circuit d’adaptation 3,3 V - 15 V

Le rôle de ce circuit est d’adapter les tensions fournies par le DSP afin qu’elles soient utilisables par les drivers. La solution la plus simple consiste à utiliser des circuits à base logique CMOS appelé HEX buffers. Le schéma du circuit d’adaptation réalisé est présenté en Fig. 6.5. Un AO suiveur est

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

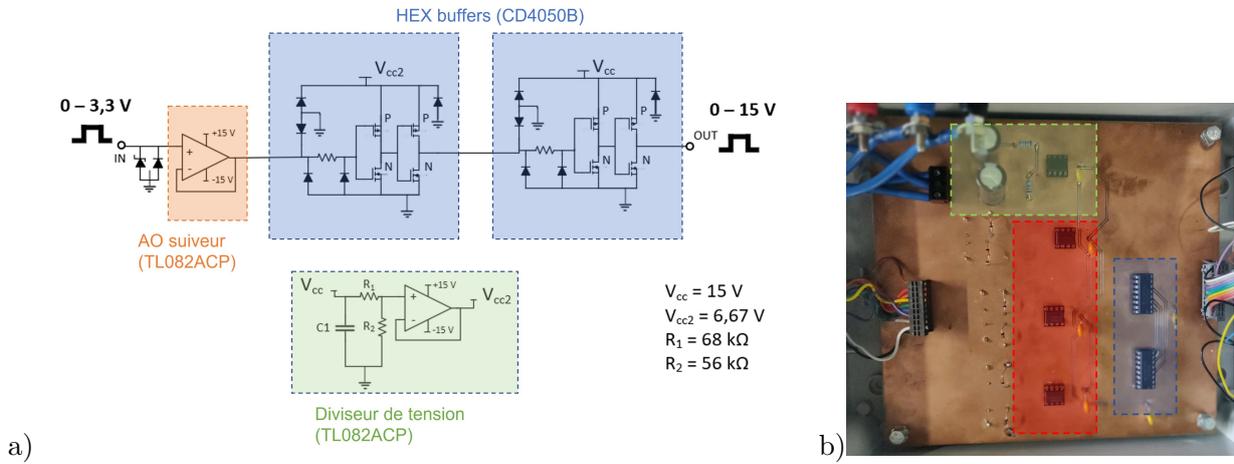


FIGURE 6.5 – a) Schéma du circuit d'adaptation de tension pour les signaux de commande.  
b) Circuit imprimé réalisé

placé entre les signaux entrants et le premier buffer afin de protéger le DSP en cas d'appel de courant anormal des signaux de sortie. Une diode Zener est également placée en parallèle afin de limiter les surtensions. Deux HEX buffers sont placés successivement afin d'obtenir la tension 15 V souhaitée.

#### 6.3.1.5 Montage réalisé et résultats des tests

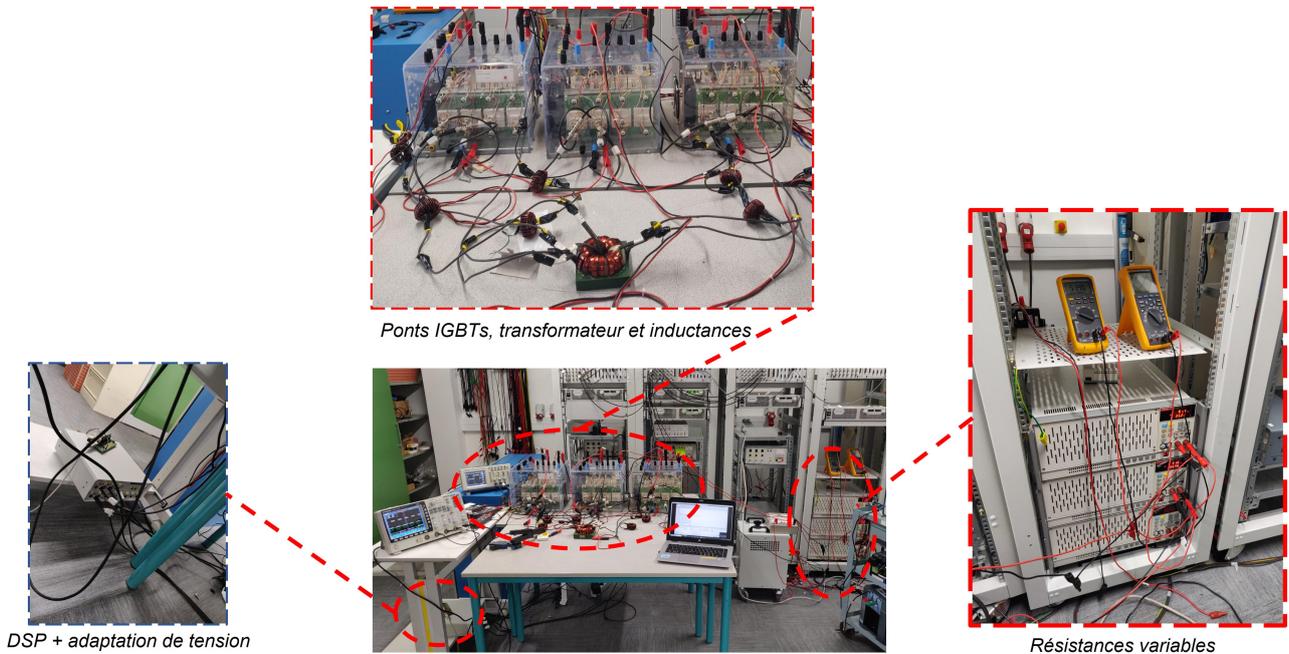


FIGURE 6.6 – Montage réalisé pour le test sur banc IGBT en boucle ouverte avec résistance variable

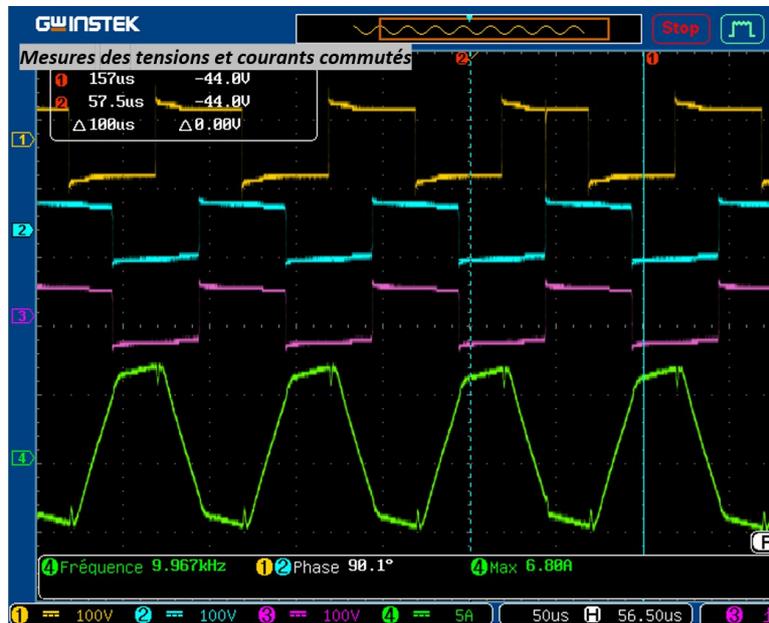


FIGURE 6.7 – Montage réalisé pour le test sur banc IGBT en boucle ouverte avec résistance variable.  
 Jaune : tension commutée sur le pont 1  
 Bleu : tension commutée sur le pont 2  
 Violet : tension commutée sur le pont 2  
 Vert : courant commuté traversant  $L_3$

La Fig. 6.6 présente le montage réalisé, qui utilise les différents éléments décrits précédemment. L'objectif est de vérifier les formes d'onde caractéristiques du TAB et d'étudier l'évolution de la puissance transmise selon les déphasages des sources. On se place à une tension d'entrée  $V_1 = 50V$  et on effectue les tests pour  $\varphi_{12} = \varphi_{13} > 0$  afin d'avoir toujours  $P_1 > 0$ ,  $P_2 < 0$  et  $P_3 < 0$ . Pour chaque angle étudié, les valeurs des résistances  $R_2$  et  $R_3$  sont ajustées afin d'avoir toujours  $V_2 = 48V$  et  $V_3 = 56V$ .

Les formes d'ondes des tensions et courants commutés en sortie des ponts IGBTs sont présentées en Fig. 6.7. Les courbes jaune bleu et magenta représentent les tensions comutées pour les ponts 1, 2 et 3 respectivement, et pour un déphasage de  $90^\circ$ . La précision sur le déphasage mesuré au niveau des tensions commutées par rapport à celui des signaux de commande est de 0,1 degrés. La courbe verte représente le courant commuté dans l'inductance  $L_1$ . On observe ainsi la forme d'onde trapézoïdale de courant, caractéristique de ce type de convertisseur.

L'évolution de la puissance transmise et du rendement du convertisseur selon le déphasage est présentée en Fig. 6.8. On constate que la puissance transmise est maximale pour un déphasage de  $90^\circ$ ,

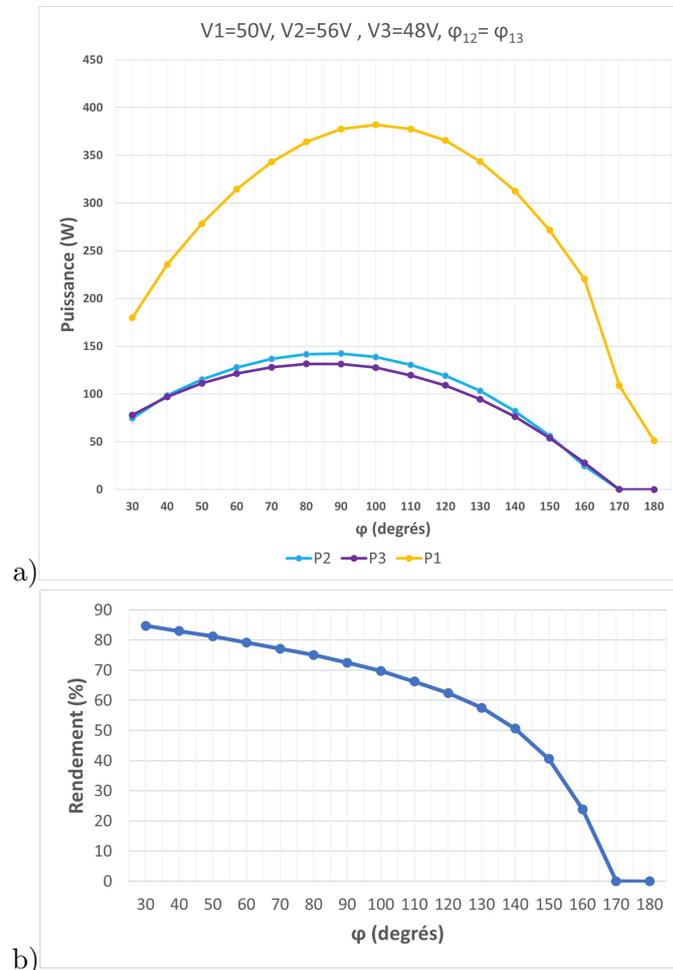


FIGURE 6.8 – Résultats des test en boucle ouverte avec résistance variable.  
 a) Puissance de la source 1 et des charge  $R_2$  et  $R_3$  selon le déphasage.  
 b) Évolution du rendement selon le déphasage

ce qui est attendu théoriquement pour ce convertisseur [65].

D'autre part, on constate que le rendement diminue quand le déphasage augmente, il est donc nécessaire de s'assurer que le point de fonctionnement souhaité corresponde à un déphasage aux alentours de  $30^\circ$ . A cet angle, le rendement est malgré tout plus faible que les valeurs attendues dans le chapitre précédent. Ceci est dû au fait que le convertisseur est dimensionné pour des tensions et des puissances plus élevées et, à l'instar du convertisseur DAB, le rendement diminue lorsqu'un fonctionnement à puissance réduite est souhaité.

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

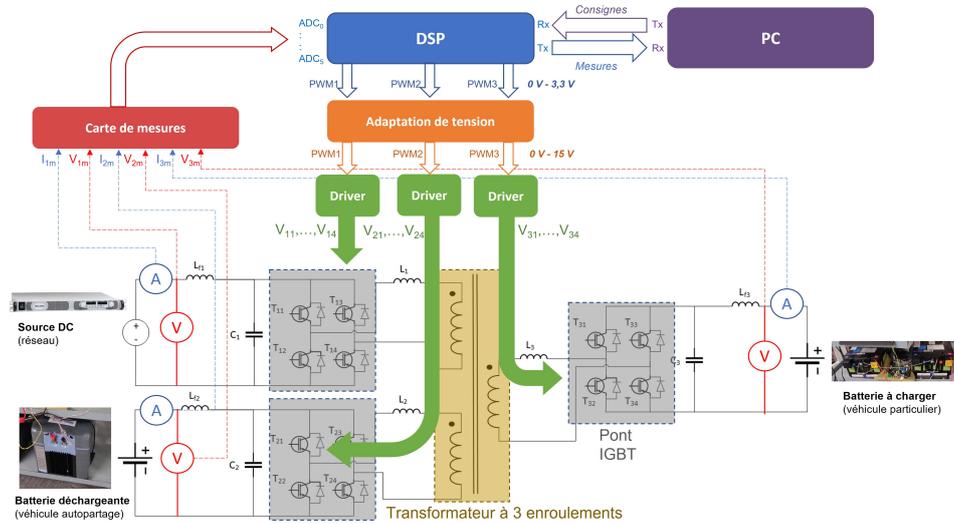


FIGURE 6.9 – Schéma synoptique du montage réalisé pour le test du TAB en boucle fermée faible puissance avec des batteries

#### 6.3.2 Essai IGBT\_BF\_1 : Essai en boucle fermée avec batteries

L'objectif du test *IGBT\_BF\_1* est de valider le pilotage du convertisseur en boucle fermée en très basse tension et à faible puissance, en utilisant des batteries. La validation de ce test permettra ensuite de monter en tension et en puissance pour se placer dans les conditions nominales prévues pour la validation.

Le schéma synoptique de ce test est proposé en Fig. 6.9. Le montage est constitué même du banc de test que le précédent, ainsi que d'une source DC unidirectionnelle et de deux batteries. L'une joue le rôle de la batterie du véhicule d'autopartage et va donc se décharger lors du mode V2V. L'autre représente celle du véhicule de particulier et va donc se charger. La source DC représente la tension continue provenant du réseau après redressement synchrone.

Dans cet essai, on souhaite contrôler les courants des deux batteries en jeu. La source DC est donc utilisée en référence (source 1) et les batteries à décharger et à charger sont respectivement les sources 2 et 3, dont la puissance est contrôlée via les déphasages des commandes  $\varphi_{12}$  et  $\varphi_{13}$ . Les tensions et courants des différentes sources sont mesurés via une carte de mesure qui a été réalisée pour ce test et pour les tests suivants. Les signaux en sortie de la carte, images des mesures, sont envoyés sur le DSP, sur lequel le contrôle en boucle fermée est implémenté par génération de code.

Enfin les mesures récupérées par le DSP sont envoyés sur un PC par communication série. Cette

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

---

dernière permet également d'envoyer les consignes de courant  $I_{2c}$  et  $I_{3c}$  et différents signaux de contrôle. Une interface a également été réalisée afin d'afficher les mesures et d'envoyer simplement les consignes.

#### 6.3.2.1 Batteries de décharge et de charge

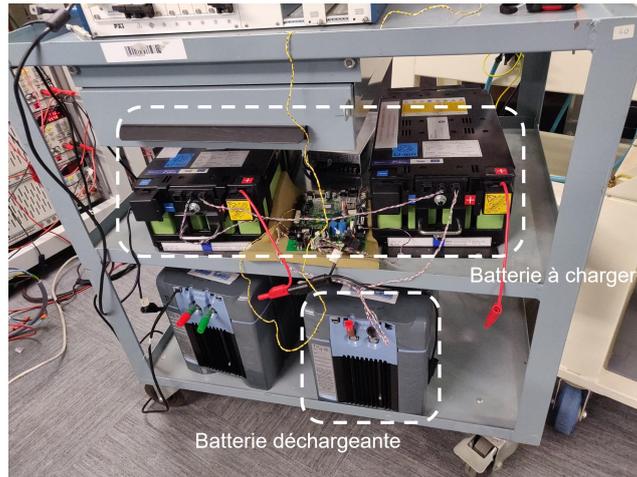


FIGURE 6.10 – Batteries utilisées pour les essais *IGBT\_BF\_1*

TABLE 6.3 – Caractéristiques des batteries utilisées pour l'essai *IGBT\_BF\_1*

Caractéristique	Batterie déchargeante (Evolion)	Batterie à charger (Yuasa)
Capacité	77 Ah	25 Ah
Tension minimale	42 V	44 V
Tension maximale	56 V	67 V
Courant de charge maximal	32 A	600 A
Courant de décharge maximal	44 A	600 A
Résistance interne	45 mΩ	12 mΩ

Les deux batteries utilisées sont présentées en Fig. 6.10. Elles présentent des caractéristiques différentes, ce qui est souhaitable pour les validations. En effet, le véhicule d'autopartage et celui à charger rapidement présenteraient certainement des batteries de spécifications différentes dans le cas réel.

La batterie déchargeante est le modèle Evolion de Saft [80]. C'est une batterie Lithium-ion de type NCA, utilisée pour des applications de stockage de type énergie. Les courbes de charges et de décharge de cette batterie sont disponibles en Annexe B. Sa tension est comprise entre 42 et 56 V, pour une capacité de 32 Ah. Les autres caractéristiques principales sont fournies dans le Tableau 6.3. Le Battery Management System (BMS) est interne.

La batterie à charger est le modèle LIM25H-8 de Yuasa [81]. C'est une batterie Lithium-ion utilisée

pour des applications de stockage de type puissance. Afin d'atteindre la plage de tension 50 - 60 V souhaitée, deux de ces batteries sont connectées en série. Le BMS est externe et visible entre les deux batteries sur la Fig. 6.10. Les courbes de charges et de décharge de la cellule composant cette batterie sont disponibles en Annexe B. Sa tension évolue entre 46 et 67 V, et son courant maximal est de 600 A. Les autres caractéristiques principales sont fournies dans le Tableau 6.3.

### 6.3.2.2 Carte de mesure

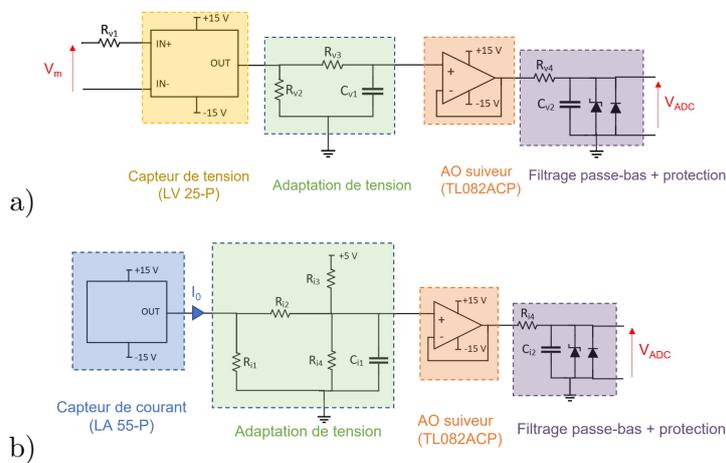


FIGURE 6.11 – Schéma des circuits permettant d'adapter les tensions de sortie des capteurs.

- a) Capteur de tension.
- b) Capteur de courant

Le rôle de la carte de mesure est de mesurer les grandeurs nécessaires au contrôle en boucle fermée ainsi que de les convertir en signaux adaptés aux entrées analogiques du DSP. En effet les pins ADC du DSP acceptent des tensions entre 0 et 3,3 V et il faut donc adapter les tensions renvoyées par les capteurs à cette plage. La carte est dimensionnée afin de pouvoir être utilisée dans tous les tests en boucle fermée à venir (sur banc IGBTs et pour le prototype MOSFET).

Les capteurs de tensions utilisés sont les LV 25-P de LEM [82]. Il acceptent une tension allant jusqu'à 500 V. Le schéma du circuit en sortie de ce capteur est présenté en Fig. 6.11. La résistance d'entrée  $R_{v1}$  permet de fournir un courant en entrée du capteur proportionnel à la tension d'entrée. Le courant en sortie est proportionnel au courant d'entrée, de gain noté  $\alpha$ . La résistance  $R_{v2}$  est définie par les spécifications du capteur et un étage pont diviseur permet alors de ramener la tension dans la plage souhaitée. Le montage suiveur permet de limiter le courant prélevé sur le capteur. Enfin, un

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

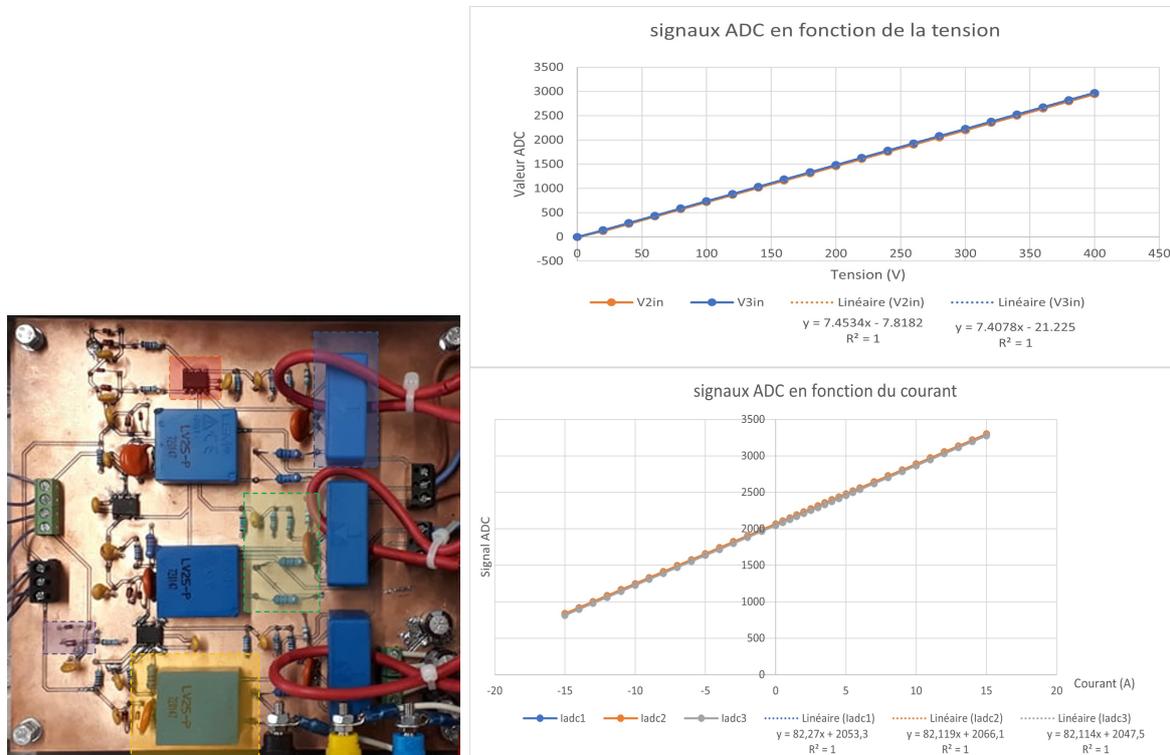


FIGURE 6.12 – Carte de mesure réalisée et caractérisation des signaux renvoyés au DSP en fonction des mesures. Gauche : carte de mesure. Droite haut : évolution des signaux ADC des mesures de tensions en fonctions des tensions mesurées. Droite bas : évolutions des valeurs renvoyées après conversion analogique/digitale des mesures de tensions en fonctions des tensions mesurées.

filtre passe bas ainsi que des diodes de protection permettent de protéger le DSP en cas d'appel de courant anormal ou de surtension.

La tension envoyée au DSP est choisie sur la plage 0-3 V pour une plage de tension mesurée allant de 0 à 500 V. La conversion analogique/digitale étant réalisée sur 12 bits, la précision maximale théorique sur la tension est d'environ 120 mV. Etant donné que les tensions mesurées sont continues avec de faibles variations, cette précision est acceptable pour l'application souhaitée.

Les capteurs de courant utilisés sont les LA 55-P de LEM. Ce capteur, de type effet Hall, fournit un courant image du courant mesuré en entrée, qui est ensuite adapté afin de fournir une tension positive dans la plage souhaitée. Les mêmes protections que pour le capteur de tension sont ensuite utilisées. La plage de courant mesurée est d'abord choisie entre -25 et 25 A et la tension de sortie demeure 0-3 V. La précision maximale théorique est alors de 12 mA, ce qui est acceptable au regard des courants mesurés.

La carte finalement réalisée est présentée en Fig. 6.12. Les couleurs des encadrés correspondent à celles de la Fig. 6.11. La caractérisation de cette carte sur les plages de tension et de courant souhaitées a été effectuée et les résultats sont présentés sur la même figure. Les valeurs en ordonnées correspondent au signal converti par les ADCs, compris entre 0 et 4095. On constate une parfaite linéarité entre le signal de sortie et les valeurs mesurées.

#### 6.3.2.3 Communication série et affichage des mesures

A la différence du test résistif, où les consignes de déphasage étaient rentrées directement via l'interface de CCS les commandes sont désormais envoyées par communication série. En effet, des bugs récurrents de l'interface ont été constatés pendant les tests, et il a donc été choisi d'utiliser CCS uniquement pour la compilation du code et l'envoi sur le DSP.

Afin de pouvoir afficher les mesures issues de la carte en temps réel ainsi que d'envoyer différentes commandes nécessaires au pilotage des puissances (consignes de courant, variables d'activation du contrôle...) une interface a alors été réalisée dans l'environnement Python. Les bibliothèques "Dash" et "Plotly" ont été utilisées.

L'interface est présentée en Fig. 6.13. La partie rouge concerne les différents éléments permettant de rentrer les consignes nécessaires au contrôle du convertisseur. Parmi ces consignes, des offsets pour les capteurs de tension et de courant sont ajoutés. En effet, il a été remarqué qu'une calibration des capteurs à tension et courant mesurés nuls est parfois nécessaire lors de certains tests.

La partie bleue représente les différentes mesures à afficher en temps réel. Le délai d'actualisation de l'affichage des mesures, fixé à 150 millisecondes, a été choisi afin de permettre à l'interface d'afficher suffisamment de points des différentes variables de contrôle sans présenter de bug.

#### 6.3.2.4 Génération de code en boucle fermée

Le modèle de génération de code est présenté en Fig. 6.14. Il est constitué de 4 parties. La première partie (Fig. 6.14a)) permet de récupérer les signaux images des tensions de sortie de la carte de mesure. Ce sont des entiers compris entre 0 et 4095. Un filtre numérique permet de limiter le bruit généré par la conversion analogique/digitale. Les signaux sont ensuite ramenés aux mesures effectuées par les capteurs, à l'aide des paramètres des régressions linéaires effectuées lors de la caractérisation de la carte de mesure (cf Fig. 6.12).

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

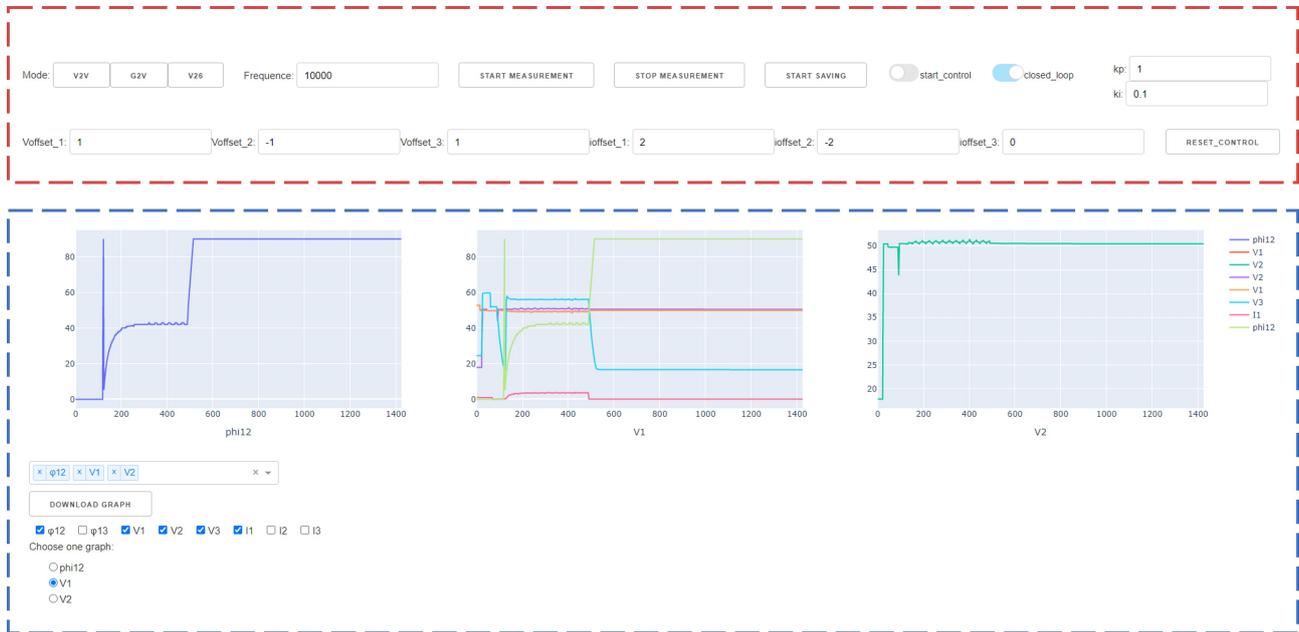


FIGURE 6.13 – Interface permettant d’afficher les mesures et d’envoyer les consignes

La deuxième partie (Fig. 6.14b)) permet d’envoyer différentes variables au PC par communication série pour l’affichage dans l’interface. On récupère ainsi les différentes mesures de tension et courant ainsi que les consignes de déphasages issues du contrôle. La transmission en communication série n’acceptant que des entiers naturels codés sur 16 bits, une conversion est réalisée en amont.

La troisième partie (Fig. 6.14c)) correspond à la récupération des consignes provenant du PC par communication série. Celle-ci permet d’envoyer jusqu’à 7 variables codées sur 16 bits. Étant donné que plus de 7 consignes doivent être envoyées, la solution trouvée est de les envoyer en plusieurs trames de 6 variables et la septième variable désigne alors le numéro de trame envoyée. Un code de décodage est ajouté, ce qui permet de déterminer quelles consignes sont envoyées selon le numéro de trame de la dernière variable. Cette méthode ne pose pas de problème dans le contrôle, dans le sens où les consignes nécessaires n’évoluent pas en temps réel et sont fixes pour un test donné.

La dernière partie (Fig. 6.14d)) est dédiée au contrôle des courants des sources en boucle fermée. Le schéma de contrôle est identique à celui du chapitre précédent, il a seulement été adapté au nombre de sources utilisées ici. Les courants mesurés  $I_2$  et  $I_3$  sont des sorties de la première partie. Le mode de contrôle souhaité (boucle ouverte ou fermée), les consignes de courant (ou de déphasage en boucle ouverte) et les gains  $K_p$  et  $K_i$  des correcteurs PI sont des sorties de la deuxième partie, et sont entrées

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

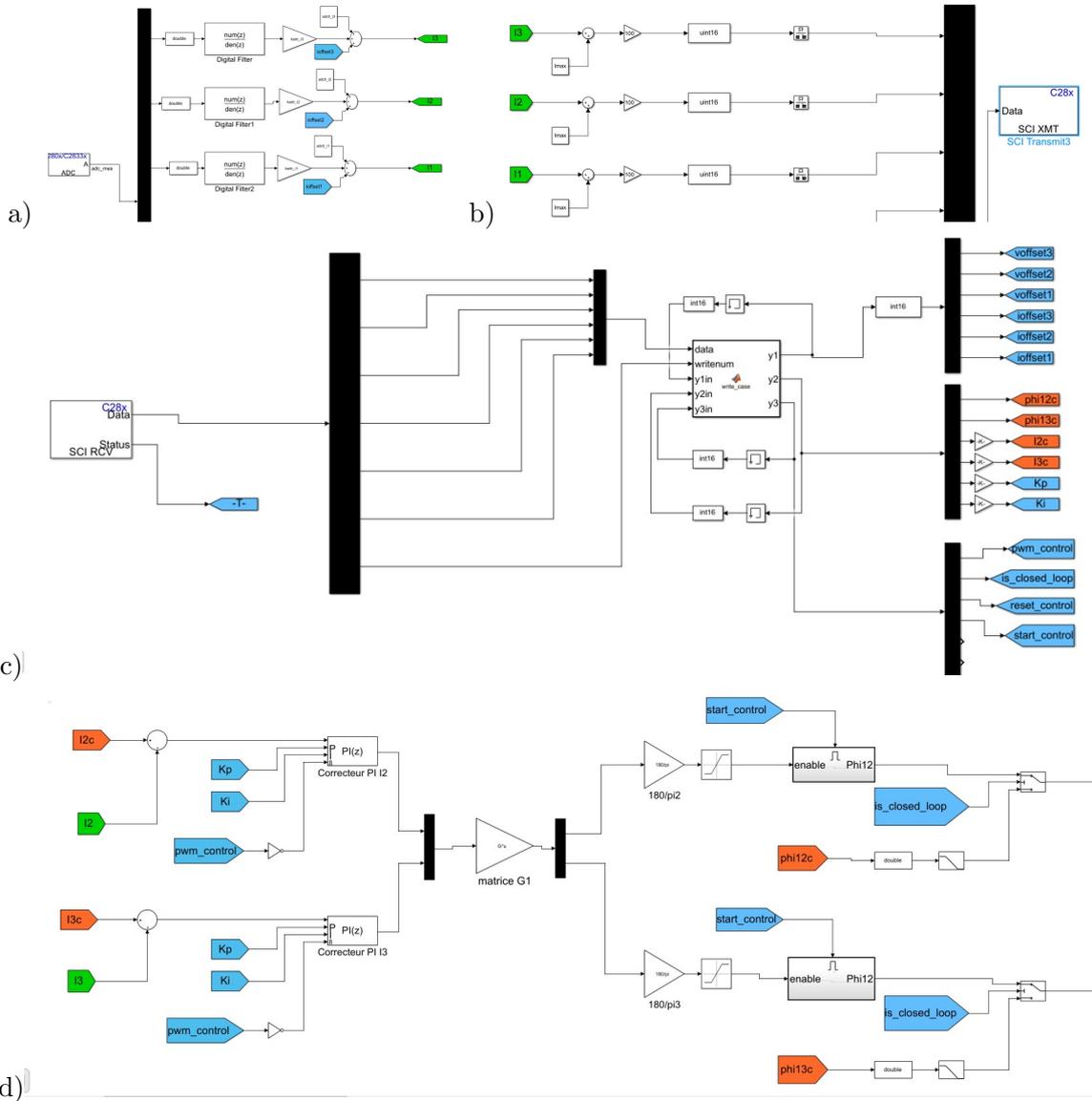


FIGURE 6.14 – Modèles de génération de code pour le contrôle en boucle fermée et la communication série

- a) Modèle pour la réception des mesures provenant de la carte de mesure
- b) Modèle pour l'envoi des mesures en communication série
- c) Modèle pour la réception des consignes provenant de la communication série
- d) Modèle pour le contrôle du convertisseur en boucle fermée

via l'interface. Les déphasages désirés sont alors transmis au blocs de génération des PWMs, selon le même schéma que pour le test résistif (cf Fig. 6.4), non représenté ici.

### 6.3.2.5 Résultats du test réalisé

Les tests ont pour objectifs de valider le bon fonctionnement des éléments décrits précédemment et le pilotage des puissances des batteries. On se place à un point de fonctionnement correspondant à  $V_1 = V_2 = 50V$ ,  $V_3 = 60V$  et on souhaite charger la source 3 en V2V à une puissance de 250 W, en déchargeant la source 2 à 150 W.

Le résultat du test est présenté en Fig. 6.15. Les gains  $K_p$  et  $K_i$  ont été choisis de sorte à obtenir un temps de réponse suffisamment lent afin d'observer les dynamiques de courants. On observe que les courants  $I_2$  et  $I_3$  atteignent les consignes souhaitées. On constate également une ondulation de courant en régime permanent, de 5% pour  $I_2$  et de 2.5% pour  $I_3$ . Cette ondulation a été également mesurée à l'oscilloscope, et des valeurs similaires ont été trouvées. Ces valeurs sont dans les plages prévues dans le cahier des charges du chapitre précédent.

On observe par ailleurs que les courants n'augmentent pas tant que le déphasage  $\varphi_{13}$  ne dépasse pas une certaine valeur, proche de  $20^\circ$ . Cela est dû au fait que les drivers des 3 ponts se bloquent pour des déphasages inférieurs. La raison vient probablement du fait que les tensions commutées sont très bruitées dans cette plage, et les pics de tension à la commutation sur les semi-conducteurs provoque la mise en défaut des drivers. Il est donc nécessaire de dimensionner le convertisseur de sorte à ce que le point de fonctionnement nominal corresponde à un déphasage éloigné de cette plage.

En outre, on observe une diminution de la tension  $V_2$  et une augmentation de la tension  $V_3$  lors du contrôle du courant, par rapport aux valeurs à courant nul. C'est un phénomène caractéristique des batteries utilisées, car il existe une dépendance entre les tensions fournies et le courant, et qui provient en partie de la résistance interne de celles-ci.

Enfin le rendement en régime permanent a été mesuré à 85,2%. Comme expliqué pour le test résistif, ce rendement faible provient notamment du point de fonctionnement en tension et en courant éloigné des valeurs nominales de dimensionnement des éléments du convertisseur (semi-conducteurs notamment).

En conclusion, ce test a permis de valider le bon fonctionnement des différents éléments nécessaires au pilotage des puissances en V2V. Un pilotage des courants des batteries en boucle fermée a pu être réalisé, correspondant à une puissance fournie de 250 W. Ce test a par ailleurs fait apparaître la nécessité de dimensionner les éléments du chargeur de sorte à ce que les déphasages correspondant

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

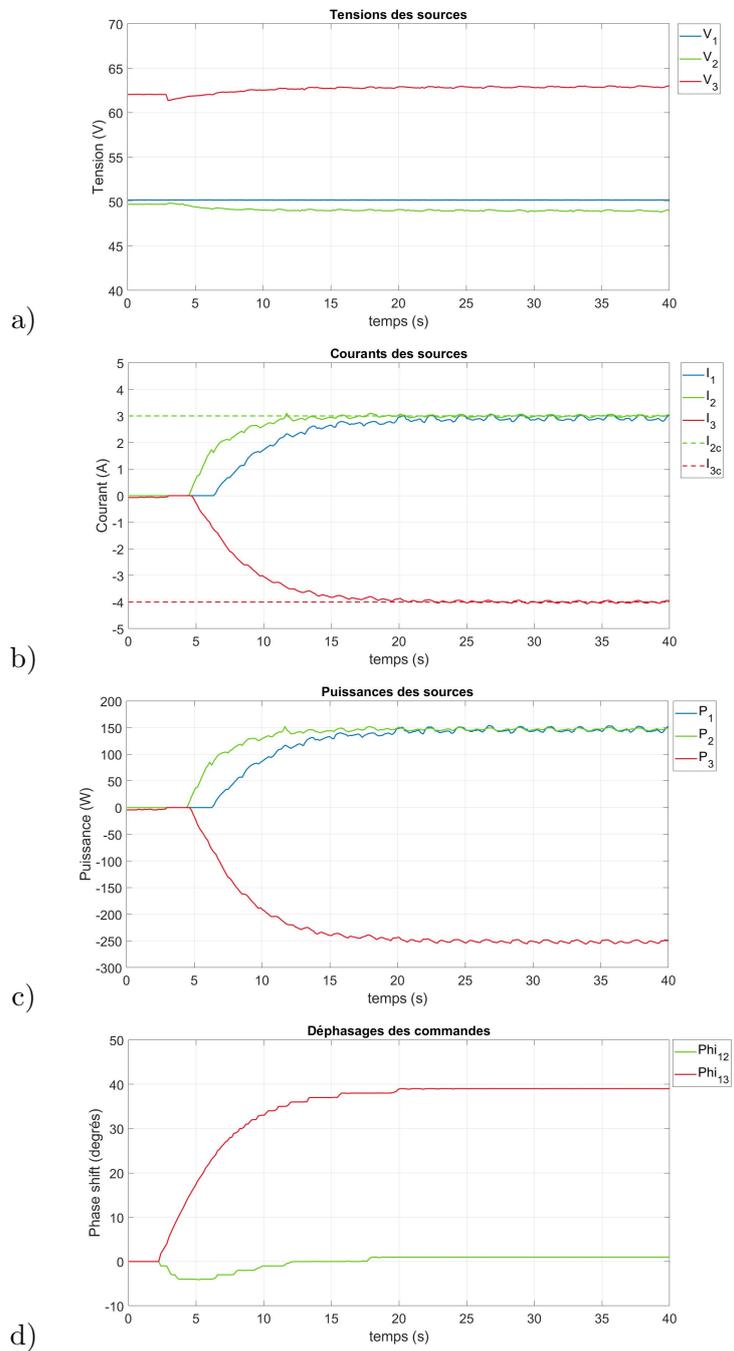


FIGURE 6.15 – Résultat du test *IGBT\_BF\_1* : pilotage des courants des batteries en V2V

- a) Tensions des sources
- b) Courants des sources
- c) Puissances des sources
- d) Déphasages de signaux de commandes

## 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

aux points de fonctionnement nominaux ne soit pas dans la plage 0-20°.

### 6.3.3 Essai IGBT\_BF\_2 : Essai en boucle fermée à 1 kW

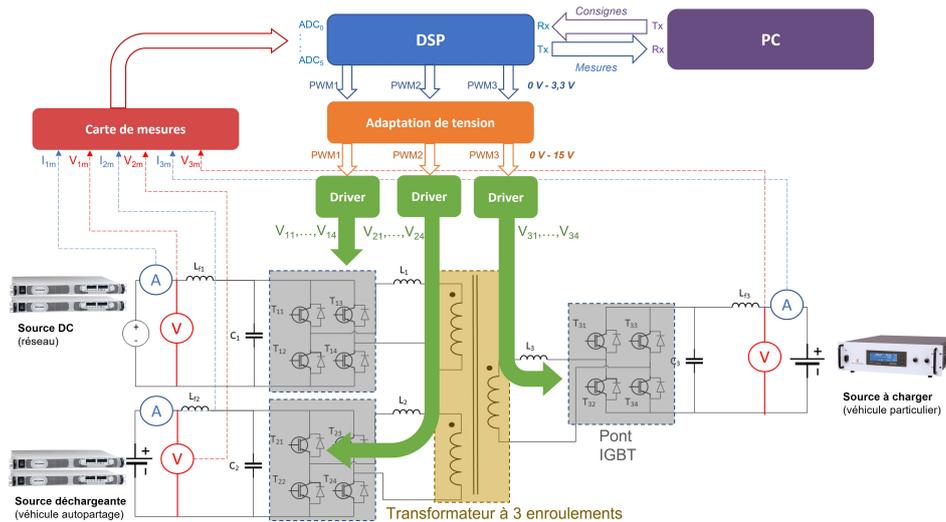


FIGURE 6.16 – Schéma synoptique de l'essai en boucle fermée à 1 kW

L'objectif de ce test est de valider le pilotage des puissances pour le convertisseur TAB dans différents modes de fonctionnement étudiés dans le chapitre précédent, pour un point de fonctionnement en tension et en puissance plus élevé que dans le test précédent. Le schéma synoptique de l'essai est présenté en Fig. 6.16. Par rapport au test précédent, la seule différence vient des sources utilisées.

En effet, deux sources DC TDK Lambda de 500 V et 5,5 A sont connectées en parallèle pour les sources 1 et 2, afin de pouvoir atteindre des courants plus élevés que celui permis par une seule. Pour la source 3, il est nécessaire d'utiliser une source de tension bidirectionnelle, capable d'imposer une tension tout en recevant du courant. Ainsi, la source bidirectionnelle Delta Elektronika SM15K est employée. Elle peut fournir une tension allant jusqu'à 500 V et un courant compris entre -90 A et 90 A pour une puissance maximale de 15 kW.

#### 6.3.3.1 Conditions de test

Dans cet essai, les modes V2V, G2V et V2G seront étudiés. Plusieurs points de fonctionnement sont étudiés pour chaque mode et sont décrits dans les parties suivantes. Les tensions imposées sur les sources ainsi que les puissances et courants de consigne pour chaque test sont répertoriés dans le

### 6.3. ESSAIS SUR BANC D'ESSAI IGBTs

TABLE 6.4 – Caractéristiques des différents tests réalisés pour l'essai *IGBT\_BF\_2* (NC : non connectée)

Nom du test	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$P_{2c}$	$P_{3c}$	$I_{2c}$	$I_{3c}$
<i>V2V_1</i>	135 V	150 V	120 V	500 W	- 1000 W	3,33 A	-8,33 A
<i>V2V_2</i>	142,5 V	142,5 V	142,5 V	500 W	- 1000 W	3,5 A	-7,01 A
<i>V2V_3</i>	135 V	150 V	120 V	500 W	- 1000 W	3,7 A	-6,66 A
<i>G2V_1</i>	120 V	120 V	NC	-500 W	NC	-4,16 A	NC
<i>G2V_2</i>	150 V	150 V	NC	-500 W	NC	-3,33 A	NC
<i>V2G_1</i>	120 V	120 V	NC	546 W	NC	4,55 A	NC
<i>V2G_2</i>	150 V	150 V	NC	546 W	NC	3,7 A	NC

Tableau 6.4

#### • Mode V2V

Pour le mode V2V, le montage est celui prévu dans la Fig. 6.16. Les tests étant pour le moment réalisés à tension fixe, 3 points de fonctionnement remarquables seront étudiés.

Le premier test, appelé *V2V\_1* correspond au début de la charge V2V. Le véhicule correspondant à la source 2 est chargé et sa tension est maximale tandis que le véhicule 3 est déchargé. On a alors  $V_2 = 150 V$  et  $V_3 = 120 V$ . La tension  $V_1$  est choisie au milieu des deux valeurs précédentes afin de minimiser les pertes, soit  $V_1 = 135 V$ . La puissance fournie à la source 3 est de 1 kW tandis que la source 2 fournit 500 W.

Le deuxième test, appelé *V2V\_2* correspond au moment où les tensions  $V_2$  et  $V_3$  se croisent en cours de charge. On a alors  $V_1 = V_2 = V_3 = 142,5 V$ . Le rendement doit être maximal pour ce point de fonctionnement car l'écart des tensions est minimal.

Le troisième test, appelé *V2V\_3* correspond à la fin de la charge V2V. Le véhicule correspondant à la source 2 est partiellement déchargé tandis que le véhicule de la source 3 est chargé. On a alors  $V_2 = 135 V$  et  $V_3 = 150 V$ . La tension  $V_1$  est choisie au milieu des deux valeurs précédentes afin de minimiser les pertes, soit  $V_1 = 142,5 V$ . La puissance fournie à la source 3 est de 1 kW tandis que la source 2 fournit 500 W.

#### • Mode G2V

Pour le mode G2V, le transfert de puissance s'effectue de la source 1 vers la source 2. Comme la source 2 est unidirectionnelle elle ne peut accepter de courant. Elle est donc remplacée par la source bidirectionnelle, et aucune source n'est connectée en sortie du pont 3. Les signaux de commandes de

ce pont sont fixés à zéro. Deux tests sont effectués pour ce mode de fonctionnement.

Le premier test, appelé  $G2V\_1$ , correspond au début d'une charge du véhicule correspondant à la source 2. On a alors  $V_1 = V_2 = 120 V$  La puissance fournie à la source 2 est de 500 W. Le deuxième test, appelé  $G2V\_2$ , correspond à la fin d'une charge du véhicule correspondant à la source 2. On a alors  $V_1 = V_2 = 150 V$  La puissance fournie à la source 2 est de 500 W.

- **Mode V2G**

Pour le mode V2G, le transfert de puissance s'effectue de la source 2 vers la source 1. Comme la source 1 est unidirectionnelle elle ne peut accepter de courant. Elle est donc remplacée par la source bidirectionnelle, et aucune source n'est connectée en sortie du pont 3. Les signaux de commandes de ce pont sont fixés à zéro. Deux tests sont effectués pour ce mode de fonctionnement.

Le premier test, appelé  $V2G\_1$ , correspond au début d'une décharge du véhicule correspondant à la source 2 vers le réseau. On a alors  $V_1 = V_2 = 120 V$  La puissance fournie à la source 2 est de 500 W. Le deuxième test, appelé  $V2G\_2$ , correspond à la fin d'une décharge du véhicule correspondant à la source 2 vers le réseau correspondant à la source 1. On a alors  $V_1 = V_2 = 150 V$  La puissance fournie à la source 1 est de 500 W.

#### 6.3.3.2 Problèmes de CEM rencontrés et solutions apportées

Parmi les difficultés rencontrées lors des validations de ces tests, l'effet des perturbations électromagnétiques (générées par les commutations de tension) sur le reste du montage a été la plus contraignante. Ces perturbations ont notamment causé la perte de la communication série entre le DSP et le PC lors de la montée aux tensions de ces tests. En particulier, le port JTAG du DSP s'est montré particulièrement sensible à ces perturbations.

Afin de pallier à ce problème, la solution apportée a été d'effectuer la communication série en passant par les GPIOs du DSP et en les connectant à ceux d'un Raspberry, configuré pour la communication série. Le Raspberry génère l'interface et la rend accessible sur un serveur local. On se connecte alors au réseau depuis le PC en Wifi ou Ethernet. La connexion entre le Raspberry et le DSP est visible en Fig. 6.17. Malgré tout, des perturbations ont subsisté sur les mesures renvoyées par le DSP. Des ferrites ont alors été ajoutés aux différents câbles de connexion entre le DSP, le Raspberry et le PC.

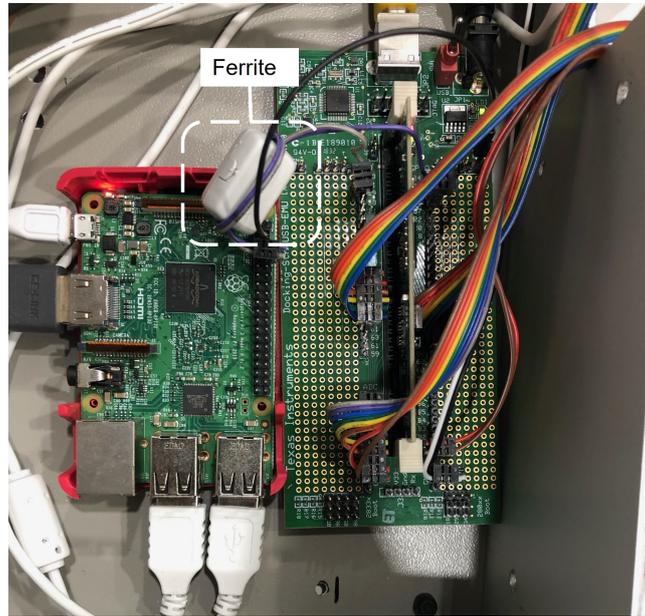


FIGURE 6.17 – Communication série entre le Raspberry (carte de gauche) et le DSP (carte de droite)

Par ailleurs, il a été observé que l'instant auquel les mesures sont effectuées influence également le bruit engendré. En effet, des mesures proches des instants de commutation sont plus bruitées que celles relativement éloignées. Les mesures ont alors été synchronisées de sorte à être effectuées au milieu d'une demi-période de commutation.

#### 6.3.3.3 Résultats des tests réalisés et discussion

Les résultats des tests décrits précédemment sont présentés en Annexe C. Comme pour les tests avec batterie, un temps de réponse relativement élevé a été choisi afin de pouvoir observer un nombre suffisant de points pendant le contrôle. La fréquence de commutation est de 10 kHz, et une évaluation théorique a montré que le choix d'inductances de transfert de  $65 \mu H$  permet d'obtenir un déphasage en régime permanent dans la plage 25-40°. Cette plage est idéale à la fois en terme de rendement mais également afin de réduire les perturbations sur les drivers des ponts pour des angles inférieurs.

- **Mode V2V**

Les résultats des tests  $V2V\_1$ ,  $V2V\_2$  et  $V2V\_3$  montrent que le contrôle implémenté permet le pilotage des courants des sources afin que les puissances atteignent les valeurs souhaitées, pour les trois points de fonctionnement choisis. Les ondulations de courant sur  $I_2$  et  $I_3$  sont inférieures à 2% des

valeurs finales. Cela s'explique par l'augmentation des tensions des sources, qui permettent un meilleur fonctionnement en commutation des IGBTs car ces valeurs sont plus proches des valeurs nominales.

A  $t=0$ , on remarque également que le courant est non nul pour les trois sources alors que les déphasages initiaux sont proches de zéro. Cela peut s'expliquer en revenant à la formulation théorique des courants, explicitée dans le chapitre précédent. Les courants circulant dans les inductances sont liés à la différence des tensions commutées à leurs bornes. Lorsque les tensions commutées sont égales, à déphasage nul, le courant dans ces inductances est rigoureusement égal à zéro, tandis qu'il existe un courant non nul lorsque ces tensions diffèrent, ce qui engendre donc un appel de courant sur les sources. Néanmoins l'amplitude de ces appels de courants au démarrage est relativement faible, ce qui ne pose pas de problème particulier pour le pilotage.

Les rendements mesurés en régime permanent sont de 91,7 % pour le test  $V2V\_1$ , 92,5% pour le test  $V2V\_2$  et 92,2% pour le test  $V2V\_3$ . Le fait que le test  $V2V\_2$  soit le plus élevé était prévisible car les tensions des différentes sources sont égales. A l'inverse, le rendement est minimal pour le test  $V2V\_1$  car il présente la différence de tension la plus élevée. Ces valeurs de rendement relativement faibles s'expliquent par le fait que les IGBTs ne sont pas les semi-conducteurs les plus adaptés pour ce convertisseur. En effet, l'utilisation de MOSFETs permettra de réduire ces permettre tout en augmentant la fréquence de commutation.

- **Mode G2V**

Pour les tests des modes G2V et V2G le schéma de contrôle a été adapté en recalculant la matrice de découplage dans le cas de deux sources et en déconnectant la génération de PWMs pour le pont 3. Cette solution est plus avantageuse que fixer la consigne de puissance de la source 3 à zéro, car les semi-conducteurs ne sont pas sollicités et les pertes sont ainsi réduites. Étant donné qu'un passage instantané du mode V2V au mode V2G ou G2V n'est pas envisagé, le fait que ces modes aient une boucle de contrôle différente ne pose pas de problème particulier à priori.

Les résultats des tests  $G2V\_1$  et  $G2V\_2$  montrent que ce schéma de contrôle permet le pilotage de la puissance de la source 2 à la valeur souhaitée. On mesure un rendement de 91,25% pour le test  $G2V\_1$  et de 92,5% pour le test  $G2V\_2$ . le rendement plus élevé pour ce dernier test s'explique par l'augmentation de la tension des sources, ce qui, à puissance égale, réduit les courants commutés et les pertes conduites subséquentes.

- **Mode V2G**

Pour les tests des modes V2G, le courant de consigne de la source 2 a été calculée de sorte à ce que la source 1 reçoive 500 W. Le rendement du chargeur a donc été déterminé au préalable pour les deux points de fonctionnement étudiés. Le courant  $I_{1c}$  n'est donc pas réellement le signal de consigne du contrôle, mais il permet d'observer la valeur finale que le courant  $I_1$  doit atteindre.

On constate que la réversibilité des flux de puissances est assurée par ce schéma de contrôle, la puissance de la source 1 atteignant la valeur souhaitée. Cependant, les valeurs de  $\varphi_{12}$  en régime permanent ne sont pas exactement opposés pour des tensions identiques en G2V et V2G. De même le rendement mesuré pour le mode  $V2G_1$  est de 91,5% contre 91,25% pour le mode  $G2V_1$ . Ces différences peuvent s'expliquer par de légères variations de caractéristiques en tension et en courant pour les deux ponts concernés.

En conclusion, l'essai  $IGBT\_BF\_2$  aura permis de valider expérimentalement le pilotage des puissances en boucle fermée en utilisant le schéma de contrôle implémenté en simulation dans le chapitre précédent. Les 3 modes de fonctionnement V2V, G2V et V2G ont pu être testé à une puissance de 1 kW et des tensions comprises entre 120 et 150 V, pour une fréquence de commutation de 10 kHz. Les rendements mesurés sont néanmoins relativement faibles, et l'augmentation de la fréquence de commutation et du point de fonctionnement nécessitent l'utilisation de MOSFETs afin de réduire les pertes.

## 6.4 Essais sur un prototype à base de MOSFETs

Les tests sur banc IGBTs ont permis de valider le pilotage des puissances pour le convertisseur multi-sources, avec le schéma de contrôle établi dans le chapitre 5. Néanmoins, le rendement obtenu dans les différents modes de fonctionnement était relativement faible pour ce type de topologie, notamment à cause de l'utilisation d'IGBTs pour la commutation.

Afin de réduire le dimensionnement de certains éléments des convertisseurs (en particulier le transformateur et les inductances de transfert), l'augmentation de la fréquence de commutation est souhaitée. L'utilisation de MOSFETs est alors requise pour le niveau de tension considéré, car ils présentent des pertes plus faibles à fréquence de commutation plus élevée.

Dans cette partie, l'objectif est de valider le pilotage des puissances du DC/DC multi-sources à puissance, tension et fréquence de commutation plus élevée que précédemment. Pour ce faire, un prototype de convertisseur TAB utilisant des MOSFETs a été réalisé. Le convertisseur sera alors décrit, notamment concernant le choix des composants, puis les essais réalisés seront présentés.

### 6.4.1 Conception du convertisseur TAB à MOSFETs

#### 6.4.1.1 Cahier des charges

TABLE 6.5 – Spécifications du convertisseur TAB à MOSFET

Spécification	Définition	Valeur minimale	Valeur maximale
$P_1$	Puissance de la source 1	- 1 kW	1,3 kW
$P_2$	Puissance de la source 2	-1,03 kW	1,5 kW
$P_3$	Puissance de la source 3	- 2,5 kW	0 kW
$V_1$	Tension de la source 1	150 V	200 V
$V_2$	Tension de la source 2	150 V	200 V
$V_3$	Tension de la source 3	150 V	200 V
$I_1$	Courant de la source 1	-6,25 A	9,37 A
$I_2$	Courant de la source 2	-8,33 A	8,56 A
$I_3$	Courant de la source 3	-16,66 A	0 A
$I_{L1,rms}$	Courant efficace dans l'inductance $L_1$	0 A	7,77 A
$I_{L2,rms}$	Courant efficace dans l'inductance $L_2$	0 A	10,51 A
$I_{L3,rms}$	Courant efficace dans l'inductance $L_3$	0 A	17,01 A
$f$	Fréquence de commutation	/	50 kHz

Les spécifications du prototype sont présentées dans le Tableau 6.5. Les courants efficaces des inductances sont déterminés à l'aide du modèle théorique du convertisseur multi-sources introduit dans le chapitre précédent. Ces spécifications permettent de dimensionner les différents éléments constitutifs

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

---

du convertisseur.

Une des contraintes principales dans la réalisation du chargeur a été le temps imparti relativement court pour le réaliser. Afin d'être le moins contraint possible par les délais d'approvisionnement et de réalisation des différents éléments, il a été choisi de privilégier les solutions déjà présentes ou réalisables directement au laboratoire, quitte à surdimensionner certains éléments.

L'objectif étant principalement de valider le pilotage des puissances pour un convertisseur multi-sources à MOSFET, le convertisseur réalisé ne sera donc pas nécessairement optimal, en terme de volume notamment.

### 6.4.1.2 Choix des MOSFETS



FIGURE 6.18 – MOSFET sélectionné : IXFN132N50P3

TABLE 6.6 – Caractéristiques du MOSFET choisi

Spécification	Définition	Valeur
$V_{ds}$	Tension drain-source maximale	500 V
$I_d$	Courant de drain	112 A
$R_{ds,on}$	Résistance à l'état passant	30 m $\Omega$
$t_{r,on}$	temps de montée à la fermeture	53 ns
$t_{r,off}$	temps de montée à l'ouverture	80 ns
$Q_G$	Charge de grille	375 nC (à $V_{GS} = 15V$ )

Les principaux critères de choix des MOSFETs sont la tension drain-source  $V_{ds}$ , le courant nominal  $I_d$ , la résistance à l'état passant  $R_{ds,on}$  et les temps de montée à la fermeture et à l'ouverture, notés respectivement  $t_{r,on}$  et  $t_{r,off}$ .  $V_{ds}$  est liée à la tension maximale des bus continus, tandis que  $I_d$  dépend du courant efficace dans les inductances.  $R_{ds,on}$  doit être le plus faible possible afin de minimiser les pertes par conduction, de même que les temps de montées afin de réduire les pertes par commutation.

Comme évoqué précédemment, la contrainte principale pour cette réalisation étant le temps, des MOSFETs dont le câblage peut être réalisé directement au laboratoire (sans devoir réaliser une

carte de puissance) ont été choisis. Parmi plusieurs choix, possibles les MOSFETs IXFN132N50P3 de chez IXYS ont été retenus (visible en Fig. 6.18), en raison de leur faible  $R_{ds,on}$  et temps de montée. Le montage de ces MOSFETs peut être réalisé par vissage sur chaque terminal. La réalisation du convertisseur sera donc facilitée.

Les principales caractéristiques des MOSFETs sont présentées dans le Tableau 6.6. La valeur du courant  $I_d$  est élevée par rapport au dimensionnement nécessaire mais le modèle choisi garantit les meilleures performances théoriques pour le type de montage choisi.

### 6.4.1.3 Choix des drivers

Afin de choisir les drivers les plus adaptés aux MOSFETs sélectionnés, plusieurs paramètres sont importants. Tout d'abord le driver doit être apte à fournir un signal de sortie à la fréquence de commutation voulue, ici 50 kHz. Ensuite, le courant fourni par le driver au MOSFET, doit permettre la charge de la capacité de Grille, dans un temps égal au temps de montée du MOSFET. Ce courant, noté,  $I_G$ , se calcule par

$$I_G = \frac{Q_G}{t_{r,on}} = 7,07 \text{ A} \quad (6.1)$$

Pour une tension  $V_{GS} = 15 \text{ V}$ , la résistance de grille maximale du driver, notée  $R_G$ , est alors donnée par

$$R_G = \frac{V_{GS}}{I_G} = 2,12 \Omega \quad (6.2)$$

D'autre part, la résistance doit permettre la dissipation d'énergie due à la charge et à la décharge du semi-conducteur, afin que la température n'excède pas sa température de jonction maximale. La puissance dissipée due à la charge du MOSFET se calcule par

$$P_{G,dis} = Q_G V_{GS} f = 281 \text{ mW} \quad (6.3)$$

Ainsi, une résistance  $R_G$  ayant une dissipation thermique de 0,5 W est souhaitée.

Ainsi notre choix s'est porté vers la carte SI823Hx de Skyworks, fournie avec une résistance  $R_G$  de 1  $\Omega$  et 0,5 W de dissipation thermique. Cette carte peut fonctionner jusqu'à une fréquence de commutation de 100 kHz, et accepte des tensions d'entrées différentielles de 3,3 V.

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

L'utilisation de signaux différentiels permet de réduire l'impact des émissions électromagnétiques rayonnées dues aux commutation sur les signaux de commande. Afin d'effectuer la transformation des signaux de sortie du DSP en signaux différentiels, la carte CGD12HB00D de Cree est utilisée. Enfin, une carte d'interface entre le DSP et les différentes cartes différentielles est réalisée.

Les signaux PWMs générés par le DSP ainsi que les tensions de grille envoyées par les drivers sont présentés en Fig. 6.19. On considère dans cet exemple une fréquence de commutation de 50 kHz et un déphasage entre les ponts 1 et 2 de 60°. Les courbes jaune et violet sont les signaux PWMs envoyés sur les drivers des MOSFETs  $T_{11}$  et  $T_{12}$ , et les courbes bleue et verte sont les tensions envoyées sur les grille de ces transistors. On constate un retard entre le signal PWM et la tension de grille de 1  $\mu\text{s}$ . L'écart sur le déphasage est de 0,15° ce qui est relativement faible par rapport à la plage de variation du déphasage souhaitée.

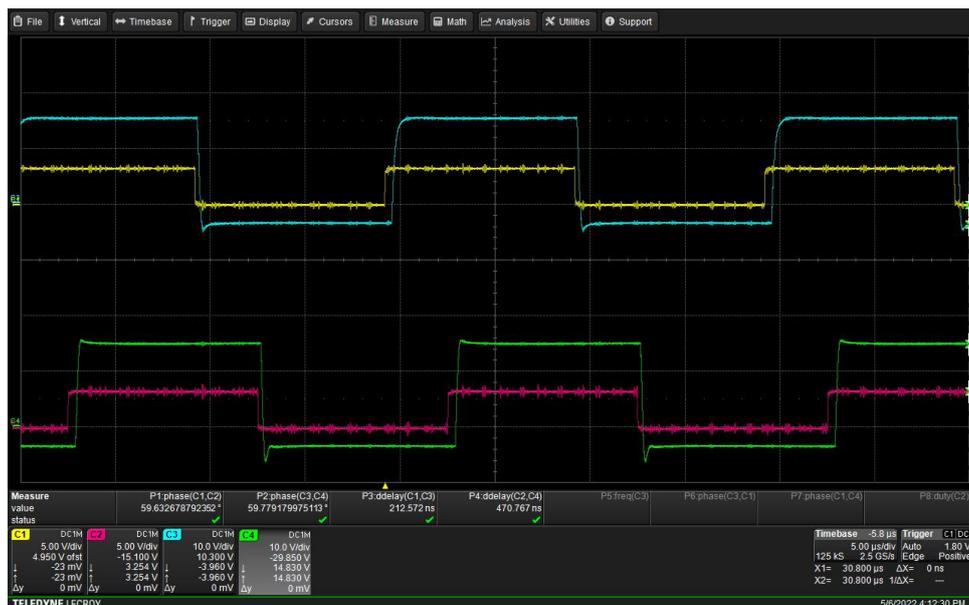


FIGURE 6.19 – Signaux générés par le DSP et les drivers pour la commande des MOSFETs, à une fréquence de 50 kHz et pour un déphasage de 60°

Jaune : Signal PWM pour le driver de  $T_{11}$

Violet : Signal PWM déphasé pour le driver de  $T_{12}$

Bleu : Tension  $V_{GS}$  pour le MOSFET  $T_{11}$

Vert : Tension  $V_{GS}$  pour le MOSFET  $T_{21}$

### 6.4.1.4 Choix des éléments passifs

- Inductances de transfert

Dans le chapitre précédent, le dimensionnement des inductances de transfert a été réalisé de sorte à minimiser leur taille, via le produit des aires. Ici, étant donné que la taille des composants n'est pas un des critères de dimensionnement principaux, le choix de la valeur des inductances sera effectué de sorte à minimiser les pertes.

En effet, les courants efficaces circulant dans ces dernières sont directement liés à leur valeur. Or les pertes conduites dans les MOSFETs sont proportionnelles au carré de ces courants, ainsi le choix des inductances est effectué de sorte à minimiser les pertes conduites.

Pour cela, le modèle théorique du TAB a été utilisé, et les courants efficaces théoriques ainsi que les pertes conduites ont été calculés pour les points de fonctionnement du mode V2V. On considère une recharge V2V de 25 minutes ; la source 3 reçoit 2,5 kW et la source 2 fournit la moitié de cette puissance. Les profils de tension des sources suivent l'évolution de la Fig. 6.20a.

La puissance perdue par conduction au cours de la charge pour différentes valeurs d'inductance est présentée en Fig. 6.20b et l'énergie perdue par conduction au cours de la charge est présentée en Fig. 6.20c. On constate que l'énergie perdue passe par un minimum avoisinant les  $13 \mu H$ . Étant donné les valeurs d'inductance de fuite du transformateur ainsi que les inductances additionnelles des cables entre les ponts, les inductances et le transformateur, on choisit alors  $L_1 = L_2 = L_3 = 10 \mu H$

- **Filtres DC**

Le filtrage des courants et des tensions continues est réalisé à l'aide d'un filtre LC. Les valeurs des inductances et des capacités des filtres choisis sont disponibles dans le Tableau 6.7. Par précaution, les valeurs choisies sont volontairement surdimensionnées par rapport aux valeurs minimales requises. Il a été vérifié par simulation sur LTspice que les ondulations de tensions et de courant des sources ainsi que les perturbations électromagnétiques engendrées sont dans les plages définies dans le chapitre précédent. Des ajustements des valeurs d'inductances ont ensuite été réalisés expérimentalement afin de limiter les ondulations de courant pour les différents points de fonctionnement étudiés.

- **Condensateur d'amortissement des oscillations à la commutation**

A cause des inductances parasites entre les MOSFETs et les condensateurs des bus continus, des oscillations apparaissent lors des commutations. La Fig. 6.21a présente les oscillations à la commutation pour un pont utilisant les MOSFETs sélectionnées, avec une tension continue de 30 V. On mesure un pic allant jusqu'à 90 V, ce dernier pouvant endommager les MOSFETs du montage à

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

tension nominale.

Afin de limiter ces oscillations, un condensateur d'amortissement à film est placé au plus près de chaque bras, réduisant ainsi les inductances additionnelles. La valeur de capacité nécessaire est déterminée empiriquement à 220 nF. La tension commutées à 100 V et 50 kHz après l'ajout des condensateurs est visible en Fig. 6.21 b).

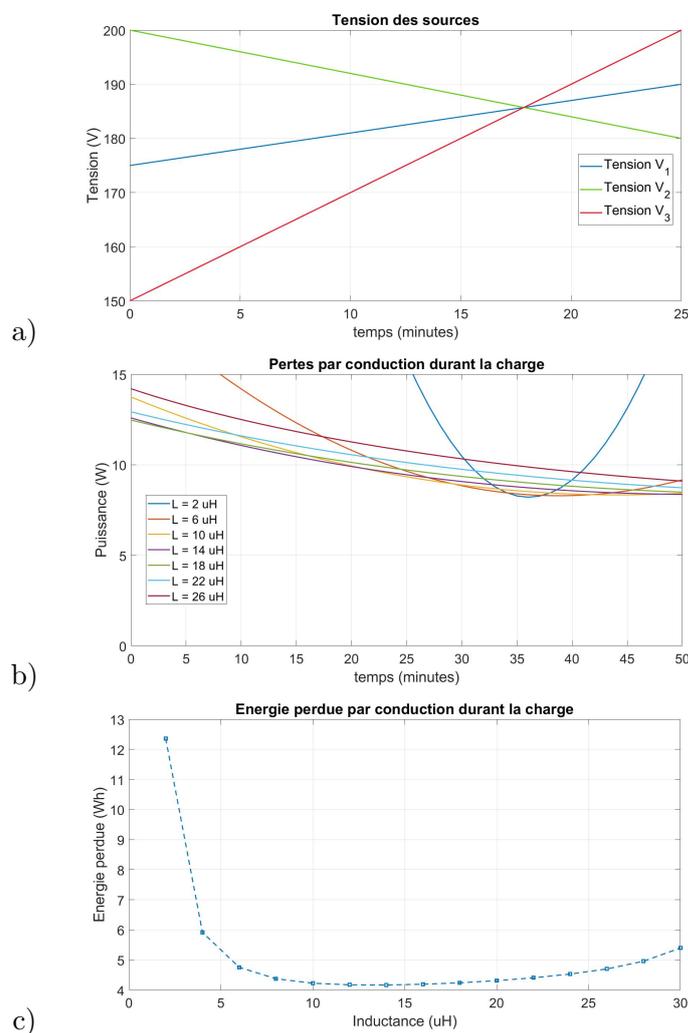


FIGURE 6.20 – Résultats utilisés pour le dimensionnement des inductances de transfert.

- a) Profils de tensions des sources au cours de la charge V2V
- b) Puissance perdue par conduction au cours de la charge
- c) Energie perdue par conduction pour différentes valeurs d'inductance

TABLE 6.7 – Valeurs des composants des filtres LC choisis

Spécification	Définition	Valeur
$C_1$	Condensateur de filtrage de la source 1	1.1 mF
$C_2$	Condensateur de filtrage de la source 2	1.1 mF
$C_3$	Condensateur de filtrage de la source 3	2.2 mF
$L_{f1}$	Inductance de filtrage source 1	130 $\mu$ H
$L_{f2}$	Inductance de filtrage source 2	130 $\mu$ H
$L_{f3}$	Inductance de filtrage source 3	130 $\mu$ H

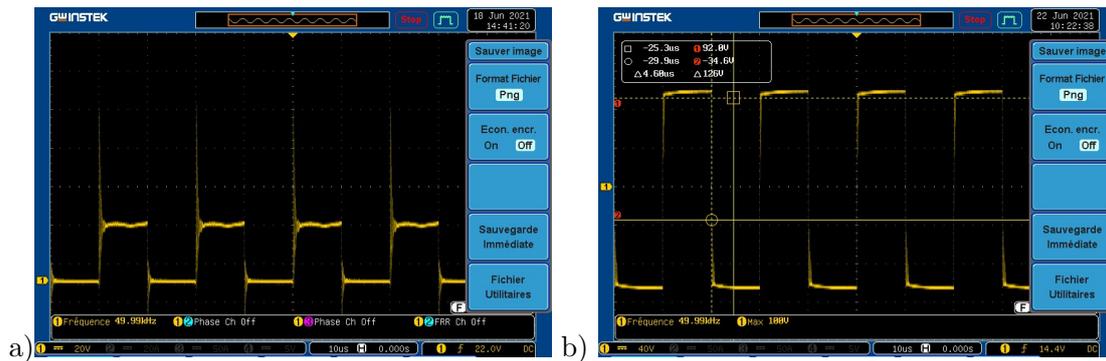


FIGURE 6.21 – Effet de la capacité d’amortissement sur les oscillations de tensions lors des commutation des MOSFETs en pont complet.

- a) Tension commutée à 30 V et 50 kHz sans amortissement.  
 b) Tension commutée à 100 V et 50 kHz avec amortissement

#### 6.4.1.5 Montage final

Le prototype réalisé est présenté en Fig. 6.22. Les ponts MOSFETs sont montés sur deux radiateurs, l’un pour ceux des sources 1 et 2 et l’autre pour la source 3. Le radiateur choisi est volontairement surdimensionné par rapport aux besoins en dissipation thermique, principalement pour des considérations mécaniques. En effet, il joue également le rôle de bâti sur lequel sont fixés les différents éléments du montage., ce qui permet de placer les drivers proches des MOSFETs.

Ainsi les cartes différentielles et drivers sont fixés sur les faces ”extérieures” des deux radiateurs, et le transformateur est fixé entre ces derniers. Il en est de même pour les inductances de transfert, fixé aux faces supérieures du radiateurs dans les espaces libres.

Les connexions entre les MOSFETs et les condensateurs de filtrage sont réalisés à l’aide de bus bar afin de réduire les inductances parasites. Le convertisseur présente alors des pièces nues sous tension, il est donc placé dans une cage métallique fermée (Fig. 6.22b), ce qui permet également de réduire les émissions rayonnées dans le reste du montage.

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

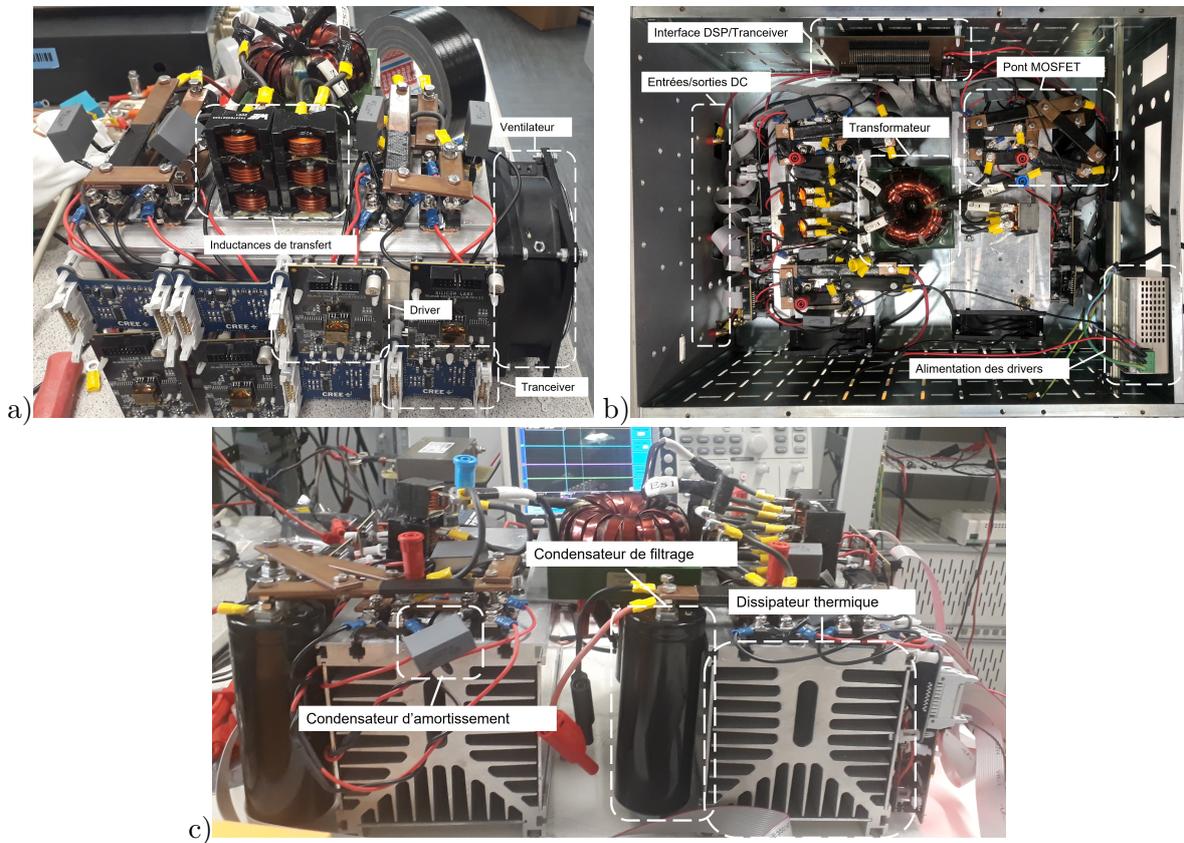


FIGURE 6.22 – Prototype de convertisseur TAB à MOSFETs réalisé.

- a) Vue de face
- b) Vue de dessus
- c) Vue de profil

Les formes d'ondes du TAB en régime permanent sont présentées en Fig. 6.23. La courbe jaune est la tension commutée du pont 1 et la courbe violette est celle du pont 3. La courbe bleue est le courant commuté dans l'inductance  $L_3$ . On constate que les commutations s'effectuent sans oscillations et le courant à la forme prévue dans le chapitre précédent.

### 6.4.2 Essai MOSFET\_BF\_1 : test sur le prototype MOSFET en boucle fermée à tensions fixes

L'objectif de ce test est de valider le pilotage des puissances des sources sur le convertisseur multi-sources décrit précédemment. Dans un premier temps, l'essai est réalisé à tensions fixes pour différents points de fonctionnement. Le schéma synoptique de l'essai est présenté en Fig. 6.24. Le convertisseur à base de ponts IGBTs est remplacé par le prototype réalisé. La carte d'adaptation de tension n'est

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

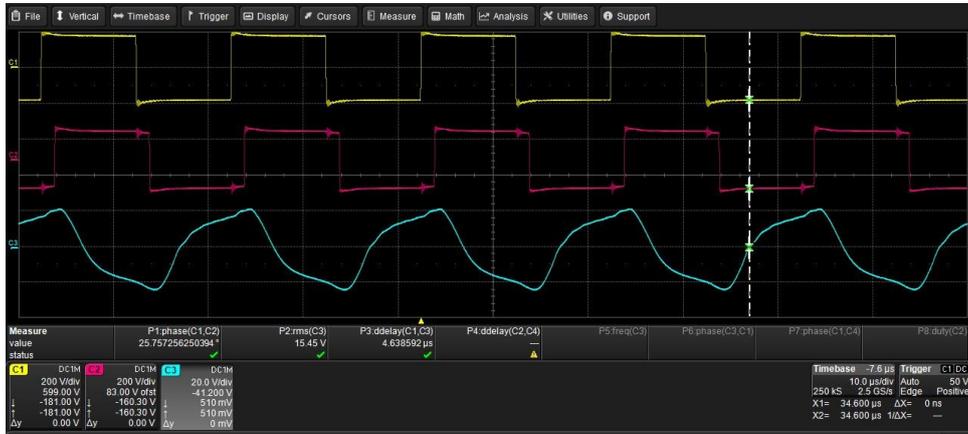


FIGURE 6.23 – Tensions et courant commutés en régime permanent en mode V2V

Jaune : Tension commutée du pont 1  
 Violet : Tension commutée du pont 3  
 Bleu : Courant dans l'inductance  $L_3$

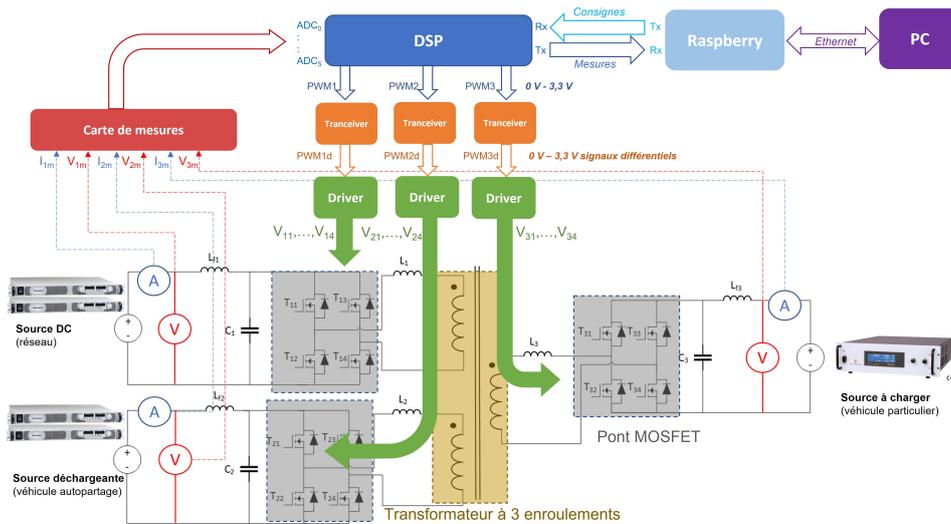


FIGURE 6.24 – Schéma synoptique de l'essai *MOSFET\_BF\_1*

pas nécessaire car les transceivers acceptent des tensions entre 0 et 5 V.

### 6.4.2.1 Conditions de test

Le convertisseur a été dimensionné pour des tensions entre 150 et 200 V et une puissance maximale de 2,5 kW. Le choix des points de fonctionnement suit la même procédure que pour l'essai *IGBT\_BF\_1*, en adaptant les niveaux de tension et les puissances transitées. Les caractéristiques des points de

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

TABLE 6.8 – Caractéristiques des différents tests réalisés pour l’essai *MOSFET\_BF\_1* (NC : non connectée)

Nom du test	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$P_{2c}$	$P_{3c}$	$I_{2c}$	$I_{3c}$
V2V_1	175 V	200 V	150 V	1250 W	- 2500 W	6,25 A	-16,66 A
V2V_2	185,65 V	185,65 V	185,65 V	1250 W	- 2500 W	6,73 A	-13,47 A
V2V_3	190 V	180 V	200 V	1250 W	- 2500 W	6,94 A	-12,5 A
G2V_1	150 V	150 V	NC	-1250 W	NC	-8,33 A	NC
G2V_2	200 V	200 V	NC	-1250 W	NC	-6,25 A	NC
V2G_1	150 V	150 V	NC	1285 W	NC	8,56 A	NC
V2G_2	200 V	200 V	NC	1285 W	NC	6,42 A	NC

fonctionnement étudiés (tensions, puissances et courants de consigne) sont explicités dans le Tableau 6.8.

### 6.4.2.2 Résultats des tests et discussion

TABLE 6.9 – Mesure du rendement pour les tests *MOSFET\_BF\_1* et comparaison avec les rendements en simulation

Nom du test	Rendement LTspice (%)	Rendement expérimental (%)
V2V_1	96,59	95,7
V2V_2	98,16	97,15
V2V_3	98,11	96,95
G2V_1	97,34	96,75
G2V_2	97,73	97,05
V2G_1	97,31	96,71
V2G_2	97,71	97,01

Les résultats des tests correspondant aux points de fonctionnement décrits dans le tableau précédent sont disponibles en Annexe C. La fréquence de commutation est de 50 kHz.

Parallèlement à ces tests, des simulations du convertisseur TAB ont été réalisées sur LTSpice, afin de confronter les résultats expérimentaux avec ceux de simulation. Afin de déterminer les déphasages correspondant à chaque point de fonctionnement souhaité, plusieurs itérations sur ces angles ont été effectuées. Les rendements ont alors pu être calculés et sont disponibles dans le Tableau 6.9

- **Mode V2V**

Les résultats des tests V2V\_1, V2V\_2 et V2V\_3 montrent que le contrôle implémenté permet le pilotage des courants des sources correspondant aux flux de puissances souhaitées. L’ondulation de courant mesurée est de 2,05 % pour  $I_3$  et de 1,55% pour  $I_3$ , ce qui est dans les plages désirées (inférieur

à 5%).

Les rendements mesurés pour ces tests, présentés dans le Tableau 6.9, sont plus élevés que pour l'essai *IGBT\_BF\_2*. En effet, les MOSFETs choisis sont plus adaptés pour ce type de convertisseur, en raison de leur pertes par conduction et commutation plus faibles pour un point de fonctionnement donné. Le rendement maximal est mesuré à 97,15%, pour le test où les tensions des sources sont identiques.

Néanmoins, ces rendements sont plus faibles que les valeurs déterminées en simulation, l'écart variant entre 0,7 et 1 %. Cela est dû notamment aux pertes résistives dans les bus bar et les câbles reliant les sources au convertisseur, qui n'ont pas été considérées dans les simulations.

- **Modes G2V et V2G**

Les résultats des tests en mode G2V et V2G montrent que le contrôle implémenté permet le pilotage des courants des sources correspondant aux flux de puissances souhaitées, et d'assurer la réversibilité de ces derniers. Les rendements mesurés (Tableau 6.9) sont une nouvelle fois plus élevés que pour les tests sur banc IGBT, pour les raisons évoquées précédemment.

Néanmoins ces rendements sont plus faibles que pour les tests en mode V2V. Cela peut s'expliquer par le choix des inductances de transfert, qui minimise les pertes par conduction en mode V2V mais pas nécessairement en mode G2V ou V2G. Afin de palier à ce défaut, une perspective pour ces tests serait le choix d'une autre modulation pour ces modes afin de réduire les courants efficaces dans les inductances.

### 6.4.3 Essai MOSFET\_BF\_2 : Tests à tensions variables

Après avoir validé le pilotage des puissances sur le prototype de convertisseur TAB à MOSFETs à tensions fixes pour différents points de fonctionnement remarquables, le dernier objectif des expérimentations consiste à effectuer cette validation pour des tensions variables. En effet, les sources 2 et 3 représentant des batteries, leur tension varie au cours de leur charge ou de leur décharge. De même la tension de la source 1 représente celle du réseau après redressement synchrone, et est supposée égale à la moyenne des autres tensions afin de limiter les pertes.

Pour cet essai, seul le mode V2V sera considéré, car les autres modes font déjà l'objet de nombreuses études dans l'état de l'art avec le convertisseur DAB. Le schéma du montage réalisé est présenté en

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

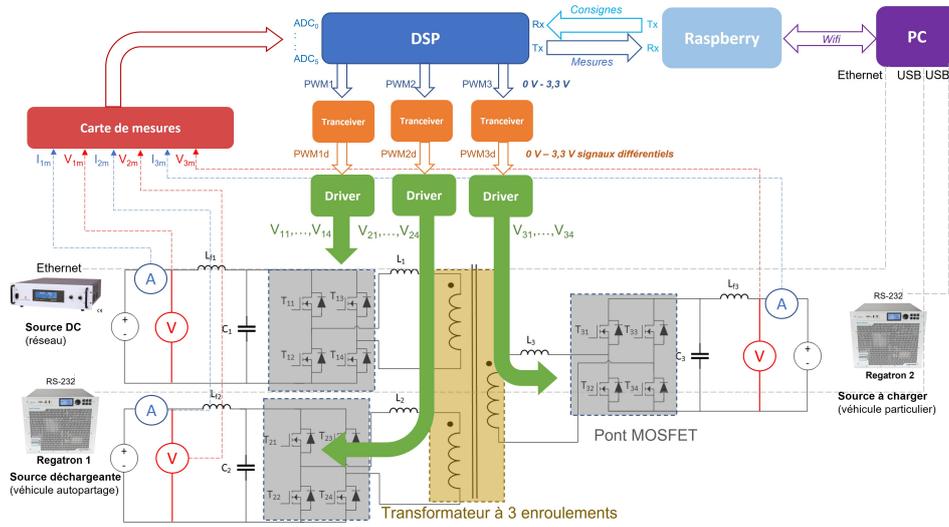


FIGURE 6.25 – Schéma synoptique de l'essai *MOSFET\_BF\_2*

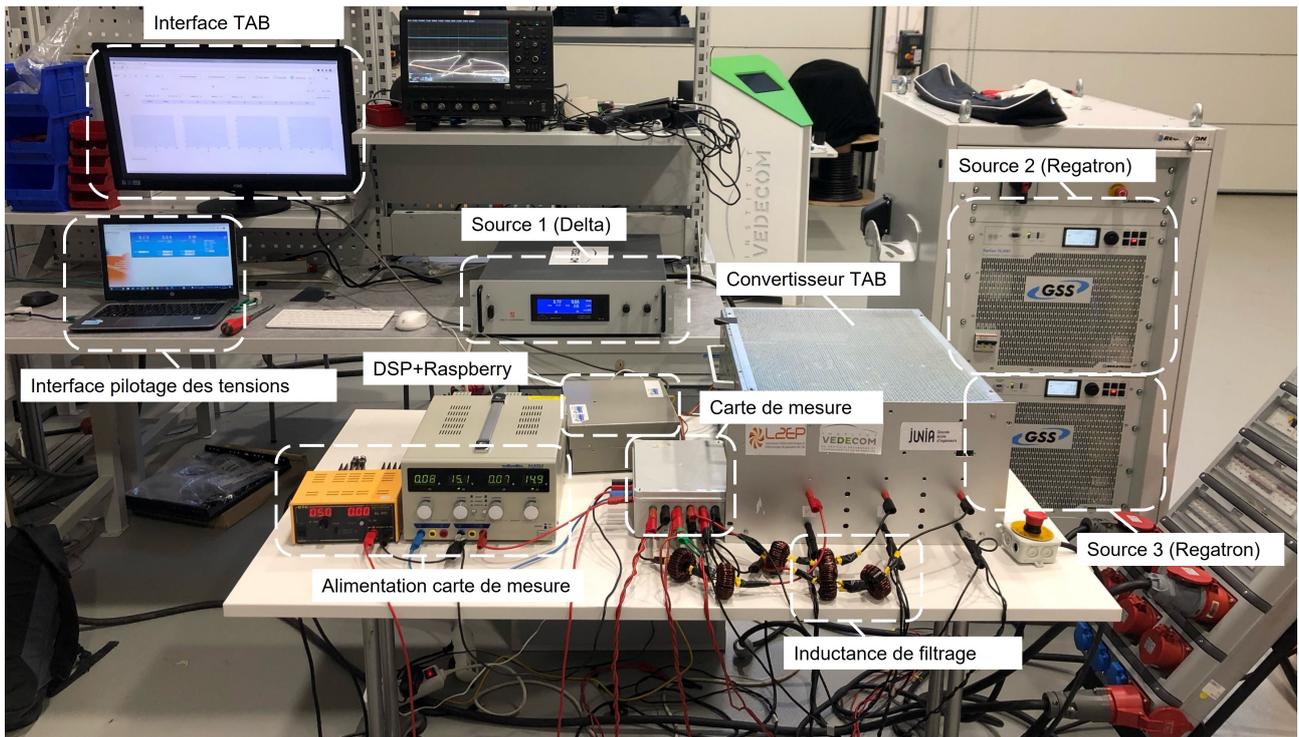


FIGURE 6.26 – Montage réalisé pour l'essai *MOSFET\_BF\_2*

Fig. 6.25. A la différence de l'essai précédent, deux sources bidirectionnelles pilotables "Regatron" sont utilisées en tant que batterie déchargeante et batterie à charger (sources 2 et 3). La sources bidirectionnelle "Delta" de l'essai précédent est utilisée pour simuler le réseau.

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

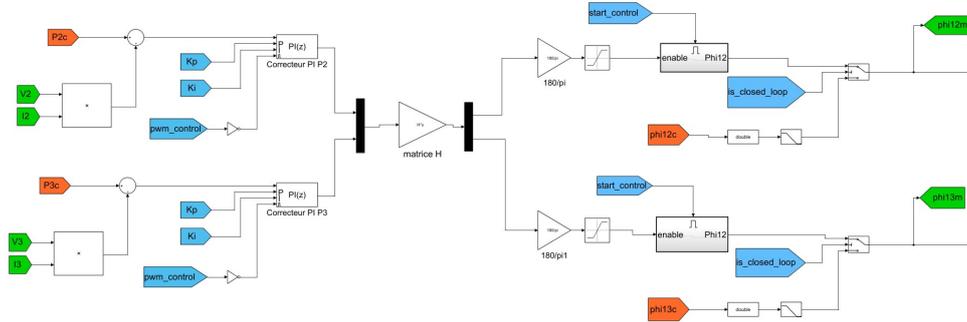


FIGURE 6.27 – Modèle de génération de code pour le contrôle des puissances quand les tensions des sources varient

Le montage réalisé est présenté en Fig. 6.26. La communication entre le Raspberry et le PC est effectuée en Wifi, afin d'utiliser le port Ethernet pour le pilotage de la tension source Delta. La communication avec les sources Regatron est effectué à l'aide des câbles USB-RS232. Le pilotage des tensions est effectué via des interfaces dédiées, propre à chaque type de source. Celle des sources Regatron est accessible via le logiciel TopControl, tandis que celle de la source Delta est une interface web.

Les profils de tension choisis pour les trois sources correspondent à ceux présentés dans la Fig. 6.20a). Des profils linéaires sont utilisés pour une recharge d'une durée de 25 minutes. La tension  $V_2$  diminue de 200 à 180 V tandis que  $V_3$  augmente de 150 à 200 V. La tension  $V_1$  est la médiane de ces deux valeurs à chaque instant, ce qui correspond à une tension variant entre 175 et 190 V.

Contrairement à l'essai précédent, les variables de contrôle sont désormais les puissances  $P_2$  et  $P_3$  (et non les courants des sources). Un moyen simple de se ramener au schéma de contrôle précédent est de diviser la puissance de consigne d'une source par sa tension. Cependant, l'outil "division" ne fonctionne pas en génération de code.

Par conséquent, le modèle de génération de code, présenté en Fig. 6.27, effectue le produit des tensions et courants mesurés, et compare le résultat avec la puissance de consigne. Les termes  $K_{ij}$  nécessaires au calcul de la matrice G puis de la matrice de découplage  $H$  (équation (5.48)) sont désormais définis par

$$K_{ij} = \frac{n_{1i}n_{1j}V_{i,nom}V_{j,nom}}{2\pi L_{ij}f} \quad (6.4)$$

### 6.4.4 Résultats et discussion

Les résultats de l'essai sont présentés en Fig. 6.28. Les tensions des sources 2 et 3 (Fig. 6.28a)) présentent de légères oscillations, mais qui sont principalement du fait des caractéristiques propres aux Regatron. En effet, ces oscillations ont également été observées lors d'essais en rampe de tension à vide.

On observe que les puissances des sources 2 et 3 (Fig. 6.28b)) sont maintenues aux valeurs de consigne pendant la durée de la charge, malgré les variations de leur tension. Les déphasages  $\varphi_{12}$  et  $\varphi_{13}$  (Fig. 6.28c)) évoluent de sorte à ce que le courant  $I_3$  diminue (en valeur absolue) du fait de l'augmentation de  $V_3$ , et que le courant  $I_2$  augmente du fait de la diminution de  $V_3$ .

Par conséquent, le contrôle implémenté permet également le pilotage des puissances lorsque les tensions varient, sous réserve que la réponse en courant soit suffisamment rapide devant les variations de tension. Cependant, l'essai n'a été réalisé que pour des profils de rampe, et les caractéristiques des tensions des batteries peuvent présenter des variations plus importante, notamment lorsque l'état de charge de la batterie est faible.

De plus, la résistance interne des batteries n'a pas été considérée, ce qui pourrait également modifier le comportement en régime transitoire, lorsque la variation de courant est importante. Ainsi, une amélioration de cet essai pourrait être d'implémenter des profils de charge/décharge de batterie (qui sont accessibles via TopControl).

## 6.4. ESSAIS SUR UN PROTOTYPE À BASE DE MOSFETS

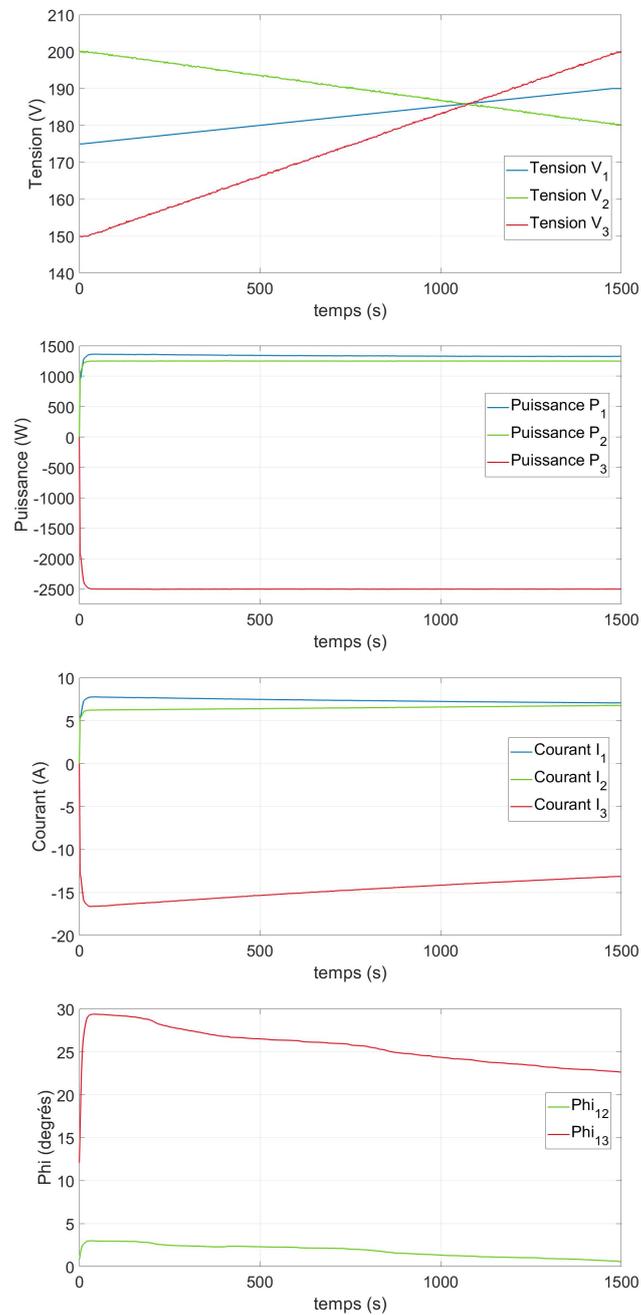


FIGURE 6.28 – Résultats de l'essai *MOSFET\_BF\_2*

- a) Tensions des sources
- b) Puissances des sources
- c) Courant des sources
- d) Déphasages des commandes

### 6.5 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, une validation expérimentale du pilotage des puissances du convertisseur DC/DC multi-sources a été effectuée, dans le cas d'usage de la recharge rapide V2V considéré dans cette thèse. Cette étude a été réalisée en plusieurs étapes à l'aide de différents essais ayant des objectifs différents et complémentaires.

Dans un premier temps, des essais ont été réalisés sur banc IGBT, à tension et fréquence de commutation réduites. Ces essais ont permis de tester et valider les différents éléments nécessaires au pilotage des puissances du convertisseur multi-sources : acquisition des mesures, génération des signaux PWMs déphasés à l'aide de la génération de code en boucle ouverte et fermée, envoi des mesures et récupération des consignes via une interface utilisateur.

Ces essais ont permis de valider le pilotage des puissances dans les différents mode de fonctionnement du chargeur (V2V, G2V et V2G), à l'aide du contrôle proposé dans le chapitre précédent, pour une puissance fournie en V2V de 1 kW et des tensions comprises entre 120 et 150 V. Néanmoins le rendement mesuré est bien plus faible que celui attendu pour ce type de convertisseur, en raison de l'utilisation d'IGBTs qui ne sont pas adaptés à ce type de topologie pour les fréquences de commutation visées.

Par conséquent, un convertisseur TAB à MOSFETs a été conçu afin d'effectuer des validations du pilotage à 2,5 kW, pour des tensions comprises entre 150 et 200 V et une fréquence de commutation de 50 kHz. Les différents scénarios de charge ont pu être validés, pour des points de fonctionnement à tension fixe mais également lorsque les tensions varient au cours de la charge. Un rendement maximal supérieur à 97% a pu être mesuré.

Ces dernières validations ont mis en exergue l'impact des perturbations électromagnétiques causées par les commutations de tensions sur la commande du convertisseur. Différentes solutions techniques ont été proposées afin de réduire cet impact. Néanmoins, la solution la plus efficace est certainement de considérer la minimisation de ces perturbations en amont dans la phase de conception. Ainsi, la réalisation d'un prototype de ce convertisseur tenant compte des contraintes CEM est une des perspectives de cette étude.

D'autre part, différentes améliorations permettraient d'atteindre des rendements plus élevés pour ce convertisseur. L'emploi de modulations avec des rapports cycliques variables selon les tensions des

sources peut se révéler plus performante afin de réduire les pertes conduites. C'est notamment le cas pour les modes G2V et V2G, car le choix des inductances de transfert, qui minimise les pertes conduites pour le mode V2V, n'est pas nécessairement optimal pour ces autres modes.

Par ailleurs, il est possible d'utiliser des ponts complets triphasés pour ce convertisseur, afin de réduire les courants circulant dans les MOSFETs à l'état passant. Cette solution, bien que nécessitant l'ajout de semi-conducteurs, peut permettre de réduire les pertes conduites. La réduction du courant efficace dans chaque MOSFET est également souhaitable lorsque la puissance de dimensionnement augmente, car il devient alors difficile de trouver des semi-conducteurs répondant aux exigences.

En outre, de manière similaire au convertisseur DAB, il est possible d'apporter des modifications à la topologie TAB afin de permettre la commutation douce en courant. Des études récentes ont ainsi proposé le TAB à résonance série [83], et les mêmes améliorations proposées dans l'état de l'art pour le DAB pourraient à priori être implémentées sur le convertisseur Multi Active Bridge.

En ce qui concerne le cas d'étude de cette thèse, les étapes suivantes consisteraient à valider le couplage de ce convertisseur avec le redresseur synchrone. De plus, l'étude a été effectuée en isolant chaque mode de fonctionnement du chargeur, et la transition entre les différents modes doit également être validée. L'étude de la parallélisation de plusieurs de ces topologies telle que proposée dans l'architecture DC embarquée du chapitre précédent serait également une perspective intéressante afin de valider la faisabilité de cette solution.

# Conclusion

Ce travail de recherche s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre l'Institut VEDECOM et le Laboratoire L2EP de Lille. Les objectifs étaient d'analyser les perspectives du transfert V2V pour les acteurs du réseau électrique ainsi que d'étudier l'architecture d'électronique de puissance permettant d'effectuer ce transfert d'énergie. Le cas d'usage retenu pour cette thèse est celui d'une flotte de véhicules en autopartage capables de fournir une recharge rapide à des véhicules de particuliers.

Le premier chapitre a permis d'introduire les interactions entre les véhicules électriques et le réseau. Les caractéristiques propres à la recharge des véhicules électriques, l'impact des recharges sur le réseau et un état de l'art sur le V2V ont permis d'introduire les enjeux et les notions indispensables à la compréhension de ces travaux de thèse.

Le deuxième chapitre a présenté le modèle permettant de simuler les trajets des véhicules partagés, l'infrastructure de recharge, la demande en recharge rapide et le calcul des flux de puissance aux stations. Les différentes hypothèses et données utilisées pour la modélisation ont été détaillées. Les résultats de simulations ont permis d'observer le comportement du système d'autopartage et l'impact du V2V sur nombre de bornes rapides conventionnelles nécessaires pour satisfaire la demande en recharge rapide dans différents scénarios.

Le troisième chapitre, en utilisant la modélisation du chapitre précédent, a permis d'étudier les bénéfices offerts par le V2V au réseau de distribution. Les raccordements et renforcements du réseau évités ont été quantifiés et se situent entre 6 et 12 MW, selon l'évolution de la demande en recharge rapide. Il a notamment été observé que ce bénéfice décroît lorsque la demande augmente, en raison de la disponibilité énergétique de la flotte qui est limitée par la capacité de leur batterie. D'autre part, une modélisation des réseaux de distribution basse tension a été réalisée à l'aide des données publiques d'Enedis, principal GRD français, afin d'étudier l'impact du flux V2V sur les pertes. Elle a permis de

constater une baisse des pertes pour le GRD, en raison de l'appel de puissance réduit au niveau des stations.

Le quatrième chapitre s'est intéressé à l'utilisation du V2V en tant que service de flexibilité pour le réseau. La réduction de l'appel de puissance laisse entrevoir la possibilité de participer aux mécanismes d'effacement afin de réduire l'appel de puissance en pointe. Des adaptations de la modélisation du chapitre 2 ont permis de quantifier le potentiel d'effacement du V2V dans le cas d'usage considéré. Il a été observé que la puissance d'effacement garantie varie selon la durée d'effacement souhaitée, la demande en recharge rapide et l'horaire d'effacement choisis. Néanmoins la possibilité de choisir la plage d'effacement et sa durée offre plus de flexibilité pour le GRT par rapport aux solutions d'effacement existantes.

Dans une deuxième partie, les architectures de conversion permettant le transfert V2V ont été étudiées. Le chapitre 5 a d'abord permis d'effectuer une analyse comparative des solutions techniques possibles, en regard d'un cahier des charges relatif au cas d'usage considéré. Les architectures DC embarquées et débarquées, utilisant un convertisseur DC/DC isolé multi-sources, ont semblé être les plus prometteuses pour cette application. Une étude détaillée de l'architecture DC débarquée a permis son dimensionnement à l'échelle ainsi que l'étude de son contrôle dans les différents scénarios de pilotage des puissances du réseau, des véhicules partagés et du véhicule à charger. L'étude a été complétée par des validations du pilotage dans les modes V2V, G2V et V2G à l'aide de Matlab/Simulink.

Enfin, le dernier chapitre s'est focalisé sur la validation expérimentale du pilotage du convertisseur DC/DC multi-sources dans les différents modes de fonctionnement évoqués précédemment. Pour cela, des essais ont d'abord été effectués sur banc IGBT à tensions, puissances et fréquence réduites, afin de valider le fonctionnement des différents éléments nécessaires au pilotage. Ensuite, un prototype à base de MOSFETs a été réalisé et des validations du pilotage à une puissance de 2,5 kW, à des tensions variant entre 150 et 200 V et une fréquence de 50 kHz ont pu être effectués. Un rendement maximal de 97% a été mesuré en V2V.

Ce travail a donc permis de proposer des perspectives du V2V pour le réseau électrique et d'étudier des solutions techniques permettant de réaliser ce transfert. Néanmoins plusieurs pistes et améliorations de ce travail peuvent encore être explorées.

Du point de vue de réseau de distribution et de transport, des méthodes plus avancées peuvent être

étudiées pour le pilotage des puissances. Une stratégie de supervision des recharges et des décharges des véhicules, basée sur la résolution d'un problème d'optimisation, peut ainsi être proposée. Les objectifs peuvent être par exemple la minimisation du coût d'acheminement pour le GRD ou le suivi d'un profil de puissance avec effacement aux heures de pointe pour le GRT. Ces stratégies pourraient également intégrer le flux de puissance V2G, ce qui offre des degrés de liberté supplémentaires pour résoudre le problème.

Une autre perspective de ces travaux est l'analyse économique du V2V dans les services proposés. En effet, il a été vu que malgré les perspectives prometteuses offertes par cette solution, des investissements sont nécessaires pour la réaliser, en électronique de puissance notamment. De plus, les décharges répétées des véhicules impacteraient la durée de vie des batteries. Il convient donc d'étudier si les profits générés par les services présentés précédemment pourraient à terme compenser les investissements supplémentaires. Le dimensionnement de la flotte, de leur batterie (type de batterie et capacité) et de l'infrastructure de recharge auront alors une importance prépondérante dans cette étude. Dans ce sens, d'autres cas d'usages, potentiellement plus adaptés en regard des objectifs visés, peuvent également être proposés.

Concernant les architectures pour le V2V, il a été montré que l'architecture DC embarquée est la plus prometteuse en terme de dimensionnement. Néanmoins, il est nécessaire d'étudier la parallélisation des différents chargeurs et le pilotage des puissances associé. D'autre part, des améliorations sont possibles en ce qui concerne le convertisseur multi-sources. Le choix de modulations à rapport cyclique variable, l'ajout d'une phase aux ponts ainsi que l'ajout d'éléments résonnants pour la commutation douce en courant, sont à considérer afin d'améliorer le rendement de l'architecture.

Enfin, la validation expérimentale du pilotage des puissances sur le convertisseur multi-sources peut être complétée par un couplage avec le redresseur synchrone, afin de se ramener à l'une des architectures DC proposées. La conception de convertisseurs plus compacts et minimisant les perturbations électromagnétiques peut également être réalisée afin d'atteindre une échelle plus proche du cas réel de la thèse.



# Bibliographie

- [1] M. Yilmaz et P. T. Krein, “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, p. 2151–2169, 2013.
- [2] S. K. C. Capasso, S. Rivierab et O. Veneria, “Charging architectures integrated with distributed energy resources for sustainable mobility,” dans *The 8th International Conference on Applied Energy*, 2017.
- [3] “Baromètre national des infrastructures de recharge ouvertes au public, author = Cécile Goubet, institution = Avere-Gireve, year = 2021,.”
- [4] A. Coiffier, “structure des réseaux de distribution,” *Techniques de l’Ingénieur*, 2021.
- [5] M. Nicholas, “Estimating electric vehicle charging infrastructure costs across major u.s. metropolitan areas,” 2019.
- [6] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. C. A. Fernandes, C. Couto, A. A. N. Meléndez et J. L. Afonso, “New perspectives for vehicle-to-vehicle (v2v) power transfer,” dans *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, p. 5183–5188.
- [7] M. Nasr, K. Gupta, C. da Silva, C. H. Amon et O. Trescases, “Sic based on-board ev power-hub with high-efficiency dc transfer mode through ac port for vehicle-to-vehicle charging,” dans *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, p. 3398–3404.
- [8] S. Taghizadeh, P. Jamborsalamati, M. J. Hossain et J. Lu, “Design and implementation of an advanced vehicle-to-vehicle (v2v) power transfer operation using communications,” dans *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, 2018, p. 1–6.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [9] W. Rick et V. den Hoed Robert, “Electric vehicle fast charging needs in cities and along corridors,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 10, n<sup>o</sup>. 2, 2019. [En ligne]. Disponible : <https://www.mdpi.com/2032-6653/10/2/45>
- [10] Lignes souterraines basse tension (bt). [En ligne]. Disponible : <https://data.enedis.fr/explore/dataset/reseau-souterrain-bt/information/>
- [11] “L’effacement de consommation électrique en france - évaluation du potentiel d’effacement par modulation de process dans l’industrie et le tertiaire en france métropolitaine,” 2017.
- [12] L. G. H. T. N. Warburg, A. Forell et B. Canaguier, “Elaboration selon les principes des acv des bilans énergétiques, des émissions de gaz à effet de serre et des autres impacts environnementaux induits par l’ensemble des filières de véhicules électriques et de véhicules thermiques, vp de segement b (citadine polyvalente) et vul à l’horizon 2012 et 2020,” 2012.
- [13] C. Saber, “Analysis and optimization of the conducted emissions of an on-board charger for electric vehicles,” Thèse de doctorat, Université Paris Saclay, 2017.
- [14] K. Stengert, “On-board 22 kw fast charger nlg6s,” dans *27th Electric Vehicle Symposium*, 2013.
- [15] D. Y. Bai, Sanzhong et S. Lukic, “Optimum design of an ev/phev charging station with dc bus and storage system,” dans *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010.
- [16] Transport et Environment, “Roll-out of public ev charging infrastructure in the eus,” 2018.
- [17] M. Neaimeh, S. D. Salisbury, G. A. Hill, P. T. Blythe, D. R. Scofield et J. E. Francfort, “Analysing the usage and evidencing the importance of fast chargers for the adoption of battery electric vehicles,” *Energy Policy*, vol. 108, p. 474–486, 2017. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301421517303877>
- [18] M. Nicholas et D. Hall, “Lessons learned on early electric vehicle fast-charging deployments,” 2018.
- [19] Enedis, “Principes d’étude et de développement du réseau pour le raccordement des clients consommateurs et producteurs bt,” 2019.
- [20] H. Z. D. L. P. K. Yunus et M. Reza, “Distribution grid impact of plug-in electric vehicles charging at fast charging stations using stochastic charging model,” dans *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, p. 1–11.

- [21] N. Leemput, F. Geth, J. Van Roy, P. Olivella-Rosell, J. Driesen et A. Sumper, “Mv and lv residential grid impact of combined slow and fast charging of electric vehicles,” *Energies*, vol. 8, n<sup>o</sup>. 3, p. 1760–1783, 2015. [En ligne]. Disponible : <https://www.mdpi.com/1996-1073/8/3/1760>
- [22] A. Boulaga, “Gestion énergétique d’une infrastructure de charge intelligente de véhicules électriques dans un réseau de distribution intégrant des énergies renouvelables,” Thèse de doctorat, Université Lille 1 Sciences et Technologies, 2015.
- [23] L. R. T. C. S. W. A. Pan, Y. Zhu et W. Yun, “Harmonic research of electric vehicle fast chargers,” dans *Proceedings of the 2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2016, p. 2545–2549.
- [24] S. Abdelsamad, W. Morsi et T. Sidhu, “Optimal secondary distribution system design considering plug-in electric vehicles,” *Electric Power Systems Research*, vol. 130, p. 266–276, 2016. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779615002795>
- [25] H. R. Hamid Simorgh, Hasan Doagou-Mojarrad et G. B. Gharehpetian, “Cost-based optimal siting and sizing of electric vehicle charging stations considering demand response programmes,” *IET Generation Transmissions Distribution*, vol. 12, p. 1712–20, 2018.
- [26] M. Gjelaaj, C. Træholt, S. Hashemi et P. B. Andersen, “Cost-benefit analysis of a novel dc fast-charging station with a local battery storage for evs,” dans *2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2017, p. 1–6.
- [27] RTE, “Enjeux du développement de l’électromobilité pour le système électrique,” 2019.
- [28] S. Sarabi, “Contribution du vehicle-to-grid (v2g) à la gestion énergétique d’un parc de véhicules Électriques sur le réseau de distribution,” Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers, 2016.
- [29] O. T. T. Kim, N. H. Tran, V. Nguyen, S. M. Kang et C. S. Hong, “Cooperative between v2c and v2v charging : Less range anxiety and more charged evs,” dans *2018 International Conference on Information Networking (ICOIN)*, 2018, p. 679–683.
- [30] P. You et Z. Yang, “Efficient optimal scheduling of charging station with multiple electric vehicles via v2v,” dans *2014 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, 2014, p. 716–721.

- [31] M. O. Badawy, M. N. Arafat, A. Ahmed, S. Anwar, Y. Sozer, P. Yi et J. A. De Abreu-Garcia, “Design and implementation of a 75-kw mobile charging system for electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n<sup>o</sup>. 1, p. 369–377, 2016.
- [32] O. Elma et H. A. Gabbar, “Sizing analysis of hybrid dc fast charging system for electric vehicles,” dans *2018 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, 2018, p. 1–5.
- [33] M. A. Masrur, A. G. Skowronska, J. Hancock, S. W. Kolhoff, D. Z. McGrew, J. C. Vandiver et J. Gatherer, “Military-based vehicle-to-grid and vehicle-to-vehicle microgrid—system architecture and implementation,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, n<sup>o</sup>. 1, p. 157–171, 2018.
- [34] E. Ucer, R. Buckreus, M. C. Kisacikoglu, E. Bulut, M. Guven, Y. Sozer et L. Giubbolini, “A flexible v2v charger as a new layer of vehicle-grid integration framework,” dans *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2019, p. 1–7.
- [35] “Rapport d’activité autolib 2016,” 2016.
- [36] “Rapport d’activité autolib 2017,” 2017.
- [37] L. Li et M. Petering, “Discrete event simulation analysis of a reservation-based, one-way car-sharing system,” *Journal of Simulation*, vol. 12 :1, p. 1–22, 2018.
- [38] Position des stations autopartage. [En ligne]. Disponible : <https://www.data.gouv.fr/en/datasets/stations-autolib/>
- [39] B.-O. Ducreux, “Comparaison entre deux-roues à moteur et voitures : profil de conduite, consommation de carburant et émissions des gaz d’échappement en utilisation quotidienne,” 2008.
- [40] Position des stations essence parisiennes. [En ligne]. Disponible : <https://opendata.apur.org/datasets/station-services/data?geometry=2.152%2C48.815%2C2.586%2C48.894&where=dept%20%3D%20%2775%27>
- [41] Channegowda, Janamejaya, Pathipati, V. Krishna et S. S. Williamson, “Comprehensive review and comparison of dc fast charging converter topologies : Improving electric vehicle plug-to-wheels efficiency,” dans *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, p. 263–268.
- [42] “Les contiditions de travail des taxis parisiens,” 2016.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [43] “Les taxis et vtc en 2017-2018,” 2020.
- [44] Geredis, “Principes d’étude et de développement du réseau pour le raccordement des clients consommateurs et producteurs bt,” 2019.
- [45] Lignes souterraines basse tension (bt). [En ligne]. Disponible : <https://data.enedis.fr/explore/dataset/poste-electrique/information/>
- [46] Nombre de consommateurs par profil à l’échelle de la commune. [En ligne]. Disponible : <https://data.enedis.fr/explore/dataset/consommation-electrique-par-secteur-dactivite-commune/information/>
- [47] Coefficients des profils de clients raccordés aux réseaux basse tension. [En ligne]. Disponible : <https://data.enedis.fr/pages/coefficients-des-profils/>
- [48] Répartition des points de soutirage inférieurs à 36 kva par profil et puissance souscrite - maille régionale. [En ligne]. Disponible : <https://www.data.gouv.fr/fr/datasets/nombre-de-points-de-soutirage-36kva-par-profil-et-puissance-souscrite-maille-regionale/>
- [49] Ademe, “Transformateur de distribution et économies d’énergie,” 2012.
- [50] A. Bouallaga, “Gestion énergétique d’une infrastructure de charge intelligente de véhicules électriques dans un réseau de distribution intelligent intégrant des énergies renouvelables,” Thèse de doctorat, Université de Lille, 2015.
- [51] Code de l’énergie, “Article L.271-1,” 2014, <https://www.smartgrids-cre.fr/encyclopedie/les-effacements-de-consommation/quest-ce-quun-effacement#:~:text=%C2%AB%20Un%20effacement%20de%20consommation%20d,sur%20les%20r%C3%A9seaux%20publics%20de.>
- [52] “Stratégie française pour l’énergie et le climat - programmation pluriannuelle de l’énergie,” 2017.
- [53] “Règles pour la valorisation des effacements de consommation sur les marchés de l’énergie nebef 3.3,” 2017.
- [54] “Système de charge conductive pour véhicules électriques,” AFNOR, Standard, 2014.
- [55] L. F. Costa, F. Hoffmann, G. Buticchi et M. Liserre, “Comparative analysis of multiple active bridge converters configurations in modular smart transformer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n°. 1, p. 191–202, 2019.

- [56] V.-L. Pham et K. Wada, “Applications of triple active bridge converter for future grid and integrated energy systems,” *Energies*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 7, 2020. [En ligne]. Disponible : <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/7/1577>
- [57] Y. Kado, D. Shichijo, K. Wada et K. Iwatsuki, “Multiport power router and its impact on future smart grids,” *Radio Science*, vol. 51, n<sup>o</sup>. 7, p. 1234–1246, 2016.
- [58] F. Giuliani, G. Buticchi, M. Liserre, N. Delmonte, P. Cova et N. Pignoloni, “Gan-based triple active bridge for avionic application,” dans *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, p. 1856–1860.
- [59] P. Bach Andersen, S. Hashemi, T. Sousa, T. Meier Soerensen, L. Noel et B. Christensen, “The parker project : Cross-brand service testing using v2g,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 10, n<sup>o</sup>. 4, 2019. [En ligne]. Disponible : <https://www.mdpi.com/2032-6653/10/4/66>
- [60] Roadmap towards v2g with ccs. [En ligne]. Disponible : <https://www.charin.global/>
- [61] M. L. \*, F. Blaabjerg et A. Dell’Aquila, “Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase pwm voltage source converter,” *International Journal of Electronics*, vol. 91, n<sup>o</sup>. 8, p. 445–460, 2004. [En ligne]. Disponible : <https://doi.org/10.1080/00207210412331306186>
- [62] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti et P. Tomasin, “Ac/dc/ac pwm converter with reduced energy storage in the dc link,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, n<sup>o</sup>. 2, p. 287–292, 1995.
- [63] J. Dannehl, C. Wessels et F. W. Fuchs, “Limitations of voltage-oriented pi current control of grid-connected pwm rectifiers with  $lcl$  filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n<sup>o</sup>. 2, p. 380–388, 2009.
- [64] S. S. Lechat, “Voltage oriented control of three-phase boost pwm converters,” 2010.
- [65] M. BLANC, Y. LEMBEYE et J.-P. FERRIEUX, “Dual active bridge (dab) pour la conversion continu-continu,” *Techniques de l’ingénieur Électronique*, vol. base documentaire : TIP350WEB., n<sup>o</sup>. ref. article : e3975, 2019, fre. [En ligne]. Disponible : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-photonique-th13/electronique-de-puissance-conversion-et-gestion-42283210/dual-active-bridge-dab-pour-la-conversion-continu-continu-e3975/>

- [66] E. Rondon-Pinilla, “Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d’interrupteurs à semi-conducteurs,” Theses, Ecole Centrale de Lyon, juin 2014. [En ligne]. Disponible : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02140113>
- [67] “Achieving cispr-22 emi standards with hotrod buck design,” 2019.
- [68] Y. Chen, P. Wang, H. Li et M. Chen, “Power flow control in multi-active-bridge converters : Theories and applications,” dans *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, p. 1500–1507.
- [69] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte et M. A. M. Hendrix, “Transformer-coupled multiport zvs bidirectional dc–dc converter with wide input range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n<sup>o</sup>. 2, p. 771–781, 2008.
- [70] S. Bandyopadhyay, P. Purgat, Z. Qin et P. Bauer, “A multiactive bridge converter with inherently decoupled power flows,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n<sup>o</sup>. 2, p. 2231–2245, 2021.
- [71] S. Nakagawa, J. Arai, R. Kasashima, K. Nishimoto, Y. Kado et K. Wada, “Dynamic performance of triple-active bridge converter rated at 400 v, 10 kw, and 20 khz,” dans *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, p. 1090–1094.
- [72] M. Michon, J. Duarte, M. Hendrix et M. Simoes, “A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems,” dans *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 6, 2004, p. 4736–4742 Vol.6.
- [73] S. Y. Kim, H.-S. Song et K. Nam, “Idling port isolation control of three-port bidirectional converter for evs,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n<sup>o</sup>. 5, p. 2495–2506, 2012.
- [74] V. Nair R., S. Gulur, R. Chattopadhyay et S. Bhattacharya, “Integrating photovoltaics and battery energy storage to grid using triple active bridge and voltage source converters,” dans *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2020, p. 3691–3696.
- [75] Y. Yu, K. Masumoto, K. Wada et Y. Kado, “Power flow control of a triple active bridge dc-dc converter using gan power devices for a low-voltage dc power distribution system,” dans *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, p. 772–777.

- [76] P. Purgat, S. Bandyopadhyay, Z. Qin et P. Bauer, “Power flow decoupling controller for triple active bridge based on fourier decomposition of transformer currents,” dans *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020, p. 1201–1208.
- [77] R. Chattopadhyay, G. Gohil, S. Acharya, V. Nair et S. Bhattacharya, “Efficiency improvement of three port high frequency transformer isolated triple active bridge converter,” dans *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, p. 1807–1814.
- [78] S. Zou, J. Lu et A. Khaligh, “Modelling and control of a triple-active-bridge converter,” *IET Power Electronics*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 5, p. 961–969, 2020. [En ligne]. Disponible : <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2019.0920>
- [79] T. OHNO et N. HOSHI, “A new control method for triple-active bridge converter with feed forward control,” dans *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)*, 2018, p. 971–976.
- [80] *Evolion Li-ion battery*, Saft. [En ligne]. Disponible : [https://www.saftbatteries.com/emailing/evolion/doc/Evolion\\_TM\\_en\\_0115.pdf](https://www.saftbatteries.com/emailing/evolion/doc/Evolion_TM_en_0115.pdf)
- [81] *LIM25H-8 Li-ion battery*, Yuasa. [En ligne]. Disponible : [https://www.gsyuasa-lp.com/SpecSheets/GS\\_Yuasa\\_LIM25\\_Battery\\_Spec\\_Sheet.pdf](https://www.gsyuasa-lp.com/SpecSheets/GS_Yuasa_LIM25_Battery_Spec_Sheet.pdf)
- [82] *Voltage transducer LV 25-P*, LEM. [En ligne]. Disponible : [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/lv\\_25-p.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf)
- [83] H. Krishnaswami et N. Mohan, “Three-port series-resonant dc–dc converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n<sup>o</sup>. 10, p. 2289–2297, 2009.

## **Annexe A**

# **Résultats des simulations de l'architecture V2V**

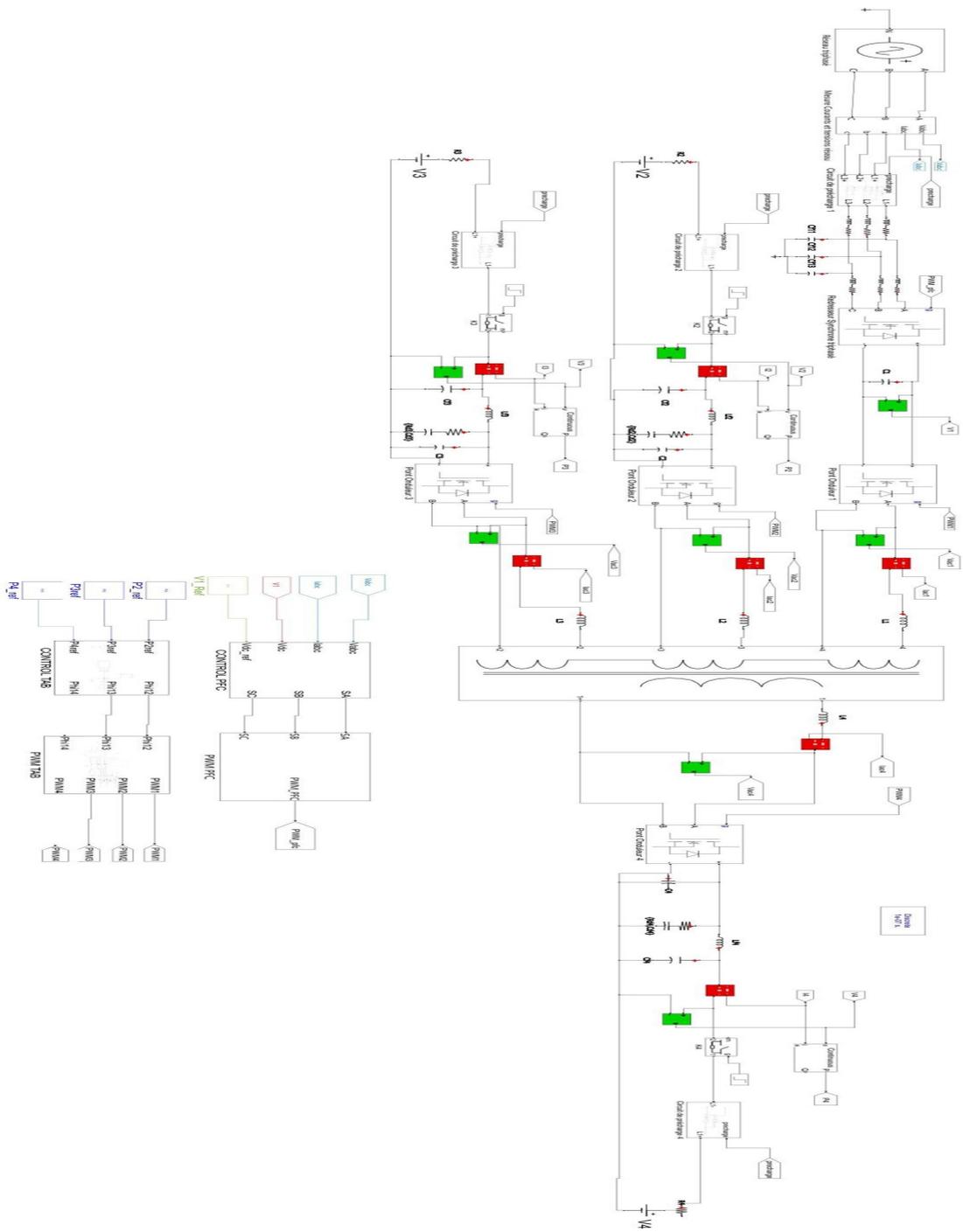
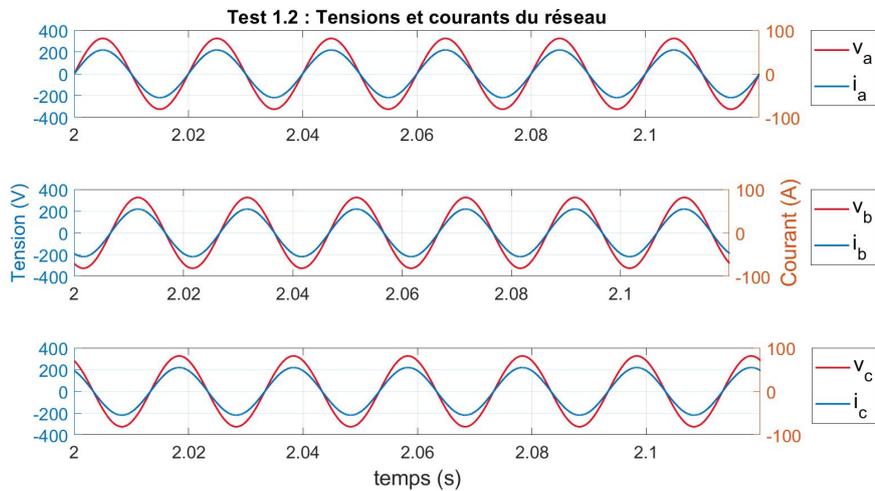
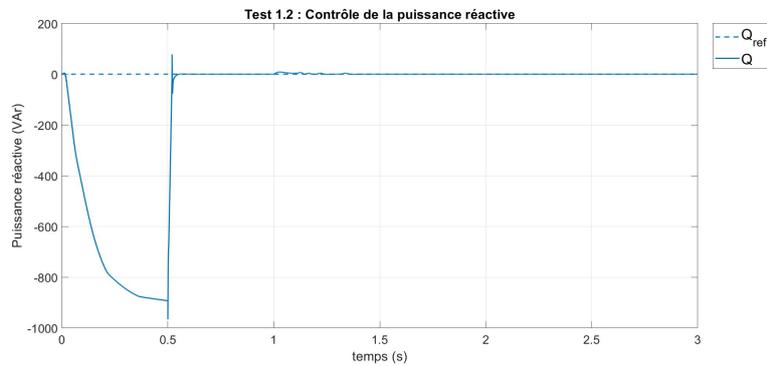
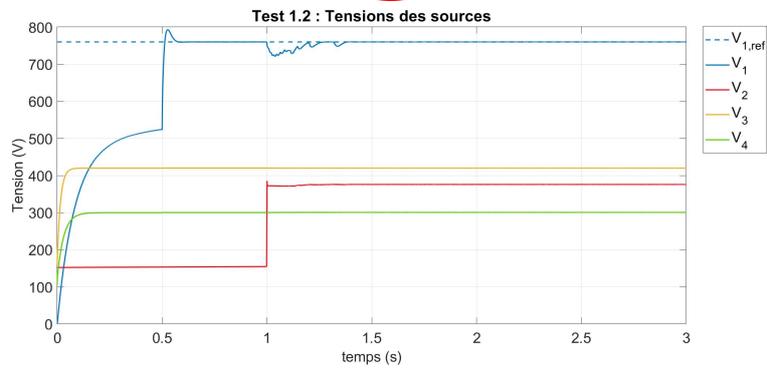
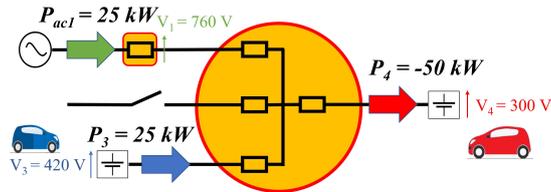


FIGURE A.1 – Modèle simulink de l'architecture V2V retenue

# A.1. SÉRIE 1 : PILOTAGE DE LA TENSION DE BUS ET DE LA PUISSANCE RÉACTIVE

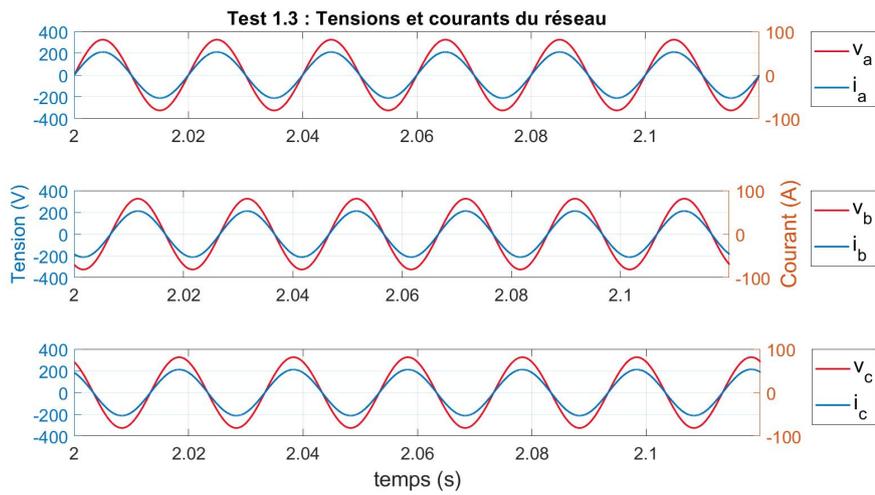
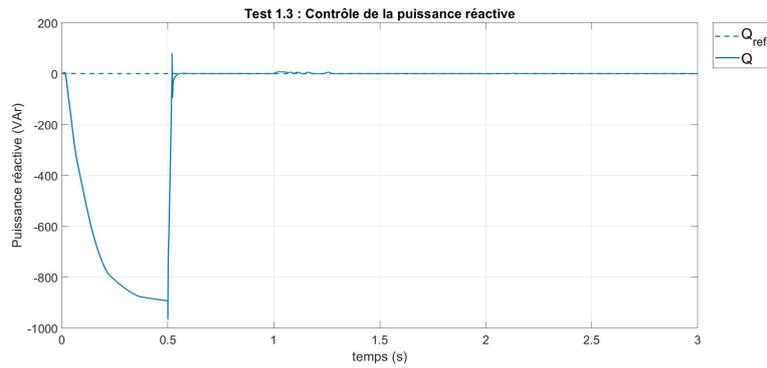
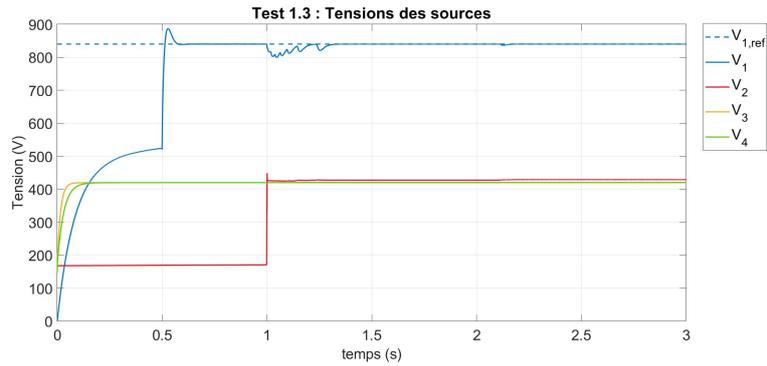
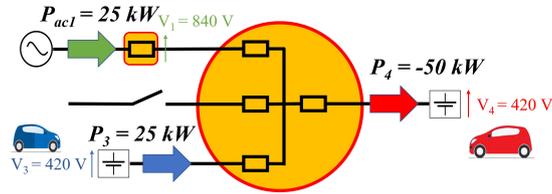
## A.1 Série 1 : pilotage de la tension de bus et de la puissance réactive

### A.1.1 Test 1.2 : $V_{1,ref} = 760 \text{ V}$ et $Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$



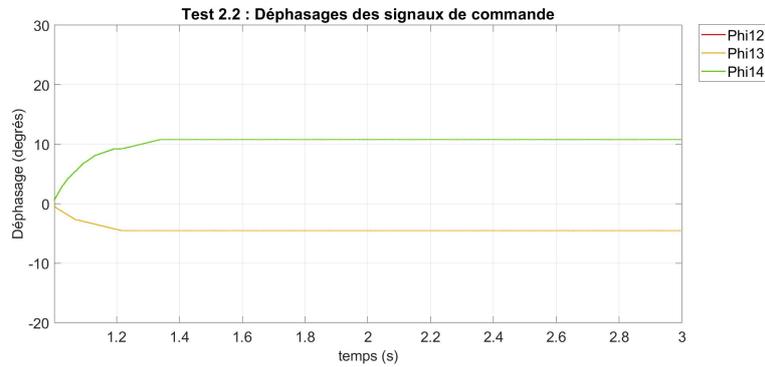
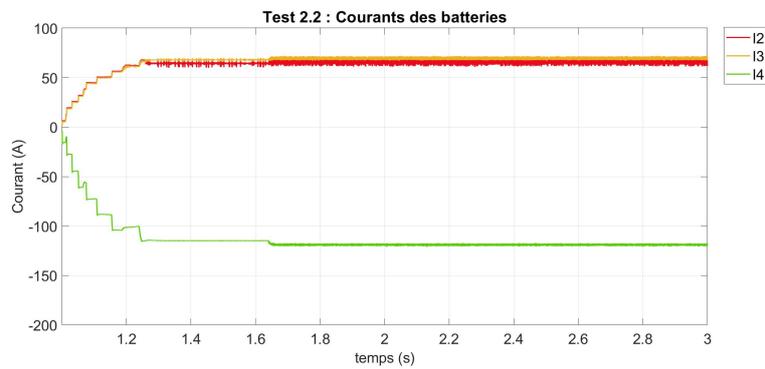
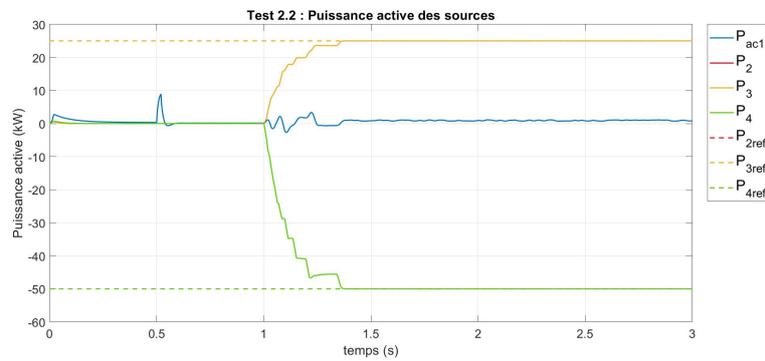
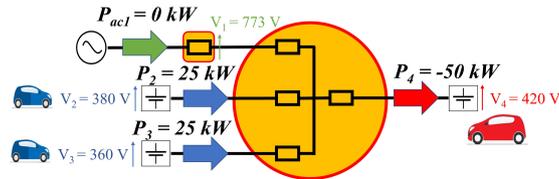
# A.1. SÉRIE 1 : PILOTAGE DE LA TENSION DE BUS ET DE LA PUISSANCE RÉACTIVE

## A.1.2 Test 1.3 : $V_{1,ref} = 840 \text{ V}$ et $Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$



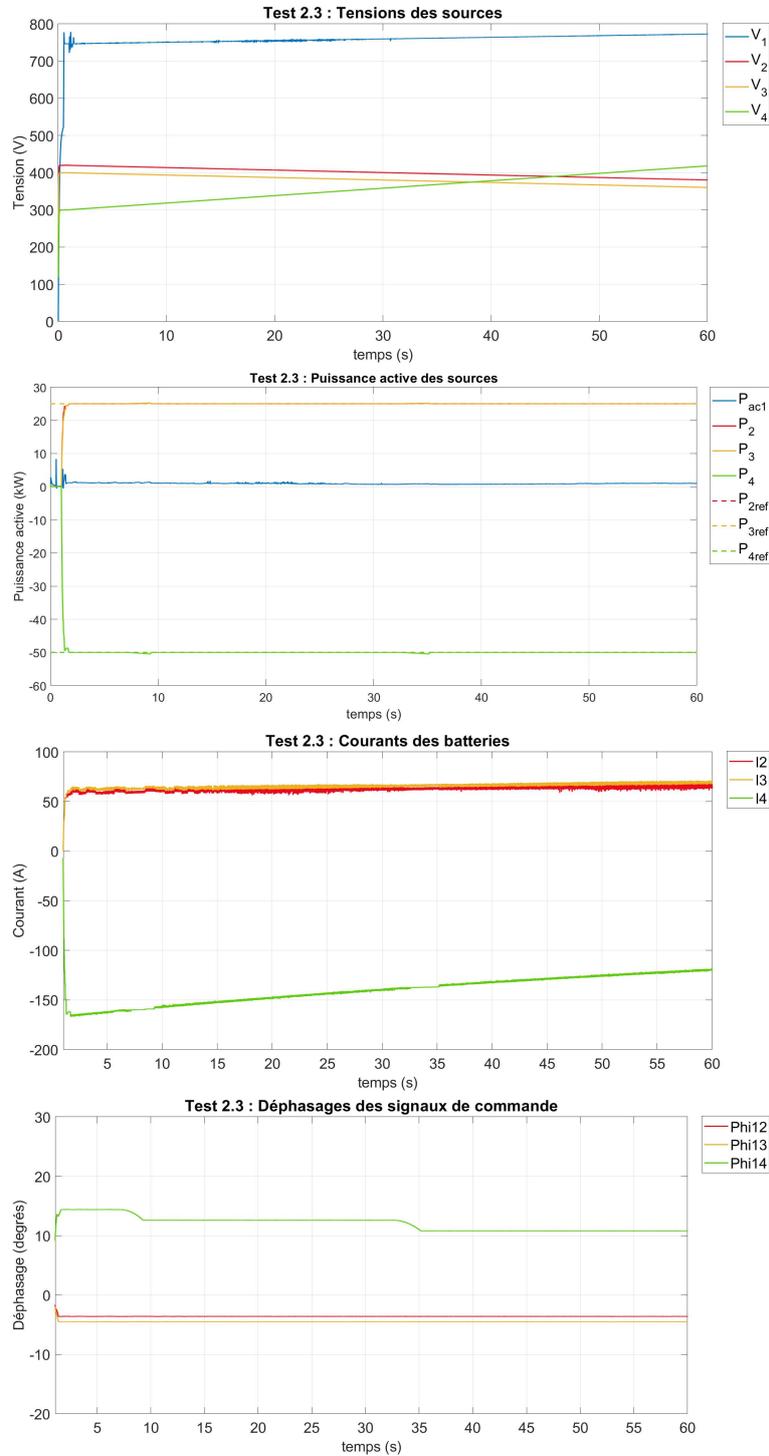
## A.2 Série 2 : pilotage avec 4 sources présentes

### A.2.1 Test 2.2 : Mode V2V 4 sources, fin de charge



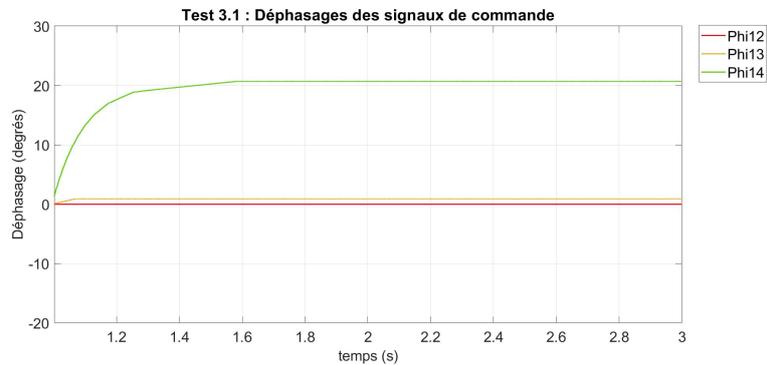
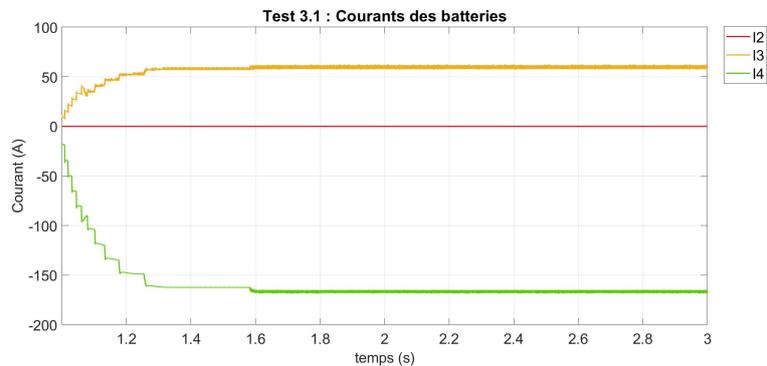
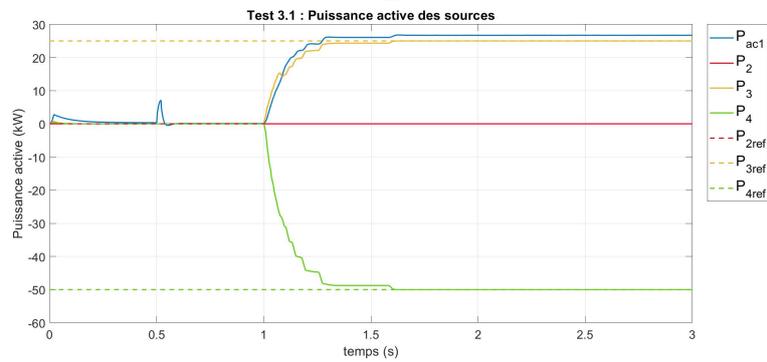
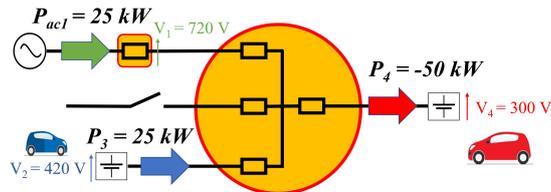
## A.2. SÉRIE 2 : PILOTAGE AVEC 4 SOURCES PRÉSENTES

### A.2.2 Test 2.3 : Mode V2V 4 sources, tensions variables



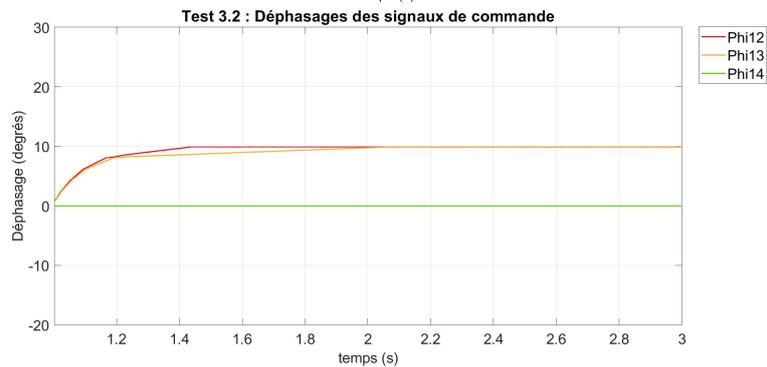
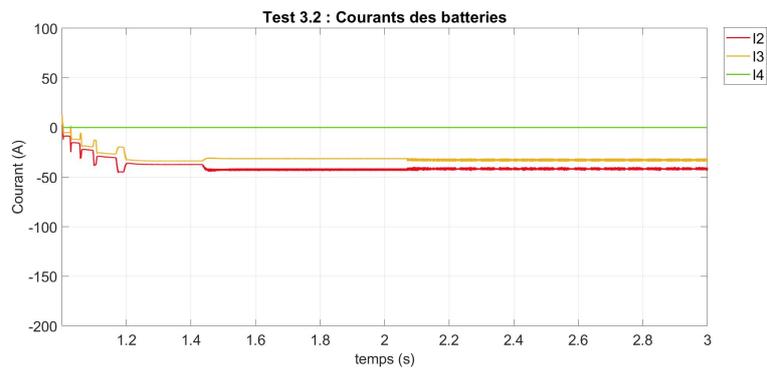
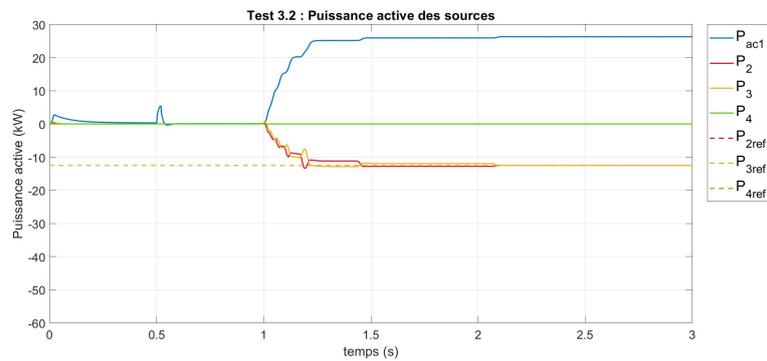
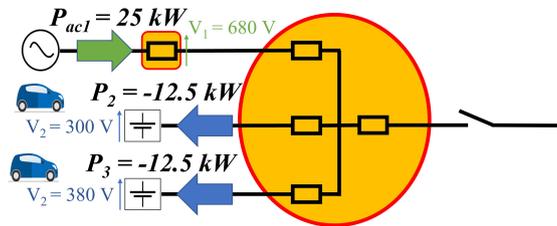
### A.3 Série 3 : pilotage avec trois sources présentes

#### A.3.1 Test 3.1 : Mode V2V 3 sources, début de charge



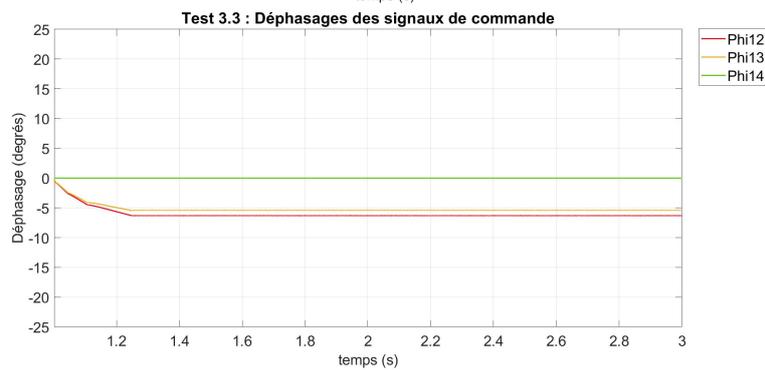
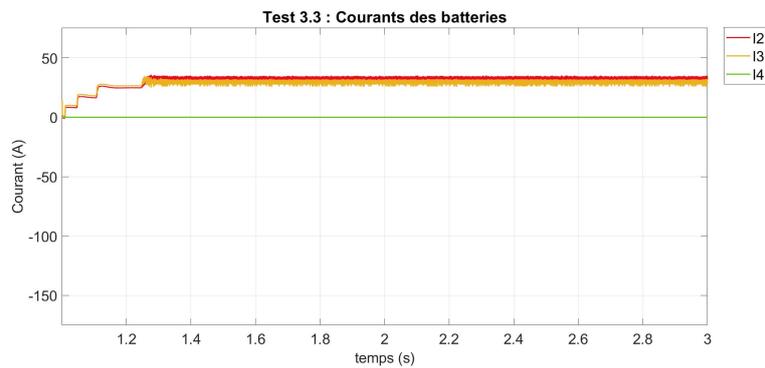
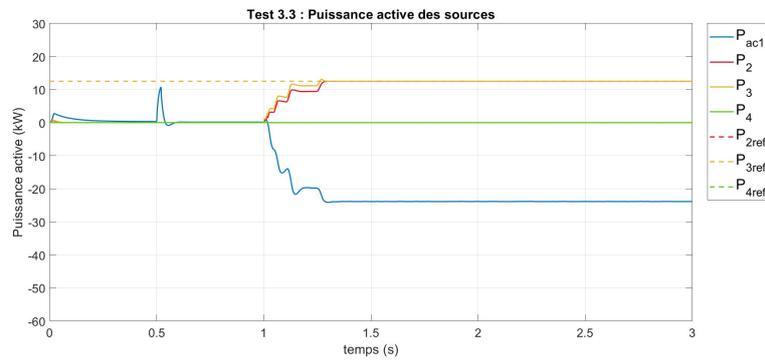
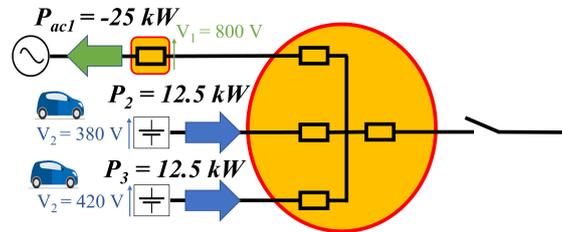
### A.3. SÉRIE 3 : PILOTAGE AVEC TROIS SOURCES PRÉSENTES

#### A.3.2 Test 3.2 : Mode G2V 3 sources



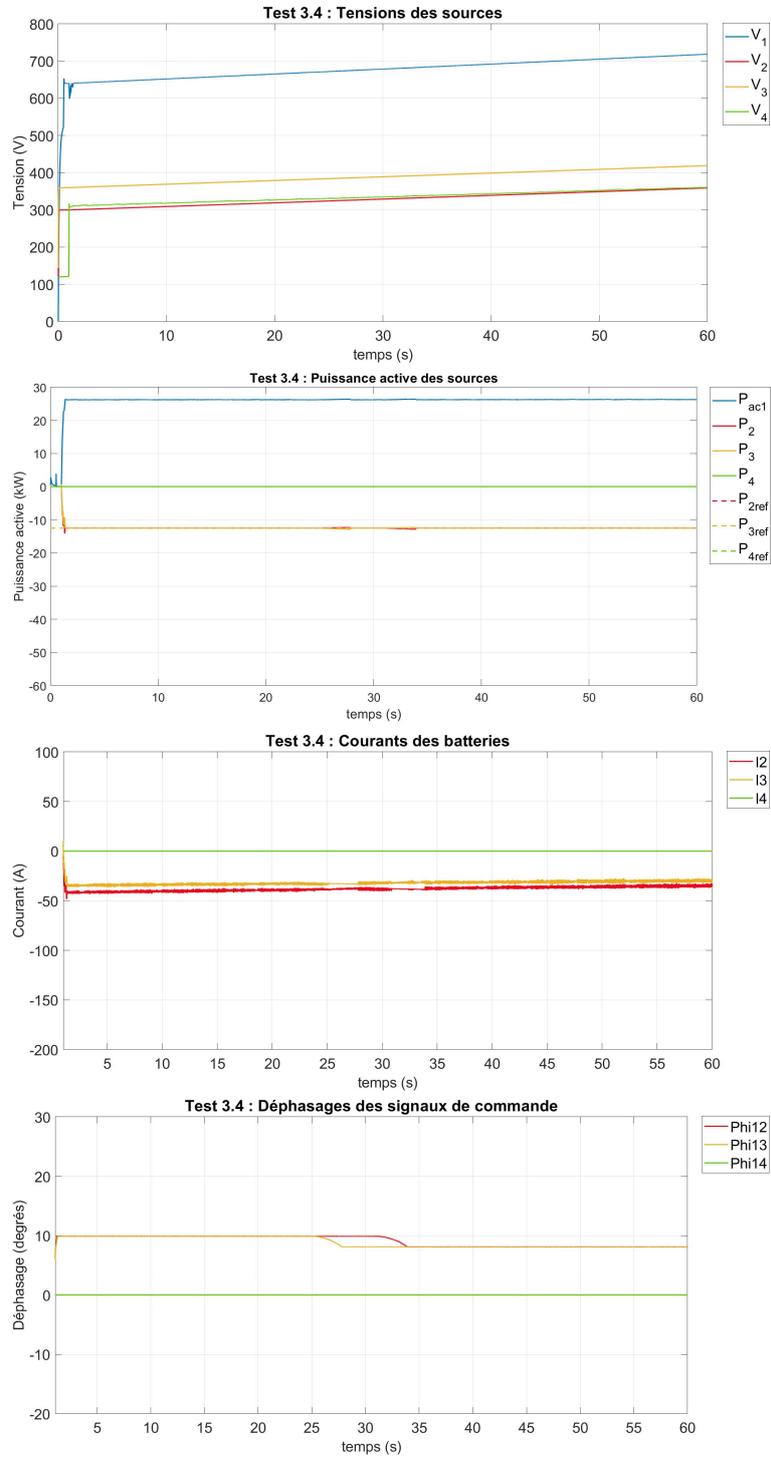
## A.3. SÉRIE 3 : PILOTAGE AVEC TROIS SOURCES PRÉSENTES

### A.3.3 Test 3.3 : Mode V2G 3 sources



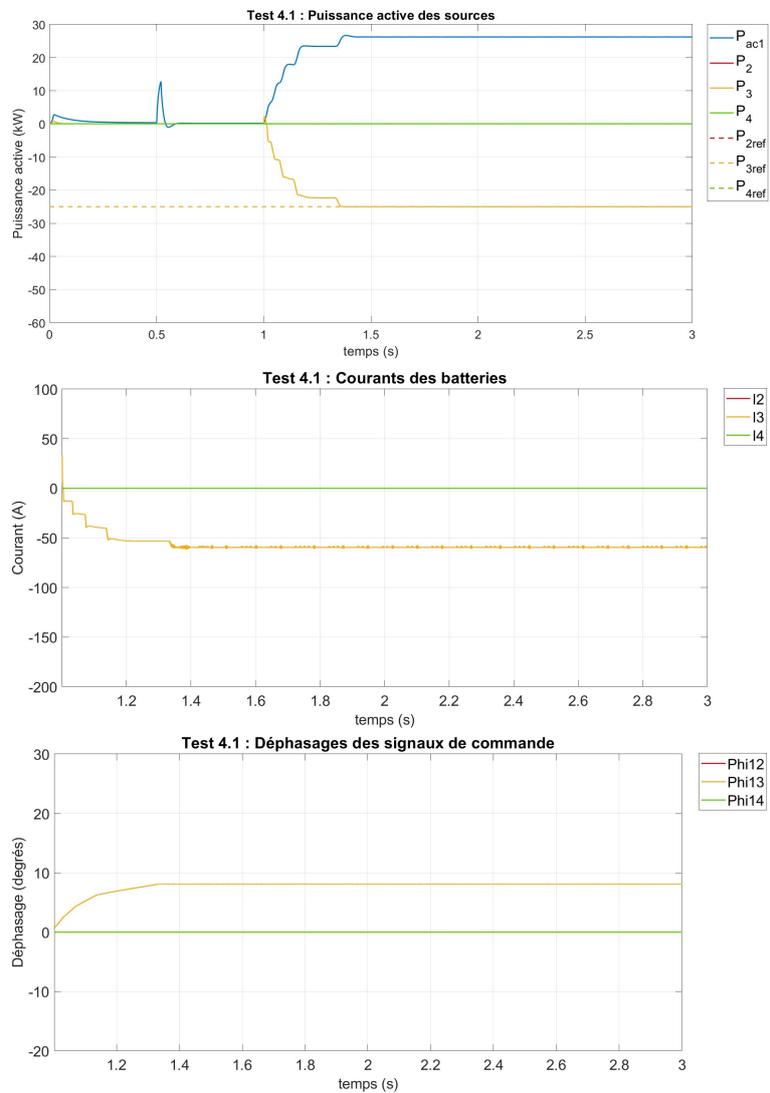
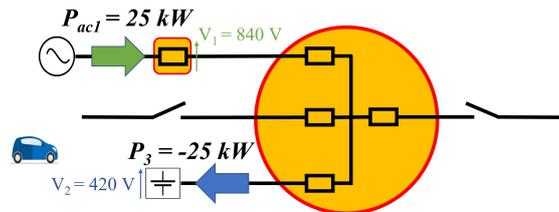
### A.3. SÉRIE 3 : PILOTAGE AVEC TROIS SOURCES PRÉSENTES

#### A.3.4 Test 3.4 : Mode G2V 3 sources, tensions variables



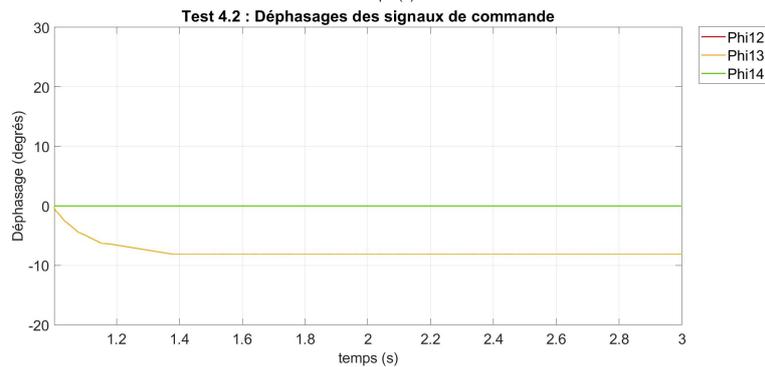
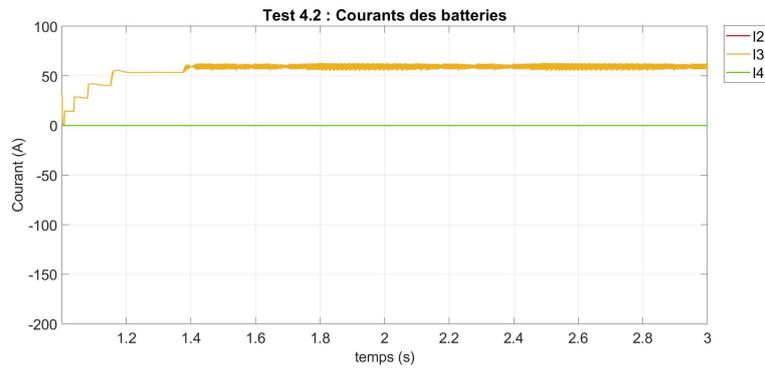
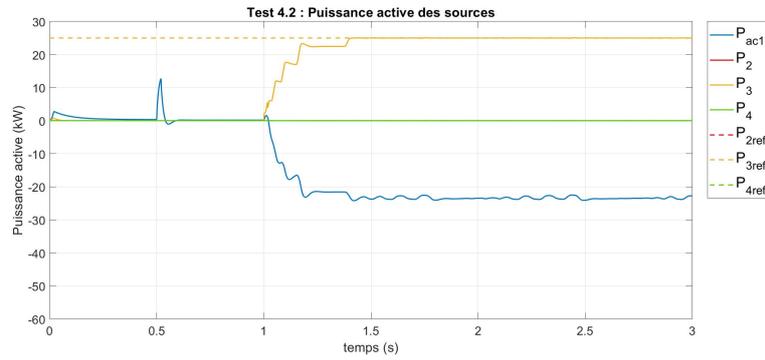
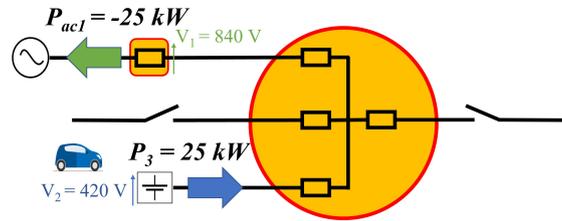
## A.4 Série 4 : pilotage avec deux sources présentes

### A.4.1 Test 4.1 : Mode G2V 2 sources



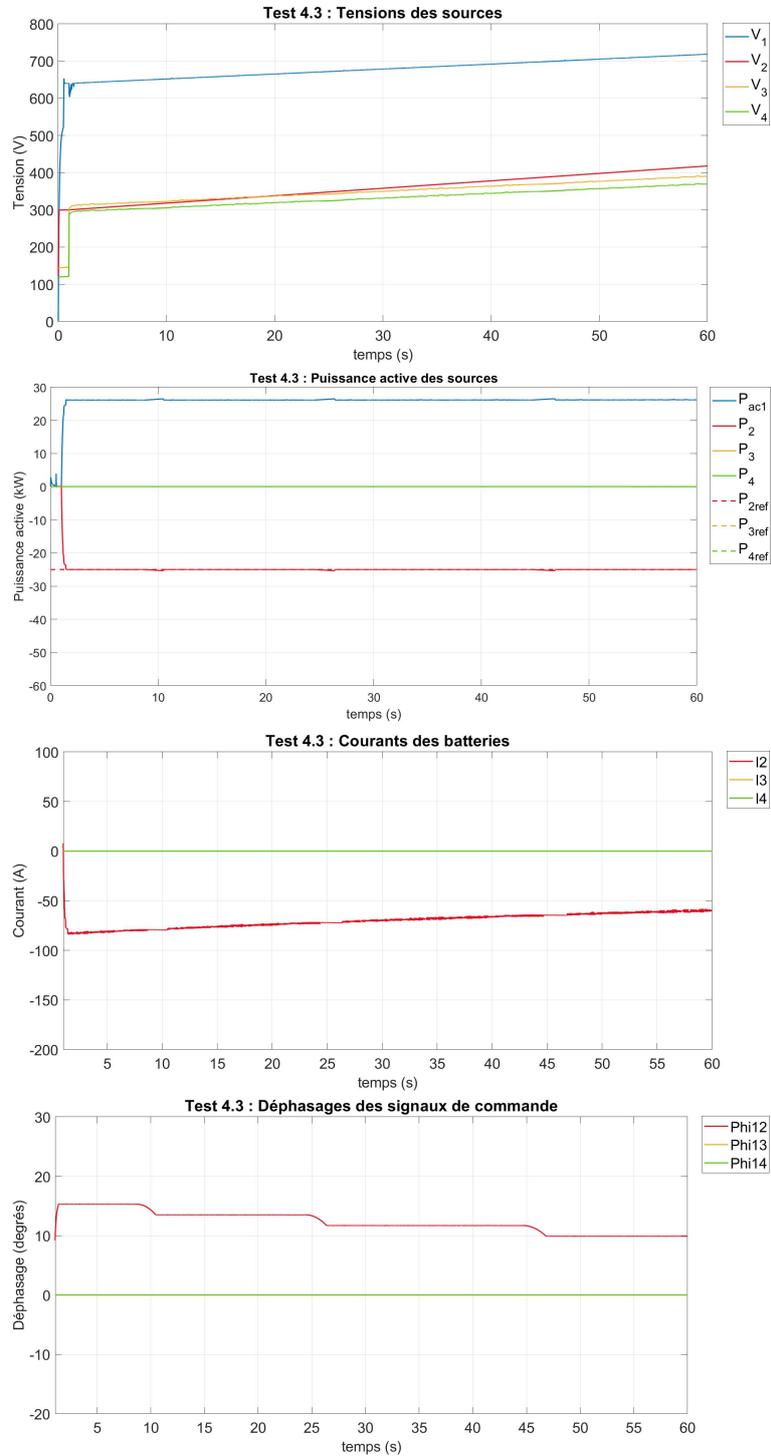
## A.4. SÉRIE 4 : PILOTAGE AVEC DEUX SOURCES PRÉSENTES

### A.4.2 Test 4.2 : Mode V2G 2 sources



## A.4. SÉRIE 4 : PILOTAGE AVEC DEUX SOURCES PRÉSENTES

### A.4.3 Test 4.3 : Mode G2V 2 sources, tensions variables





## **Annexe B**

# **Documents techniques relatifs aux essais sur banc IGBT**

### B.1 Caractéristiques des batteries utilisées lors des tests

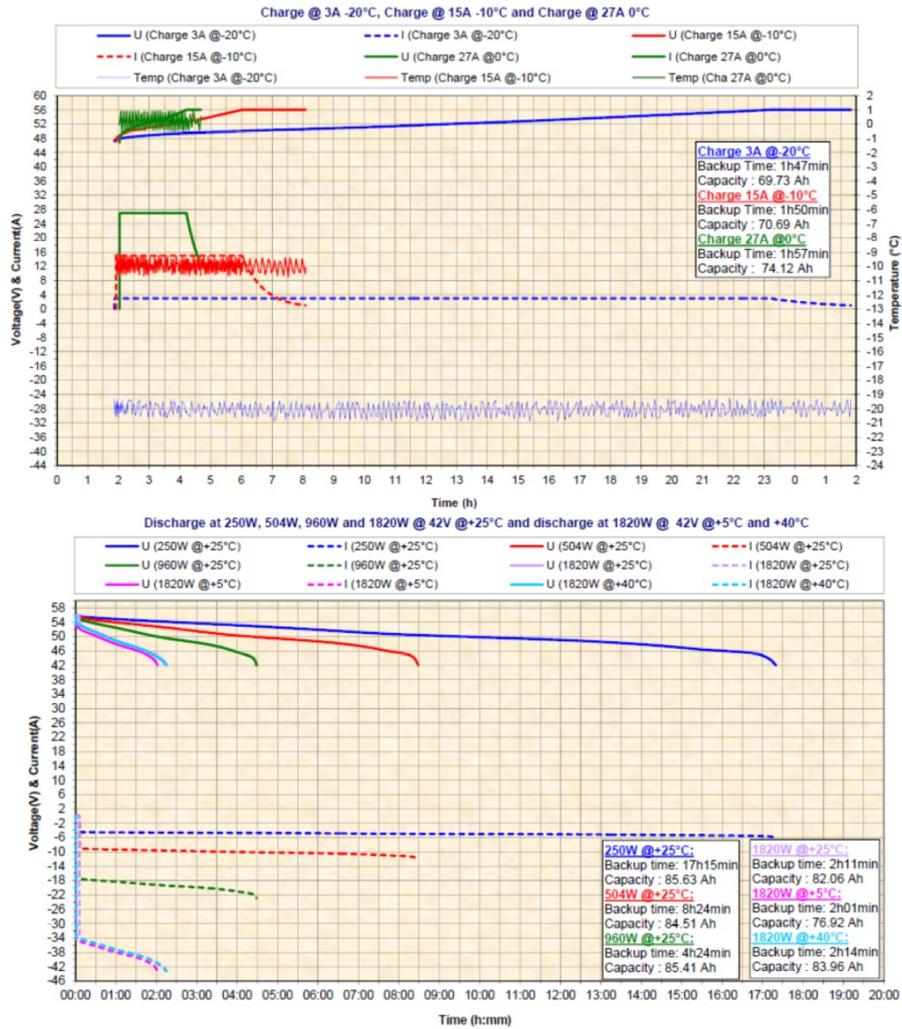


FIGURE B.1 – Courbes de charge (haut) et de décharge (bas) de la batterie Evolion (batterie déchargeante)

## B.1. CARACTÉRISTIQUES DES BATTERIES UTILISÉES LORS DES TESTS

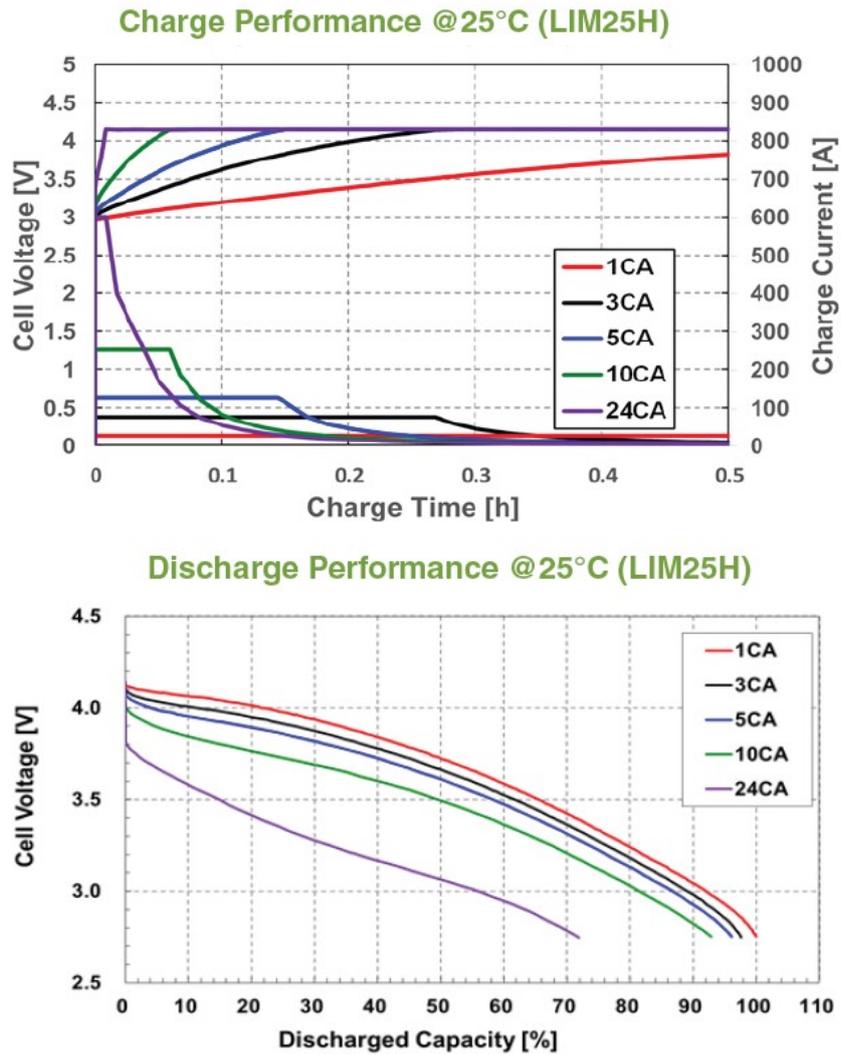


FIGURE B.2 – Courbes de charge (haut) et de décharge (bas) de la cellule composant la batterie Yuasa (batterie à charger)

## B.1. CARACTÉRISTIQUES DES BATTERIES UTILISÉES LORS DES TESTS

---

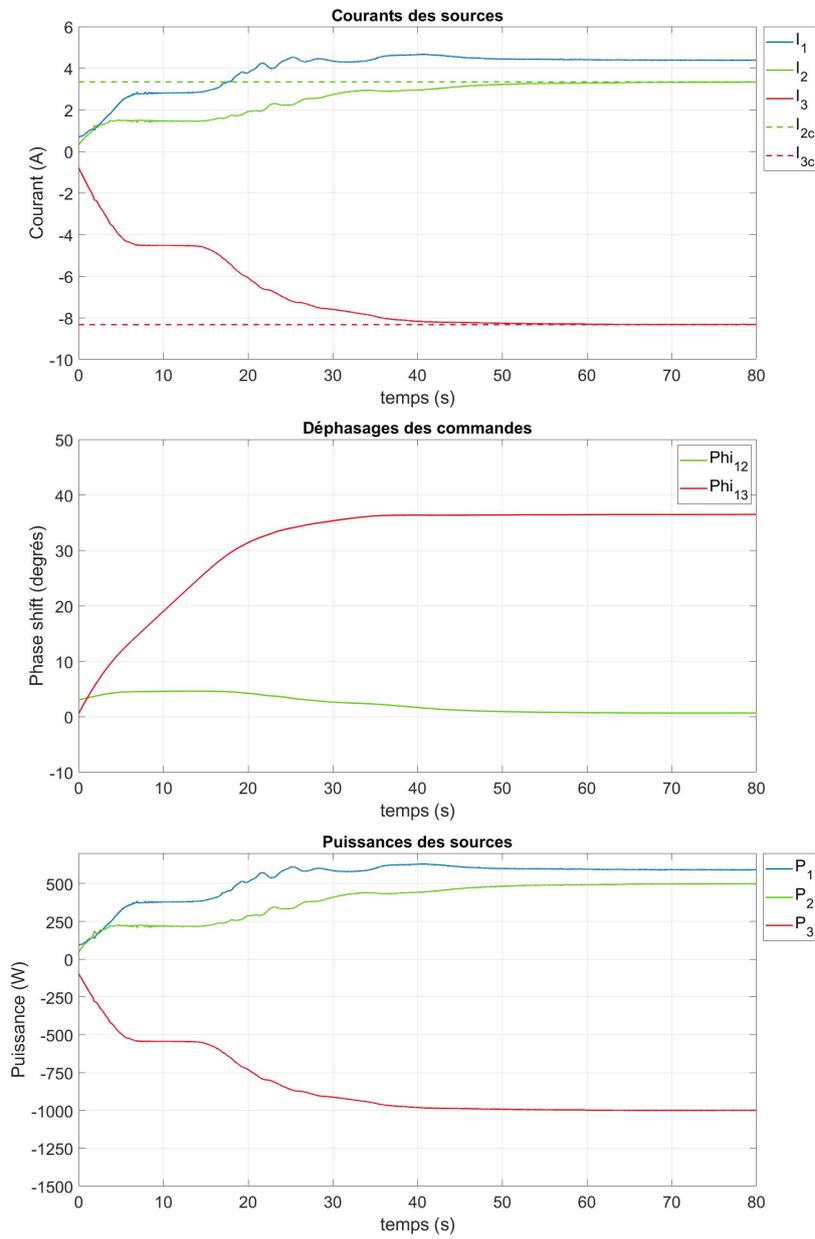
## **Annexe C**

# **Résultats des tests IGBT\_BF\_2**

C.1. TEST V2V\_1 :  $V_1 = 135 \text{ V}$ ,  $V_2 = 150 \text{ V}$  ET  $V_3 = 120 \text{ V}$

---

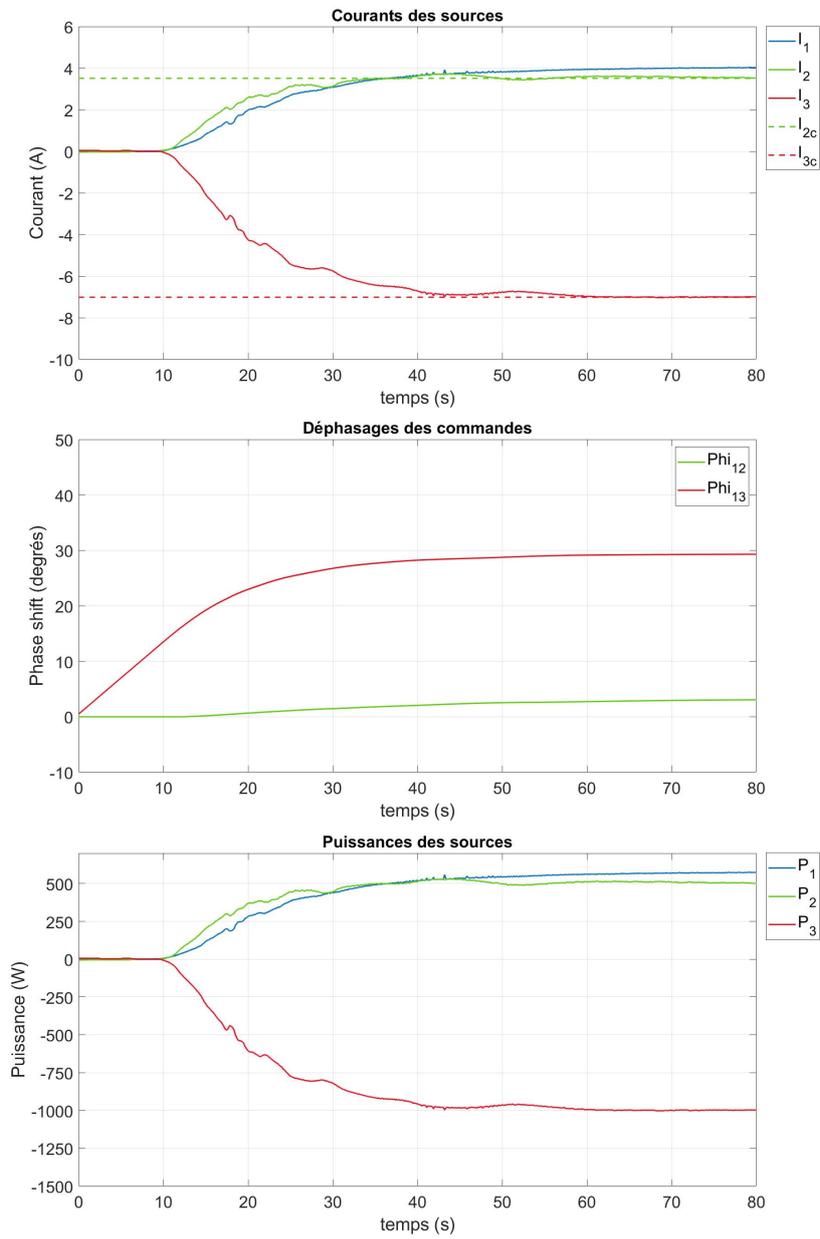
C.1 Test V2V\_1 :  $V_1 = 135 \text{ V}$ ,  $V_2 = 150 \text{ V}$  et  $V_3 = 120 \text{ V}$



C.2. TEST V2V\_2 :  $V_1 = 142,5 \text{ V}$ ,  $V_2 = 142,5 \text{ V}$  ET  $V_3 = 142,5 \text{ V}$

---

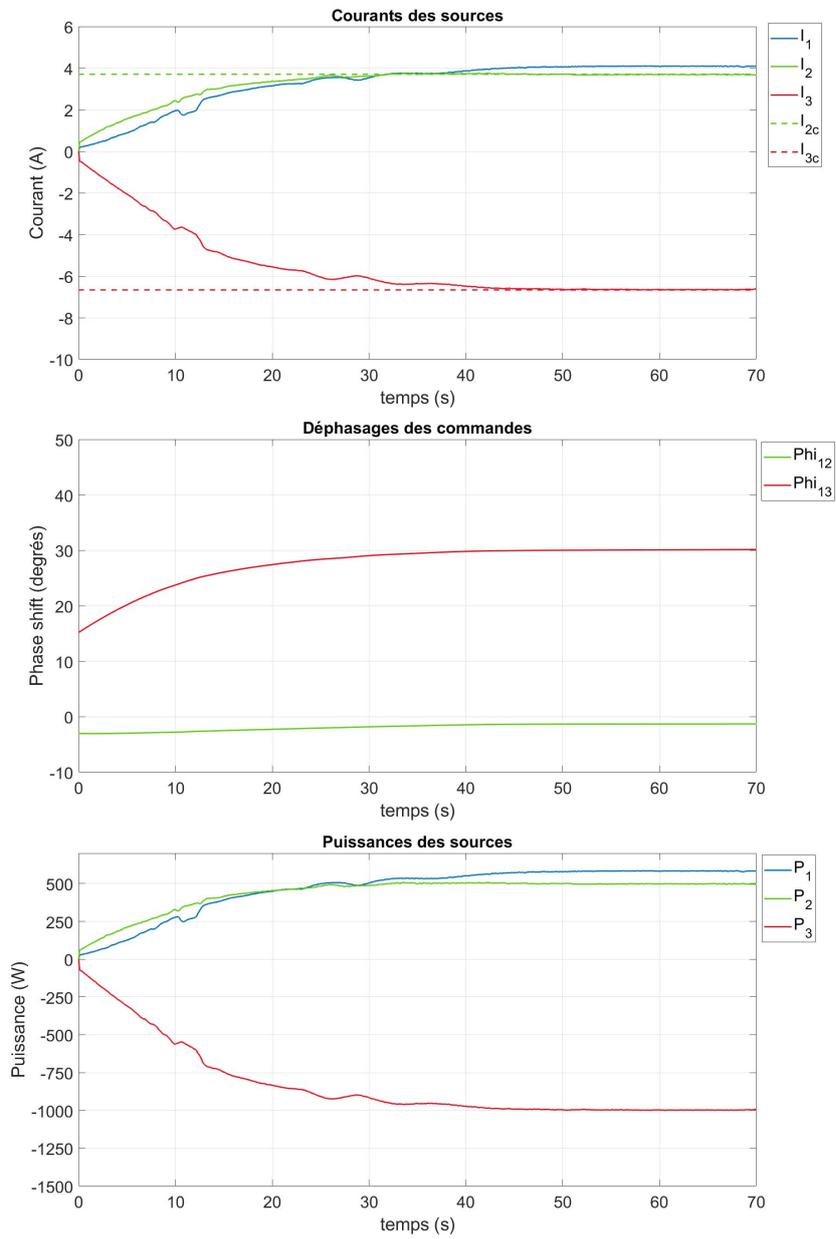
C.2 Test V2V\_2 :  $V_1 = 142,5 \text{ V}$ ,  $V_2 = 142,5 \text{ V}$  et  $V_3 = 142,5 \text{ V}$



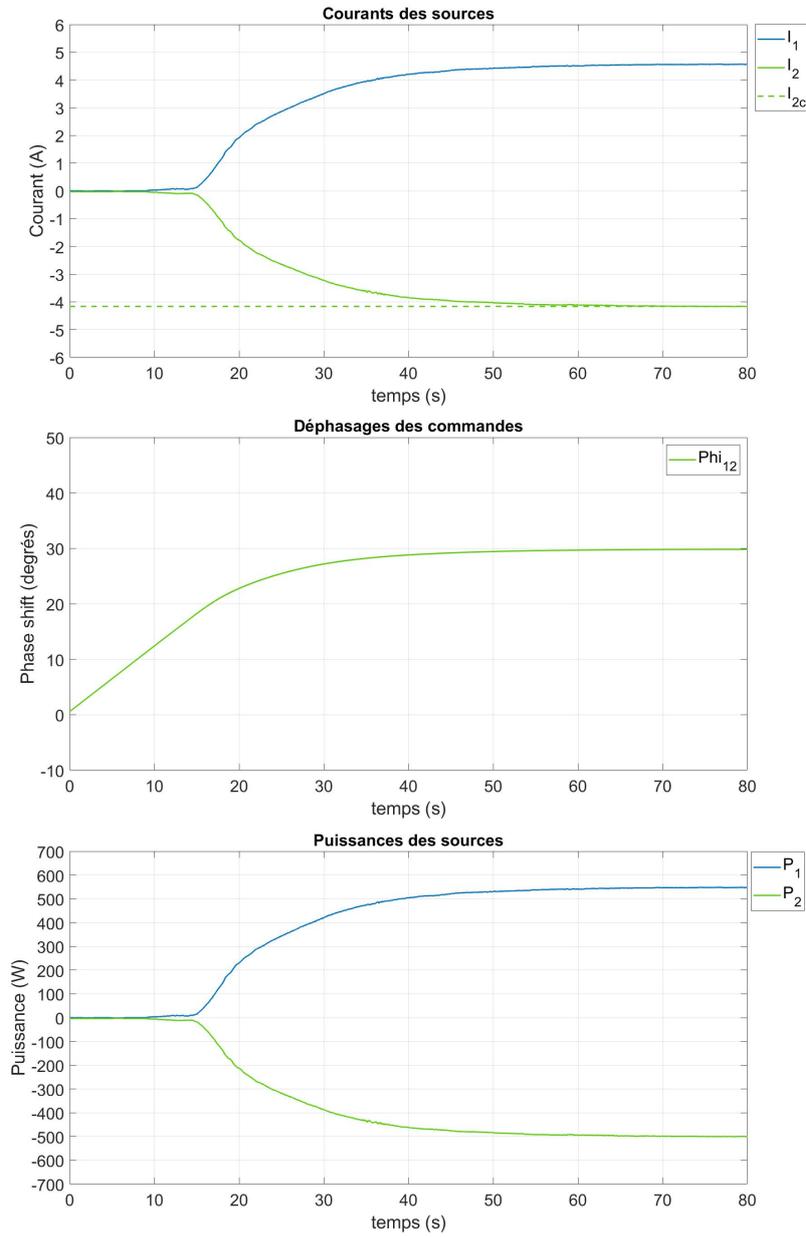
C.3. TEST V2V\_3 :  $V_1 = 142,5 \text{ V}$ ,  $V_2 = 135 \text{ V}$  ET  $V_3 = 150 \text{ V}$

---

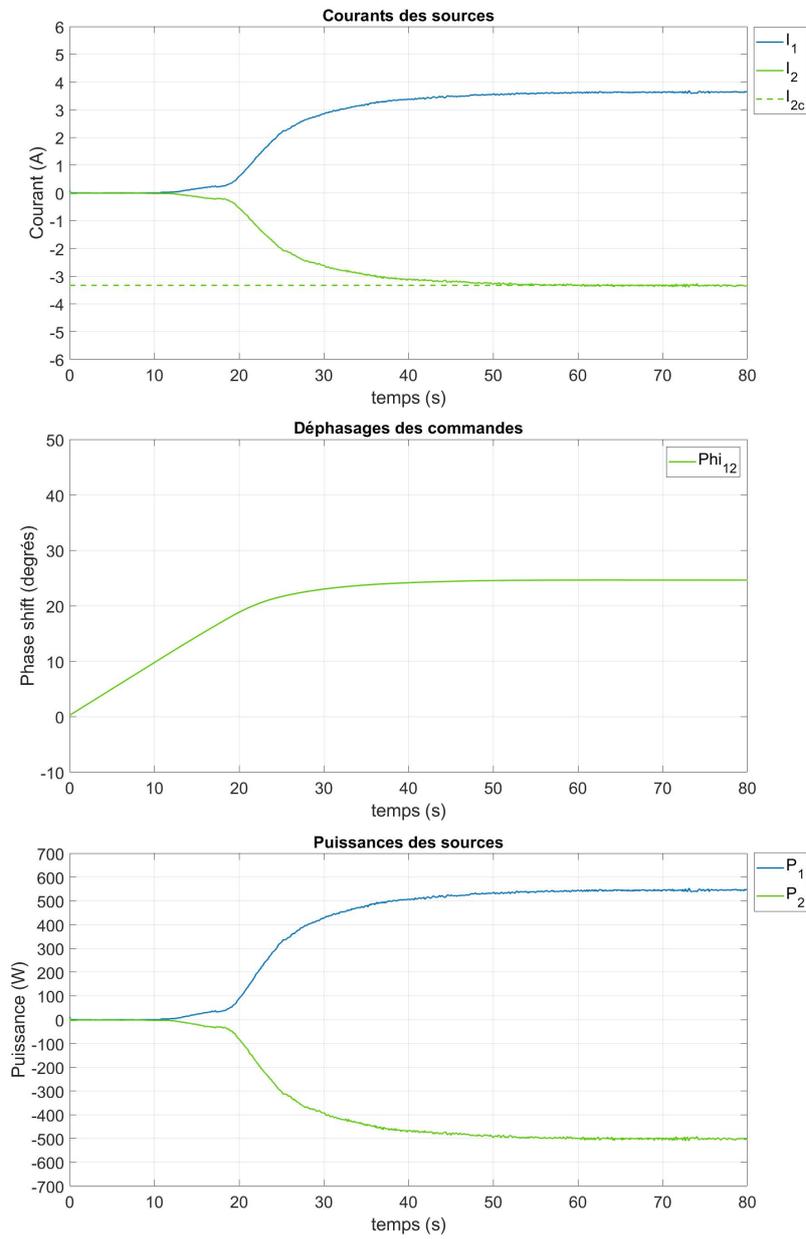
C.3 Test V2V\_3 :  $V_1 = 142,5 \text{ V}$ ,  $V_2 = 135 \text{ V}$  et  $V_3 = 150 \text{ V}$



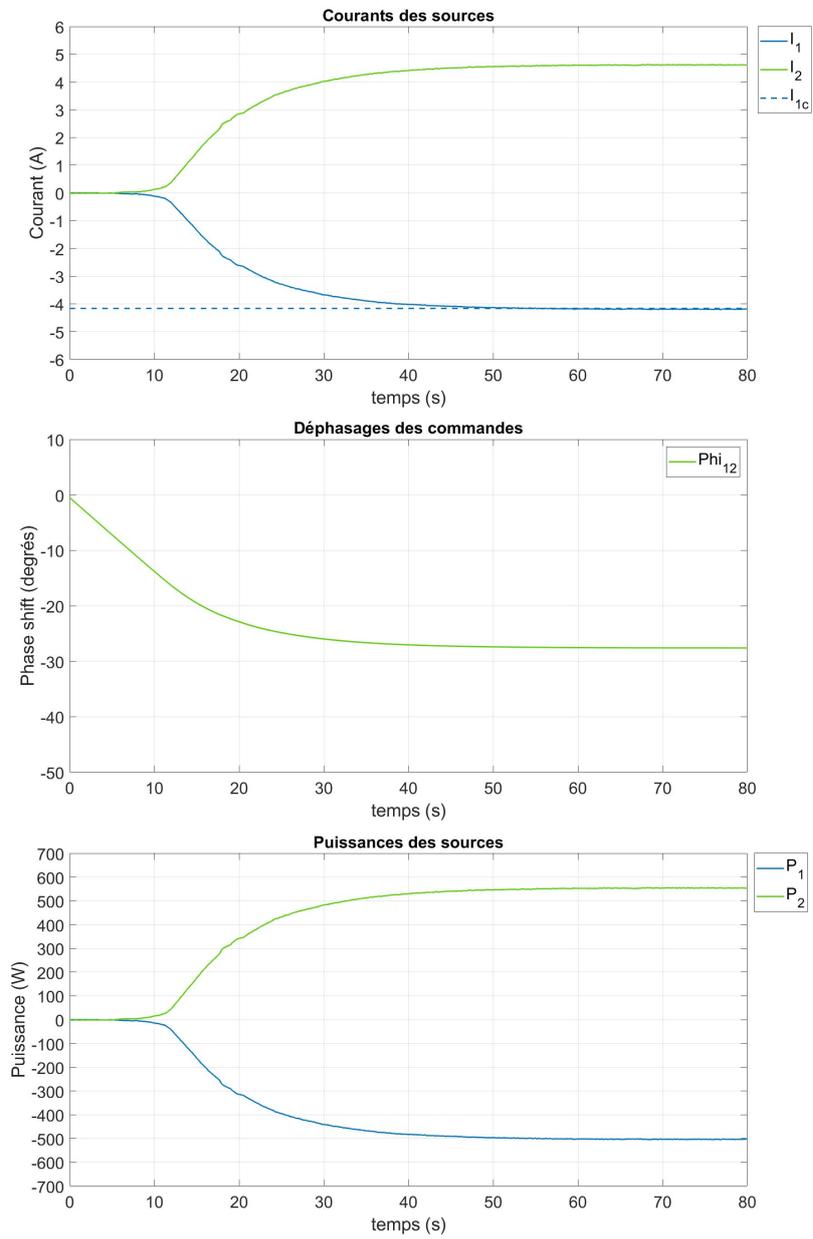
### C.4 Test G2V\_1 : $V_1 = 120 \text{ V}$ et $V_2 = 120 \text{ V}$



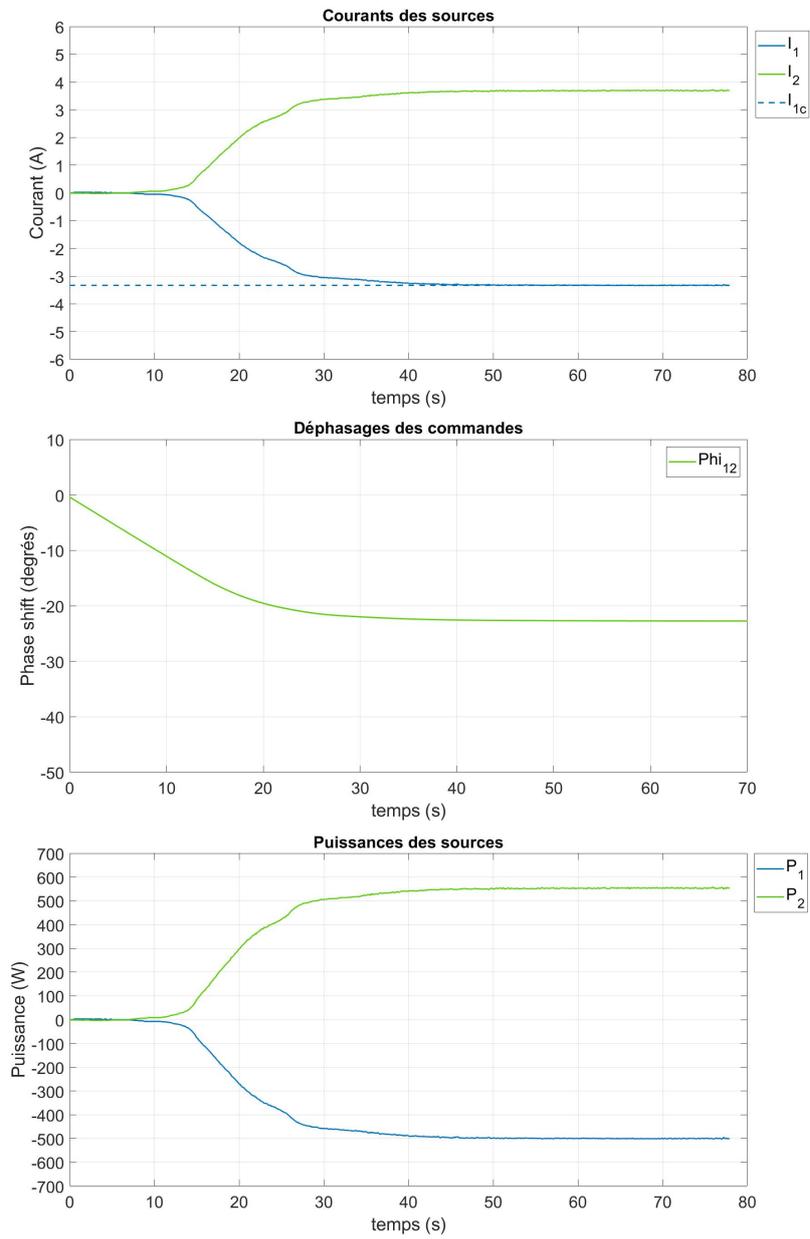
### C.5 Test G2V\_2 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$



### C.6 Test V2G\_1 : $V_1 = 120 \text{ V}$ et $V_2 = 120 \text{ V}$



### C.7 Test V2G\_2 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$



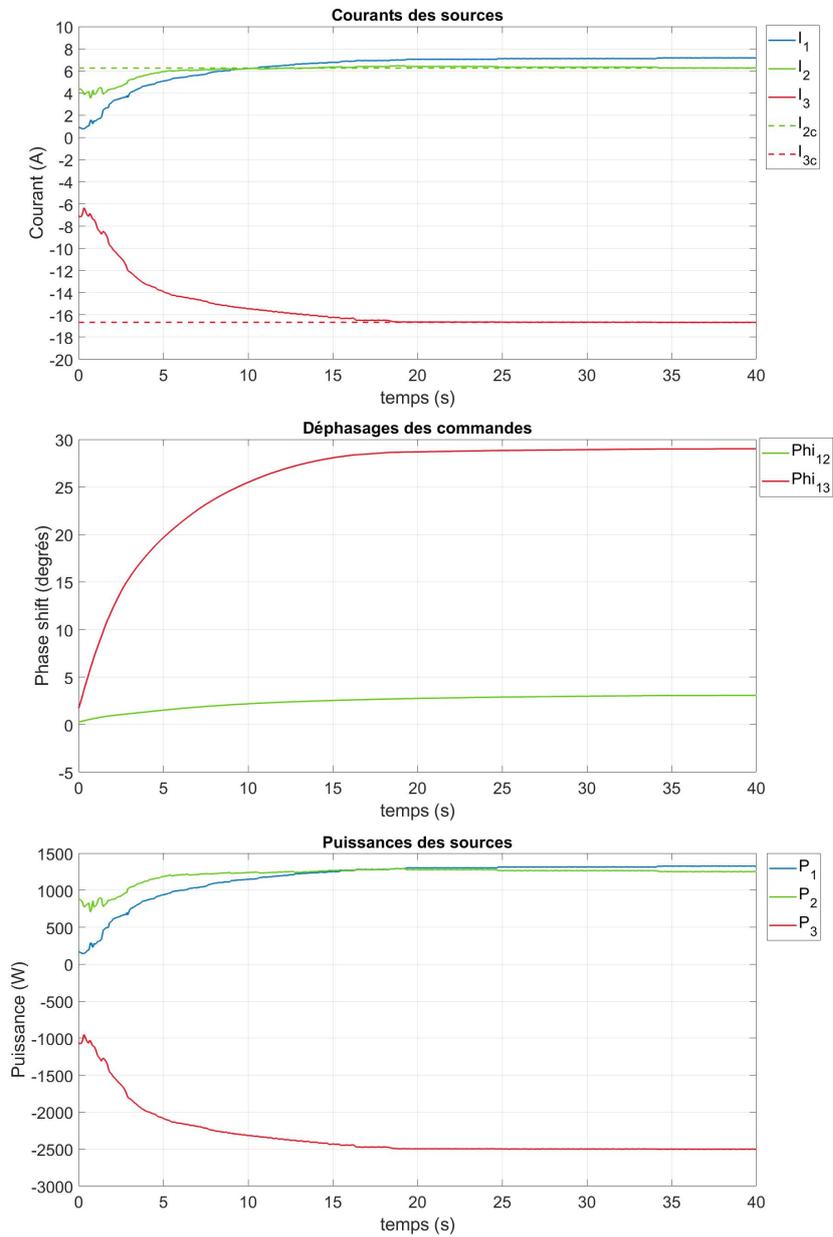
## **Annexe D**

# **Résultats des tests MOSFET\_BF\_1**

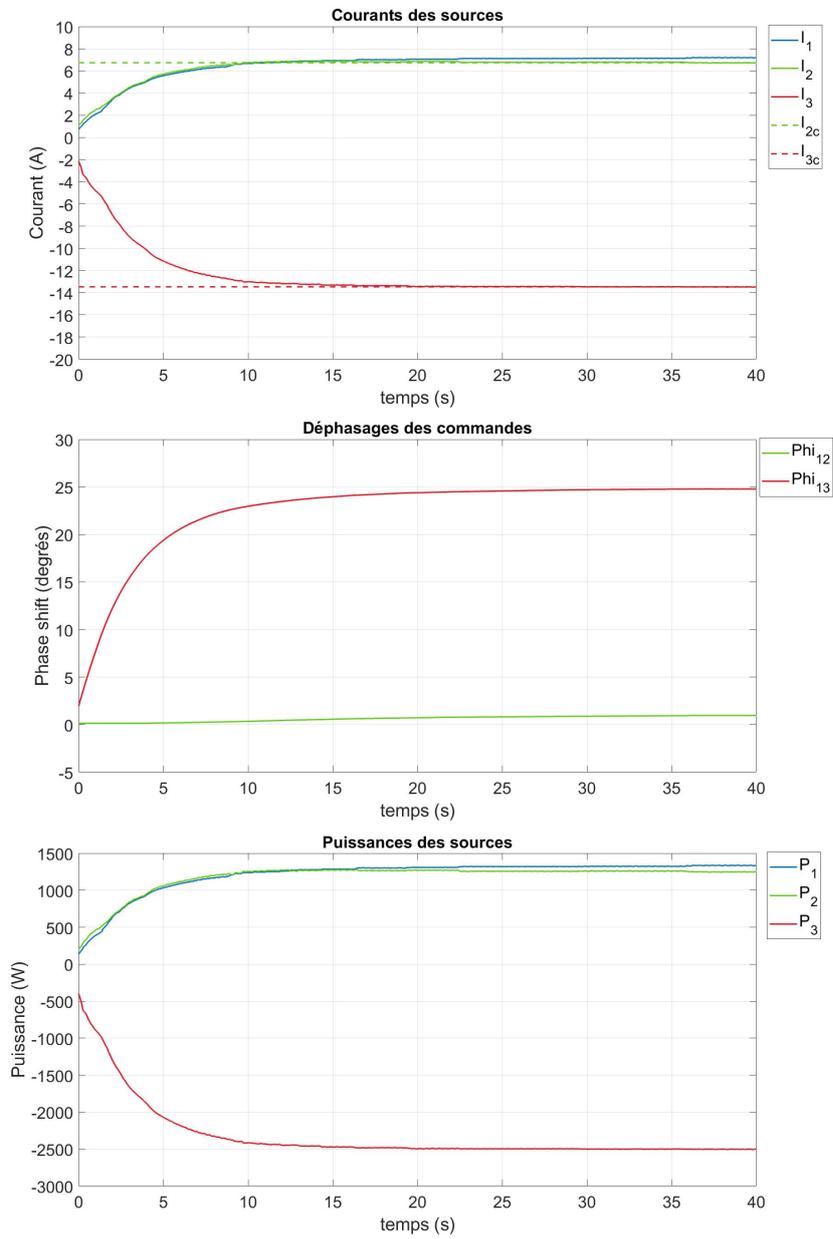
D.1. TEST V2V\_1 :  $V_1 = 175 \text{ V}$ ,  $V_2 = 200 \text{ V}$  ET  $V_3 = 150 \text{ V}$

---

D.1 Test V2V\_1 :  $V_1 = 175 \text{ V}$ ,  $V_2 = 200 \text{ V}$  et  $V_3 = 150 \text{ V}$



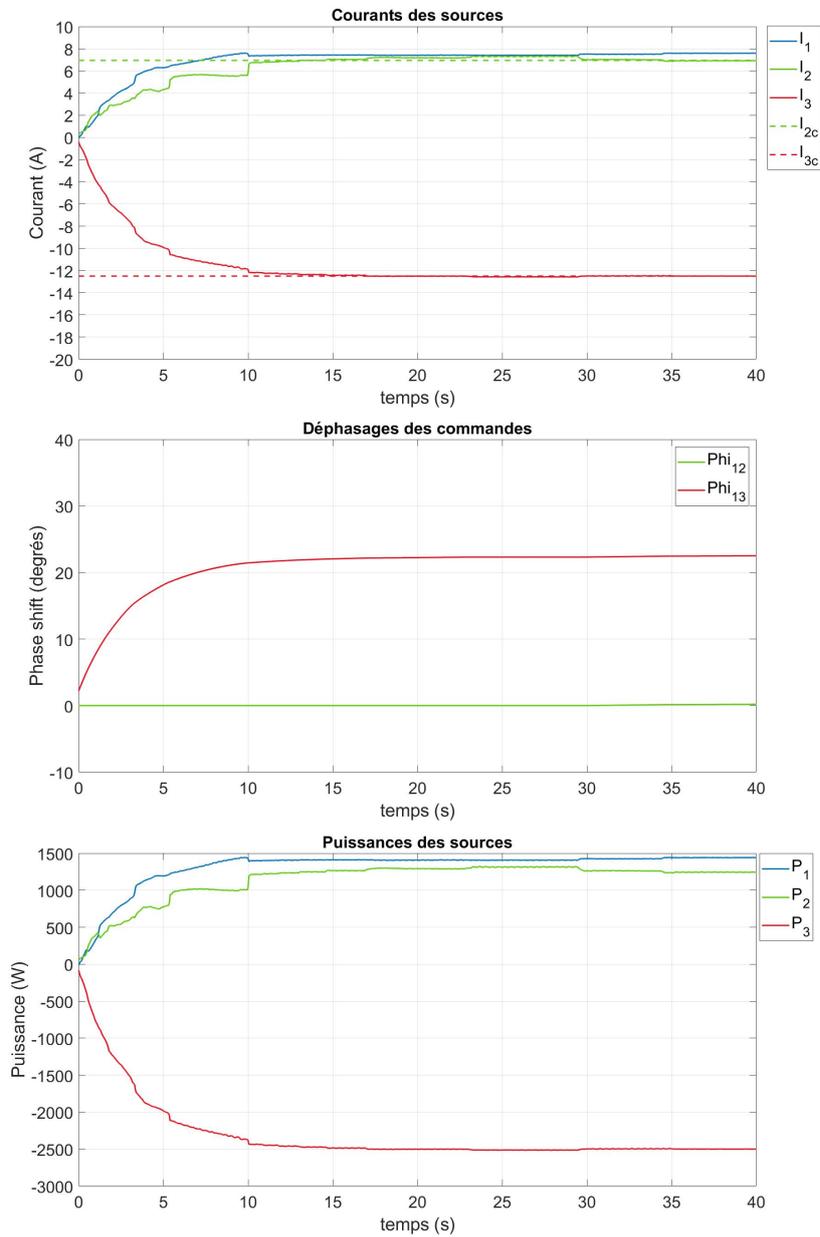
## D.2 Test V2V\_2 : $V_1 = V_2 = V_3 = 185,65 \text{ V}$



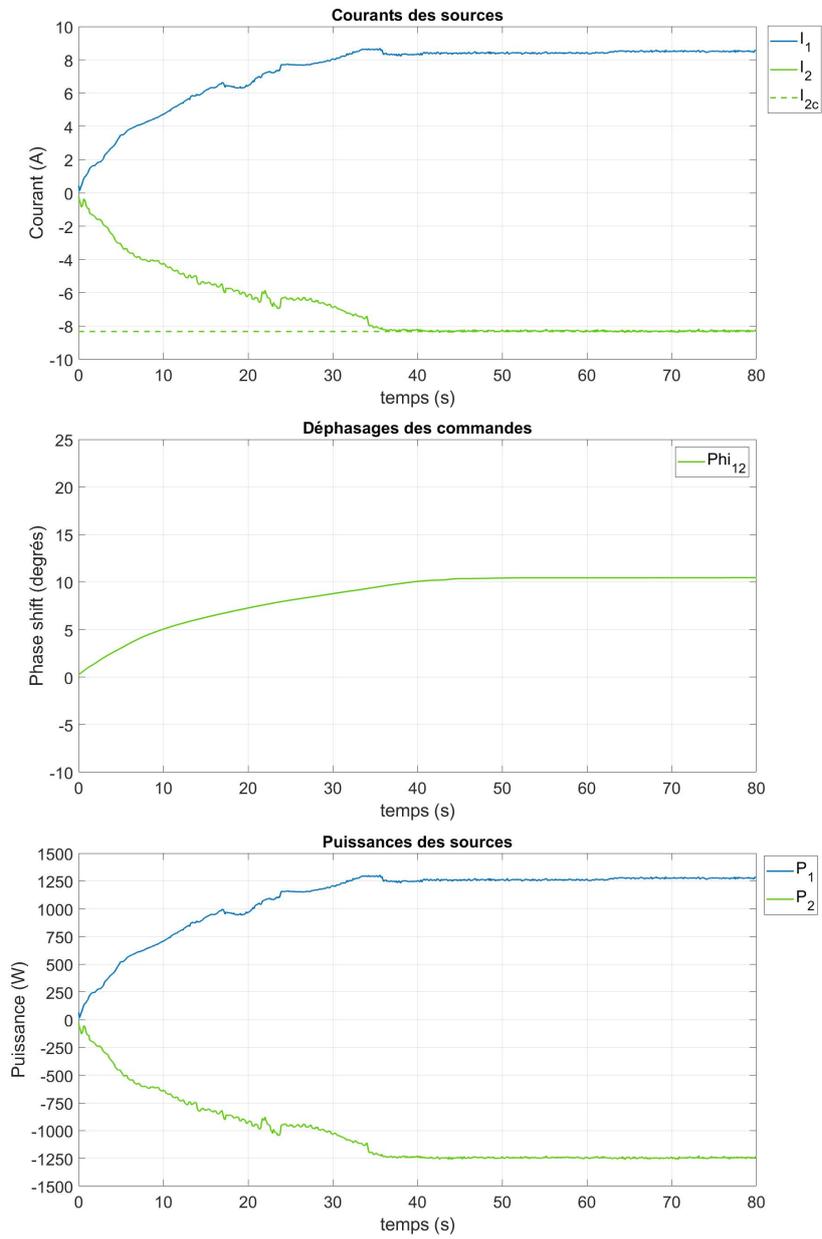
D.3. TEST V2V\_3 :  $V_1 = 190 \text{ V}$ ,  $V_2 = 180 \text{ V}$  ET  $V_3 = 200 \text{ V}$

---

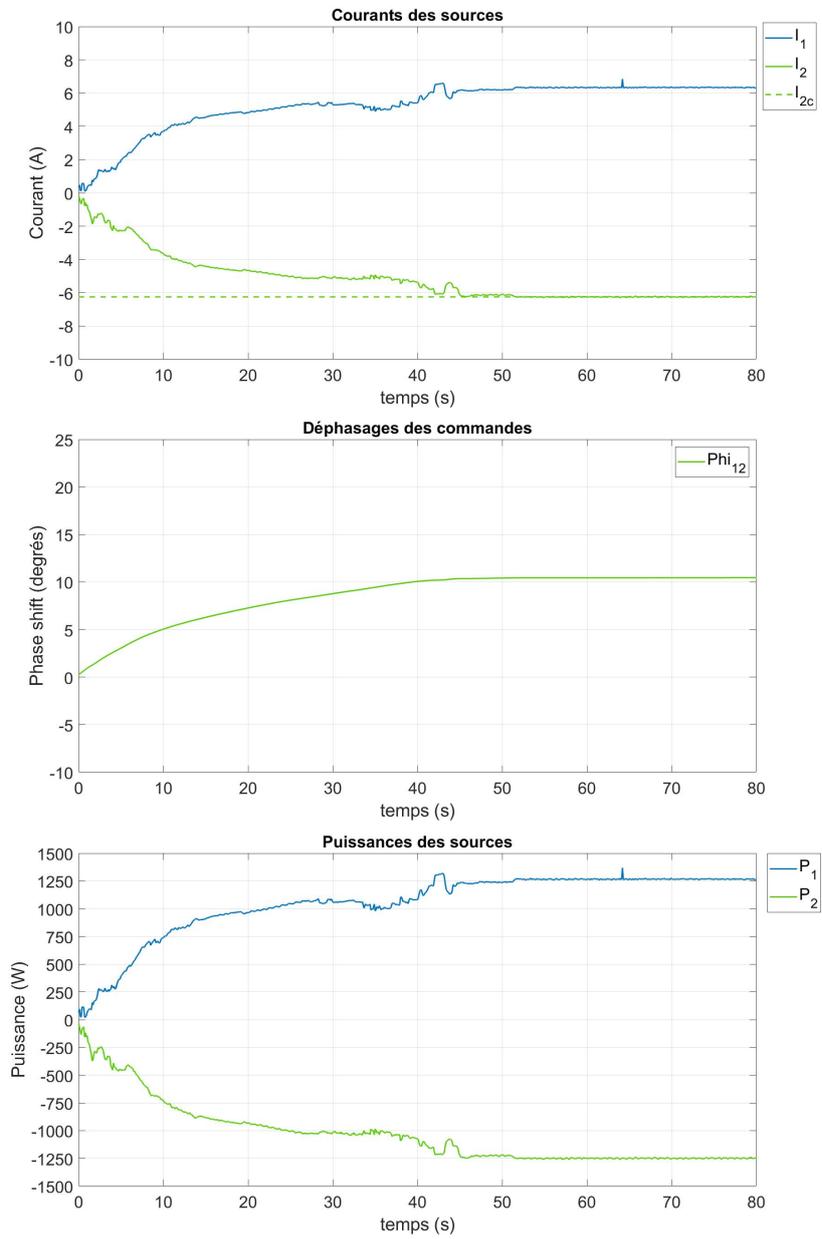
**D.3 Test V2V\_3 :  $V_1 = 190 \text{ V}$ ,  $V_2 = 180 \text{ V}$  et  $V_3 = 200 \text{ V}$**



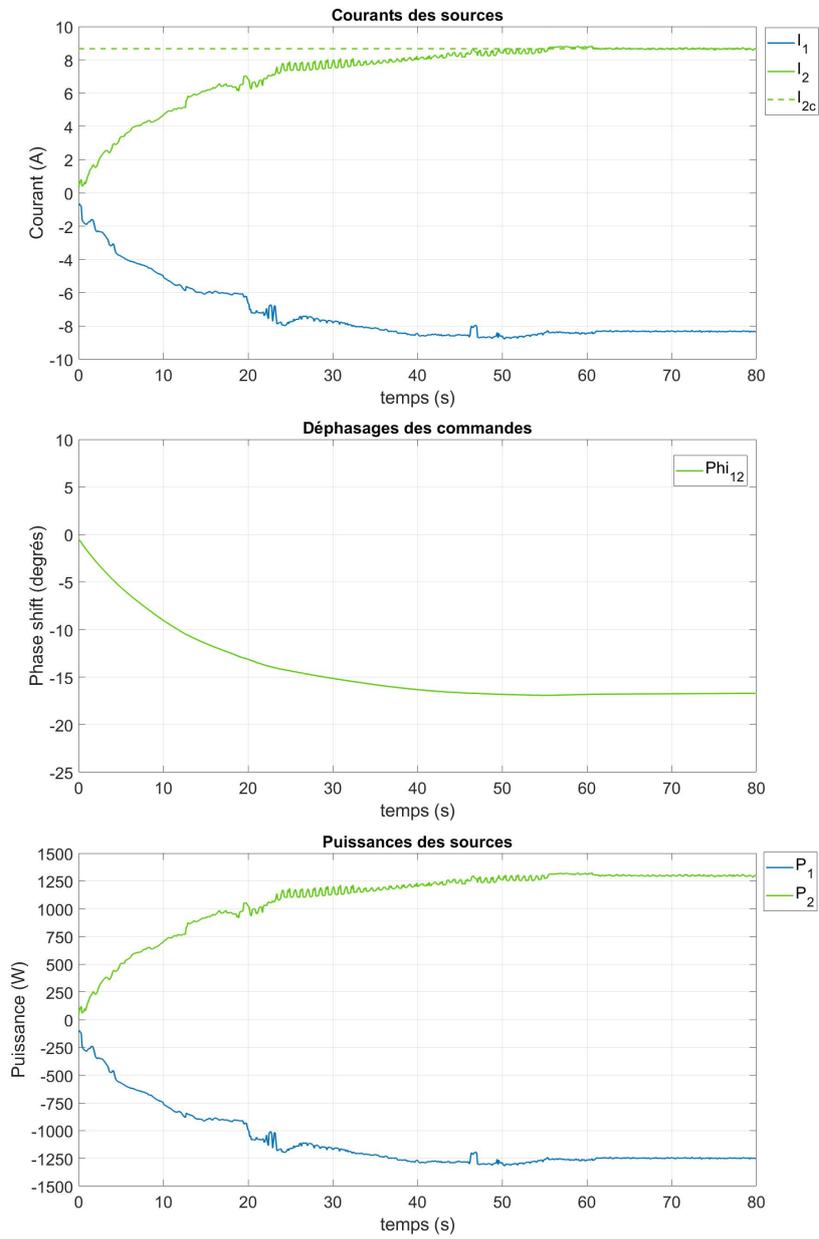
### D.4 Test G2V\_1 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$



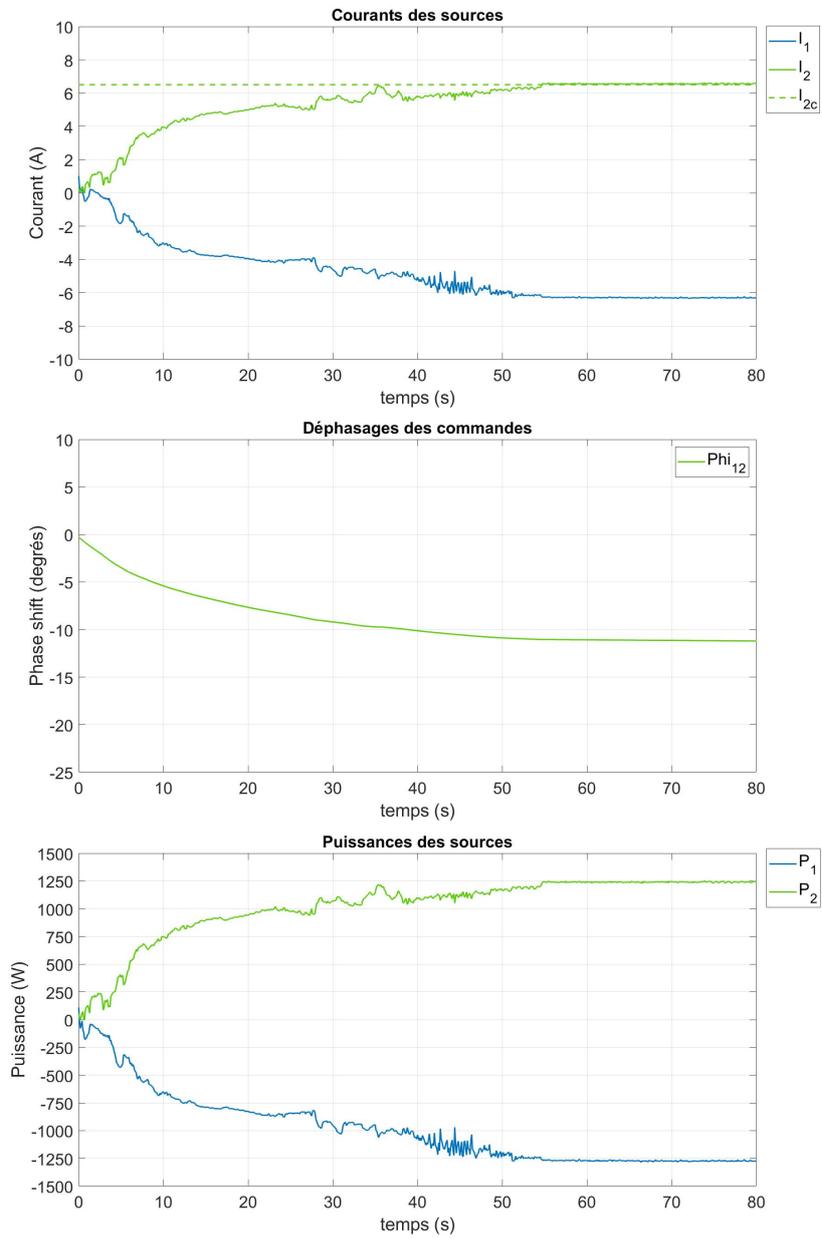
### D.5 Test G2V\_2 : $V_1 = 200 \text{ V}$ et $V_2 = 200 \text{ V}$



### D.6 Test V2G\_1 : $V_1 = 150 \text{ V}$ et $V_2 = 150 \text{ V}$



### D.7 Test V2G\_2 : $V_1 = 200 \text{ V}$ et $V_2 = 200 \text{ V}$



# Liste des publications

Cette thèse a donné lieu aux publications suivantes :

## Article de revue

- Y. Sehim, K. Almaksour, E. Suomalainen, B. Robyns, "Mitigating the impact of fast charging on distribution grids using V2V power transfer : a Paris city case study", *IET Electrical Systems in Transportation*, avr. 2022, soumis

## Conférences internationales

- Y. Sehim, J. Sakly, K. Almaksour and B. Robyns, "A Novel Fast Charger Architecture with Reduced Impact on Distribution Grids Based on V2V Power Transfer," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2021, pp. 1-6, doi : 10.1109/VPPC53923.2021.9699279.
- Y. Sehim, K. Almaksour, E. Suomalainen, B. Robyns, "Mitigating the impact of fast charging on distribution grids using V2V power transfer : a Paris city case study", *2020 Mobility Power System Integration Symposium*, 2020

D.7. TEST V2G\_2 :  $V_1 = 200 \text{ V}$  ET  $V_2 = 200 \text{ V}$

---



**Résumé :** La recharge rapide Vehicule-to-vehicule (V2V) permet de recharger un véhicule électrique en manque d'autonomie en déchargeant partiellement un ou plusieurs véhicules électriques avec un surplus d'énergie. Cette thèse s'inscrit dans une collaboration entre l'Institut Vedecom et le Laboratoire de Génie Electrique et d'Electronique de Puissance (L2EP). Dans une première partie, l'objectif est d'analyser à l'aide d'un modèle de simulation les bénéfices apportés par le V2V pour les acteurs du réseau électrique, à savoir le gestionnaire du réseau de distribution et de transport. Dans un second temps, la conception d'une architecture d'électronique de puissance permettant le pilotage du transfert d'énergie entre les véhicules, ainsi que sa validation expérimentale, sont réalisées.

**Mots clés :** véhicule électrique, recharge rapide, V2X, services réseau, convertisseur multi-sources, autopartage

**Abstract :** V2V fast charging enables to recharge an electric vehicle by partially discharging one or several other electric vehicles having an excess of energy. This thesis is a collaboration between Institut Vedecom and L2EP Laboratory. In a first part, the goal is to build a simulation model of the coupled carsharing/V2V system, in order to assess the benefits for the actors of the grid, namely the Distribution Service Operator and the Transport Service Operator. In a second part, the design of a power converters architecture to control power flow between the vehicles involved and the grid is proposed and the control strategy is implemented through simulations. Finally an experimental setup of the multi-source DC/DC converter is achieved in order to validate the proposed control strategy.

**Keywords :** electric vehicle, fast charging, grid services, V2X, multi-source converters, carsharing