



Développement de chargeurs intégrés pour véhicules hybrides plug-in

Mounir Marzouk

► **To cite this version:**

Mounir Marzouk. Développement de chargeurs intégrés pour véhicules hybrides plug-in. Énergie électrique. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. <NNT : 2015GREAT088>. <tel-01239349>

HAL Id: tel-01239349

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01239349>

Submitted on 7 Dec 2015

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.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **EEATS / Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Mounir MARZOUK

Thèse dirigée par **Jean-Paul FERRIEUX** et
codirigée par **David FREY**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de
Grenoble (G2Elab)**
dans **l'École Doctorale Electronique Electrotechnique
Automatisme et Traitement du Signal**

Développement de chargeurs intégrés pour véhicules hybrides plug-in

Thèse soutenue publiquement le « **8 octobre 2015** »,
devant le jury composé de :

M. Mohamed MACHMOUM

Professeur à l'Université de Nantes, Laboratoire IREENA,
Président

M. Guillaume GATEAU

Professeur à l'Université de Toulouse, Laboratoire LAPLACE-
ENSEEIH, Rapporteur

M. Jean-Paul GAUBERT

Professeur à l'Université de Poitiers, Laboratoire LIAS-ENSIP,
Rapporteur

M. Jean-Paul FERRIEUX

Professeur à l'Université Joseph Fourier Grenoble, Laboratoire G2Elab,
Membre

M. David FREY

Maître de Conférences à l'Université Joseph Fourier Grenoble,
Laboratoire G2Elab, Membre

M. Julien RICHER

Ingénieur Renault Trucks, Membre



REMERCIEMENTS

Ce projet de thèse fut pour moi une expérience très enrichissante et unique, tant sur le plan scientifique que humain. Mes premiers remerciements s'adressent à mon directeur de thèse, M. Jean-Paul FERRIEUX qui m'a accompagné tout au long de ce projet de recherche. Un réel modèle dans le monde de la recherche, il a su me transmettre des compétences techniques, mais aussi me toucher par son côté humain, sa passion à enseigner avec une pédagogie exceptionnelle. Jean-Paul, à chaque discussion dans ton bureau je ressortais plus riche, ce fut un plaisir de travailler avec toi !

Je tiens aussi à remercier mon co-encadrant de thèse, M. David FREY qui m'a suivi au cours de cette thèse afin de me permettre d'avancer et de travailler mon esprit critique. Tes remarques scientifiques m'ont appris à prendre du recul sur mon travail et de me poser des questions pertinentes.

Je suis aussi très reconnaissant envers la société Renault Trucks pour la mise en place du projet CITYBRID afin réaliser cette thèse. Je remercie M. Julien RICHER, M. Philippe Le Brusq, M. Christophe MAGNET, ingénieurs Renault Trucks, pour les différents échanges au cours de ce projet ainsi que leur sympathie.

Je remercie sincèrement l'ensemble de mon jury de thèse, M. Mohamed MACHMOUM, professeur à l'Université de Nantes, d'avoir présidé ce jury. Mais aussi M. Guillaume GATEAU, professeur à l'Université de Toulouse et M. Jean-Paul GAUBERT, professeur à l'Université de Poitiers, d'avoir rapporté ce travail et pour leur analyse d'experts qui fut très constructive.

Je remercie l'ensemble du personnel du laboratoire G2ELab pour leur contribution à la réussite de ce projet. Je n'oublierai jamais les bons moments que j'ai passés avec mes collègues à travers les différentes occasions que l'on a organisées. Ces soirées interminables au Wagon (au Wagon tout est bon !), au centre-ville, les matchs de foot, et bien d'autres moments. Merci à Ekaitz pour son initiation au vélo et sa bonne humeur basque, à Gatien pour sa gentillesse et sa sagesse flamboyante, à Guillaume notre guide de haute montagne, à Léonardo mon ami brésilien pour les moments magiques, à Antoine pour sa sympathie et les différents morceaux improvisés (guitare), au hadj Sellé pour son amitié sincère et sa réponse à mes plaintes (Laisse mouton pisser l'aïd viendra !), à Achour pour ses moments de folie, à Wahid pour « jsai pas moi ! », à Jean le serviable (zan zan ze suis zen panne ...), à Alexis et Benoît pour les échanges sur l'EP et les sessions mécanique auto nocturnes (shut !), à Loïc pour le convertisseur sifflet en salle EP (induction). Je remercie aussi les autres amis que j'ai côtoyés (Johan, Geneviève, Fabien, Duke, Hussein, Zaki, Sokhèa, Sang, Stéphane Catellani, ...). Merci aussi à tous mes amis extérieurs au labo (Les frères Poimboeuf Guillaume et Sylvain, Yvan-Marc, Hakkan, Malik, Mohamed dit « L'antah », ...) qui m'ont toujours fait confiance. Merci aussi à l'équipe du Jasmin de Grenoble (Mehdi, Hichem et Ahmed) où je me ressourçais pendant la rédaction. Merci à mon chat, Babouche qui m'a surveillé et accompagné quand je rédigeais à la maison.

Je remercie aussi le soutien précieux et indispensable de ma famille, mes frères, Majdi, Moussa, Montaçar et Mazri, mes sœurs, Monia, Miriam et Mahbouba, ainsi que leurs maris, Essabaï, Sami et Ahmed, ainsi que mes neveux et nièces, Yassin, Anouar, Youssef, Inès, Islem, Tesnime, Narjès, Yasmine et Hana. Je remercie également mes beaux-parents, Eric et Marie-José, qui m'ont toujours accordé leur confiance et leur aide. Bien sûr je n'oublie pas ma famille en Tunisie qui m'ont toujours soutenu dans mes différents projets. Je remercie particulièrement ma femme, Stéphanie, pour le bonheur qu'elle m'apporte mais aussi pour sa patience et sa force pendant cette période de thèse.

Enfin je remercie les deux personnes qui m'ont le plus accompagné durant ma vie, ma mère, Najia et mon père, Abdelmoumen. Ils se sont dévoués pour m'assister tout au long de ce chemin qui ne fut pas toujours facile. Je vous dédie ce travail, qui reste infime face aux efforts que vous avez surmonté pour nous.

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	10
Chapitre I Etat de l'art du véhicule électrique et de sa recharge.....	21
I.1. Introduction	21
I.2. Le véhicule électrique et l'hybridation.....	21
I.2.1. Les débuts.....	21
I.2.2. Le Tout Electrique	22
I.2.3. L'Hybride.....	24
I.2.4. L'Hybride Rechargeable	26
I.2.5. Pourquoi ne pas passer au VE ?.....	26
I.3. Les chargeurs de batterie.....	27
I.3.1. Chargeurs externes et chargeurs intégrés	27
I.3.2. Recharge par induction magnétique	28
I.3.3. Chargeurs filaires unidirectionnels	29
I.3.4. Chargeurs filaires bidirectionnels	31
I.4. Le projet « CITYBRID »	36
I.4.1. Présentation et contexte	36
I.4.2. Solution de chargeur de batterie mutualisé	38
I.5. Conclusion.....	39
I.6. Bibliographie chapitre 1.....	40
Chapitre II Comparaison de topologies de chargeurs de batterie	49
II.1. Présentation de l'étude	49
II.2. Modèles des pertes dans les composants.....	49
II.2.1. Technologie retenue.....	50
II.2.2. Pertes dans l'IGBT.....	50
II.2.3. Pertes dans la diode.....	51
II.2.4. Pertes dans les inductances.....	52
II.3. Dimensionnement du bus continu.....	55
II.3.1. Le pack batterie	55
II.3.2. Choix du niveau de tension du bus continu.....	57
II.3.3. Dimensionnement des IGBTs.....	60
II.4. Redresseur MLI à 2 niveaux.....	61
II.4.1. Présentation.....	61
II.4.2. Commande du redresseur MLI à 2 niveaux	61
II.5. Redresseur MLI NPC à 3 niveaux	63
II.5.1. Présentation.....	63
II.5.2. Commande du redresseur MLI NPC à 3 niveaux.....	64
II.6. Redresseur à diodes triphasé suivi d'un boost entrelacé.....	69

II.6.1.	Présentation.....	69
II.6.2.	Etude de la structure entrelacée	70
II.7.	Analyse des spectres des chargeurs étudiés.....	73
II.7.1.	Harmoniques en basses fréquences	73
II.7.2.	Harmoniques en hautes fréquences.....	74
II.8.	Estimation de l'efficacité des chargeurs.....	75
II.8.1.	Rendements des différentes solutions	75
II.8.2.	Répartition des pertes IGBTs et diodes	76
II.9.	Conclusion.....	77
II.10.	Bibliographie chapitre 2	78
Chapitre III	<i>Solution d'onduleur de traction et chargeurs de batterie mutualisés</i>	85
III.1.	Présentation.....	85
III.2.	Dispositif expérimental.....	87
III.2.1.	Prototype 5 kW	87
III.2.2.	Mode opératoire.....	90
III.3.	Mode traction : Onduleur triphasé NPC à 3 niveaux.....	90
III.3.1.	Présentation.....	90
III.3.2.	Dimensionnement des éléments passifs	91
III.3.3.	Contrôle de l'onduleur de traction	96
III.3.4.	Simulation du mode traction – MATLAB/Simulink	101
III.3.5.	Mesures expérimentales en traction	104
III.4.	Mode chargeur lent : Redresseur MLI entrelacé.....	105
III.4.1.	Présentation de la structure	105
III.4.2.	Dimensionnement des éléments passifs	107
III.4.3.	Contrôle du chargeur lent.....	111
III.4.4.	Simulation du mode chargeur lent – MATLAB/Simulink	114
III.4.5.	Mesures expérimentales en chargeur lent	116
III.5.	Mode chargeur rapide : Double-Boost PFC Triphasé	119
III.5.1.	Présentation de la structure	119
III.5.2.	Dimensionnement des éléments passifs	121
III.5.3.	Contrôle du chargeur rapide.....	129
III.5.4.	Simulation du mode chargeur rapide – MATLAB/Simulink	130
III.6.	Gestion du raccordement du point milieu capacitif « m »	131
III.7.	Conclusion.....	134
III.8.	Bibliographie chapitre 3	136
Chapitre IV	<i>Chargeur de batterie à double ponts actifs isolés, ou Dual Active Bridge (DAB).</i>	143
IV.1.	Présentation.....	143
IV.1.1.	Conversion à deux étages	145
IV.1.2.	Conversion mono-étage.....	146
IV.2.	Etude statique en conversion dc-dc.....	146
IV.2.1.	Présentation de la topologie DAB dc-dc	146

IV.2.2.	Réglage du courant de sortie par déphasage des ponts.....	147
IV.2.3.	Dimensionnement de l'inductance primaire	152
IV.3.	Etude dynamique en conversion ac-dc mono-étage	153
IV.3.1.	Présentation du DAB ac-dc	153
IV.3.2.	Commande en absorption sinusoïdale	154
IV.3.3.	Dimensionnement du filtre LC en entrée du DAB.....	158
IV.3.4.	Dimensionnement du filtre LC en sortie du DAB	162
IV.3.5.	Convertisseur DAB ac-dc en chargeur de batterie triphasé.....	165
IV.4.	Conclusion.....	167
IV.5.	Bibliographie chapitre 4	168
	<i>Conclusion générale et perspectives.....</i>	174
	<i>Annexe.....</i>	165
Annexe A	<i>Calcul des courants moyens et efficaces pour l'estimation des pertes</i>	166
Annexe B	<i>Dimensionnement du condensateur en chargeur lent.....</i>	187
Annexe C	<i>Ondulation de courant dans l'inductance du chargeur lent.....</i>	191
Annexe D	<i>Résultats de simulation du chargeur DAB ac-dc monophasé</i>	195

INTRODUCTION GENERALE

Les impacts environnementaux liés à l'utilisation de véhicules à motorisations thermiques sont de plus en plus nombreux et nocifs pour la planète. En parallèle à cela, les progrès technologiques ne cessent de se développer, avec l'arrivée des nouveaux dispositifs d'électronique de puissance et de matériaux de stockage de l'énergie. Ces multiples aspects favorisent la transition vers le véhicule électrique qui permet de se déplacer de manière plus écologique. Néanmoins, il reste encore un travail important pour maîtriser la globalité de l'application du véhicule électrique.

Les travaux présentés dans ce mémoire s'intègre au projet CITYBRID piloté par la société Renault Trucks SAS. Aujourd'hui, les restrictions normatives (normes Euro) poussent les constructeurs de véhicules à commercialiser des solutions répondant au contexte de réductions d'émissions CO₂ et de bruit dans les zones urbaines. Ici, les camions et les bus sont les catégories considérées, mais l'ensemble des véhicules de transports routiers est visé par ces normes. L'objectif de ce projet est de proposer une alternative permettant aux véhicules de circuler en respectant mieux l'environnement. Le véhicule électrique est la solution la plus adaptée à ce type d'enjeux et notre cas d'étude repose sur une technologie hybride diesel-électrique. L'utilisation d'une traction complètement électrique au sein des zones urbaines permettra la réduction conséquente des rejets de polluants et des nuisances sonores. L'enjeu technique de cette application sous-entend forcément la conception de chaîne de traction élaborée. Lors du mode « tout électrique », la conversion d'énergie doit être efficace afin de gérer l'énergie embarquée.

Par ailleurs, afin d'exploiter au mieux les possibilités du véhicule et de réduire encore plus avant la consommation de carburant, la possibilité de recharger le véhicule pendant les phases d'arrêt (fin de journée ou livraison) est un vrai plus. En outre, si les véhicules rechargeables (électriques ou hybrides) ne sont à ce jour que des « consommateurs » d'énergie électrique, de nombreuses études sont menées afin d'utiliser au mieux ses capacités, que ce soit pour du « simple » lissage de consommation dans le cadre d'une flotte de véhicule jusqu'à une participation active au soutien du réseau électrique. Pour offrir un meilleur accès au réseau de distribution, le véhicule doit toutefois être capable de s'adapter aux sources disponibles (triphases et monophasées). Le principal objectif de cette étude sera de proposer un convertisseur de puissance pouvant s'intégrer dans ce contexte environnemental.

Ainsi, dans cette thèse, deux solutions techniques seront proposées. Dans un premier temps, nous présenterons une structure de convertisseur assurant la fonction de chargeur de batterie embarqué. Ce dernier est capable de gérer les différents flux de puissances entre le réseau et la batterie, tout en maintenant l'alimentation des réseaux auxiliaires présents au sein du véhicule. Un prototype industriel a été réalisé pour une puissance de 20 kW en triphasé, mais également opérationnel en monophasé pour une puissance de 7,3 kW. Le second axe de ces travaux de thèse consiste en l'étude d'un chargeur isolé de batterie intégré pour véhicule hybride rechargeable. L'objectif est de mettre en œuvre un transformateur « moyenne fréquence » afin d'augmenter la compacité de celui-ci. Enfin, nous terminerons ce mémoire par l'étude d'une topologie de chargeur isolé. Après avoir modélisé la structure, une commande sera mise place et validée par des simulations.

Dans le premier chapitre, nous nous intéresserons au véhicule électrique en se basant sur les premières créations, puis nous retracerons son évolution. De plus, nous verrons que son histoire nous montre que ce dernier n'a pas encore connu son ascension définitive dans le marché de l'automobile. Une variété de choix d'hybridation sera présentée et nous illustrerons les technologies par des exemples concrets. Ensuite, nous ciblerons les chargeurs de batteries associés afin de comprendre les solutions techniques permettant de relever le défi de ce marché. Nous décrirons les points forts de l'intégration des chargeurs dans les chaînes de traction, avec, dans certains cas, la possibilité de solliciter le moteur de traction durant les phases de charge. Enfin, nous clôturerons ce chapitre bibliographique par l'orientation de ces travaux de thèse. Nous apporterons ensuite des détails quant au projet CITYBRID, afin de rappeler les objectifs mis en jeu. Enfin nous présenterons les deux solutions de convertisseurs pour cette fonction de chargeur de batterie, sachant que la seconde solution représente la majeure partie de ces travaux de thèse.

Au cours du second chapitre, différentes topologies de chargeurs de batterie seront présentées dans l'objectif de les confronter. Plusieurs critères permettent d'évaluer cette catégorie de convertisseurs d'électronique de puissance. Bien sûr, chaque solution possède ses atouts et ses faiblesses qui bien souvent dépendent de l'application finale. Pour cette étude, nous présenterons trois topologies de chargeurs de batterie aptes à répondre au marché des VE. Ces batteries sont souvent munies de forts niveaux de tension, niveaux liés à la composition d'un pack batterie de type Lithium fer phosphate. Cette dernière technologie d'accumulateurs s'est avérée intéressante pour le VE, surtout grâce à ses caractéristiques énergétiques mais aussi en termes de sécurité. Les topologies sélectionnées sont deux redresseurs triphasés à MLI, l'un est le classique à 2 niveaux, puis le second un multiniveau NPC à 3 niveaux. Enfin, le troisième candidat est un convertisseur composé d'un premier étage redresseur à diodes triphasé, suivi d'un hacheur dc-dc de type élévateur à trois bras entrelacés. Tout d'abord, une première étude permettra d'établir le fonctionnement et le dimensionnement des dispositifs retenus. Nous rappellerons les principes de la commande par MLI, mais aussi plusieurs techniques de génération des signaux de commande pour un redresseur NPC à 3 niveaux. L'étude de l'intérêt de l'entrelacement permettra de montrer le gain apporté sur les éléments passifs. Les chargeurs seront étudiés suivant deux approches, la première s'articulera autour de leur comportement en fréquence, alors que la seconde reposera sur les pertes générées par les semi-conducteurs.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude d'une chaîne de traction pour véhicule électrique. La solution proposée permettra de mutualiser les fonctions de traction et de chargeurs de batterie. Ainsi, le véhicule n'embarquera qu'un seul convertisseur d'énergie. La structure de traction choisie est l'onduleur triphasé NPC à 3 niveaux sur laquelle s'appuient les configurations de charge, lente et rapide. Pour les différents modes, les éléments passifs seront dimensionnés sur toute la plage de fréquence des grandeurs mises en jeu. Après avoir présenté le fonctionnement en onduleur, les configurations en chargeur seront présentées. Le premier mode du chargeur correspond à la recharge lente, avec 3,3 kW de puissance à partir d'un réseau monophasé. Nous verrons aussi que dans ce mode, les enroulements du moteur

peuvent être utilisés en qualité d'inductances de filtrage. Le second mode concerne la recharge rapide d'une puissance de 43 kW sur le réseau triphasé. Afin de répondre au mieux aux exigences normatives des distributeurs d'énergie, les chargeurs seront contrôlés en absorption sinusoïdale. De plus le chargeur lent pourra assurer des services réseau, nous présenterons différents échanges de puissances. Les méthodes de contrôle s'articuleront autour des correcteurs résonants ; fondamental et multi-fréquentiel. Enfin, ces différents travaux seront mis en œuvre sur un prototype expérimental.

Enfin, dans le dernier et quatrième chapitre nous étudierons une topologie de chargeur de batterie isolée. Les chargeurs isolés sont de plus en plus requis dans le milieu de la recharge des véhicules électriques. Ces structures présentent des avantages qui attirent beaucoup d'industriels ; en effet certains pays imposent que les chargeurs de batterie soient isolés afin de répondre à des exigences de sécurité des personnes. Pour diminuer le volume des structures, ces solutions sont classiquement réalisées par une conversion en deux étapes, une étape de redressement, suivi d'une étape d'isolation grâce à des convertisseurs continu-continu présentant un étage haute fréquence. Parmi ces topologies, nous nous intéresserons au Dual Active Bridge (DAB) qui associe deux ponts complets actifs reliés par un transformateur de haute fréquence (réduction du volume). Dans cette partie nous caractériserons tout d'abord la structure dans un mode statique (dc-dc), ce qui nous permettra d'exprimer les différentes relations régissant les variables caractéristiques du système. A l'issue de cette première phase, nous introduirons le fonctionnement en DAB ac-dc mono-étage. Ainsi, la loi de commande assurant le fonctionnement en absorption sinusoïdale sera présentée. Nous détaillerons aussi le filtrage passif de type LC placé en entrée, puis le filtre capacitif en sortie. Le dimensionnement sera réalisé de manière à respecter les critères normatifs. Enfin, une configuration du chargeur DAB ac-dc triphasé sera étudiée, tout en justifiant la solution triphasée par les intérêts qu'elle apporte au montage.

Chapitre 1

Etat de l'art du véhicule électrique et de sa recharge.

Chapitre I	Etat de l'art du véhicule électrique et de sa recharge.	21
I.1.	Introduction	21
I.2.	Le véhicule électrique et l'hybridation	21
I.2.1.	Les débuts	21
I.2.2.	Le Tout Electrique	22
I.2.3.	L'Hybride	24
I.2.4.	L'Hybride Rechargeable	26
I.2.5.	Pourquoi ne pas passer au VE ?	26
I.3.	Les chargeurs de batterie	27
I.3.1.	Chargeurs externes et chargeurs intégrés	27
I.3.2.	Recharge par induction magnétique	28
I.3.3.	Chargeurs filaires unidirectionnels	29
I.3.4.	Chargeurs filaires bidirectionnels	31
I.4.	Le projet « CITYBRID »	36
I.4.1.	Présentation et contexte	36
I.4.2.	Solution de chargeur de batterie mutualisé	38
I.5.	Conclusion	39
I.6.	Bibliographie chapitre 1	40

Dans ce chapitre, nous dressons un état de l'art du véhicule, puis nous présenterons différentes topologies de chargeurs de batterie en détaillant les moyens de recharges utilisés. De plus en plus de solutions intégrées sont mises en place au sein des véhicules. Ensuite, nous introduirons les choix et objectifs de ces travaux de thèse en donnant les grands axes de ce mémoire.

Chapitre I ETAT DE L'ART DU VEHICULE ELECTRIQUE ET DE SA RECHARGE.

I.1. Introduction

Aujourd'hui, les tendances normatives et environnementales imposent des solutions de transport qui sont de plus en plus propres. En effet, la réduction des émissions de CO₂ devient une préoccupation de taille mondiale. Peu à peu, le marché du Véhicule Electrique (VE) s'épanouit au sein des pays développés, et commence même à susciter des besoins auprès de plusieurs particuliers. Ces exigences poussent les concepteurs de VE à proposer des produits performants, néanmoins toujours limités par leur coût et leur autonomie réduite.

Les compétences technologiques acquises de nos jours permettent de mettre en place des convertisseurs de traction robustes et fiables. Cependant, les problématiques de stockage d'énergie restent des aspects à optimiser pour profiter d'une meilleure autonomie du VE. Ce constat accentue le fait de solliciter des moyens de recharges sophistiqués. D'ailleurs, de nombreuses études se focalisent sur l'amélioration des matériaux de stockage (batteries), mais aussi sur les moyens de recharge (chargeurs et leurs commandes). Plusieurs technologies de batteries sont présentes sur le marché du VE, mais il s'avère que la chimie « Lithium Fer Phosphate (LiFePO₄) » reste la plus répandue grâce à un meilleur rapport qualité prix mais aussi pour des aspects sécuritaires [1]. Cette dernière est une technologie basée sur le lithium-ion avec une cathode en phosphate de fer lithié. Parallèlement à cela, l'émergence des nouveaux réseaux de distributions intelligents (Smart Grids) contribue à l'imagination de structures de chargeurs de batterie plus adaptées aux besoins actuels.

Dans ce chapitre, nous retracerons l'évolution du VE en introduisant les différentes catégories de cette famille de véhicules. Nous présenterons les intérêts apportés par les méthodes d'hybridation permettant de profiter de l'association des motorisations thermique et électrique. Ensuite, dans un second temps, nous décrirons plusieurs types de chargeurs de batterie, puis nous citerons divers exemples basés sur des structures variées. Enfin, nous clôturerons ce chapitre en présentant le projet Citybrid, qui a été à l'origine de ces travaux de thèse. Nous expliquerons alors nos choix en termes de solutions retenues pour répondre aux besoins de cette étude.

I.2. Le véhicule électrique et l'hybridation

I.2.1. Les débuts

Contrairement aux idées reçues, le VE avait déjà intrigué nos prédécesseurs du XIX^{ème} siècle. Les travaux élaborés en 1830 par Robert Anderson, un homme d'affaires écossais, ont permis de donner naissance au premier prototype de VE. Plusieurs ingénieurs à travers le monde ont aussi mis en place des prototypes durant la décennie suivante. L'embarquement de l'énergie était pour l'époque une tâche très complexe, surtout avec des batteries non-rechargeables. Dès lors, les travaux de recherches se sont focalisés sur ce dernier aspect. Ce n'est qu'en 1859 que le français Gaston Planté met au point la première technologie de batterie rechargeable au plomb acide. Cette invention servit de tremplin pour les prochaines générations de VE.

Durant les décennies suivantes, plusieurs prototypes sont élaborés pour enfin aboutir à des solutions prometteuses, avec en premier exemple la mise en place des premiers taxis électriques New-Yorkais en 1897. Les records de vitesse s'enchaînent et dépassent même les voitures thermiques de

l'époque. La barre des 100 km/h fut franchie la première fois en 1899 en Belgique par la « jamais contente » (Figure I-1). Notons que les batteries représentaient la moitié de la masse du véhicule (750 kg).

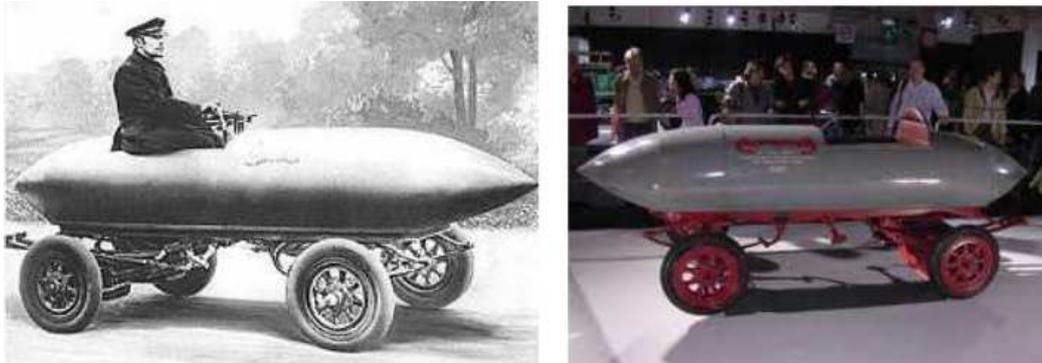


Figure I-1 : Exemple de VE : « La jamais contente » réalisée en 1899 [2].

En 1908, l'arrivée de la Ford T a poussé le VE vers le déclin, elle est vendue deux fois moins cher qu'une voiture électrique, de plus le prix de l'essence était pour l'époque très intéressant. De plus, la seconde guerre mondiale bloqua complètement l'avancé du VE. Au fil des années, l'évolution des mentalités permet alors de se soucier des problèmes environnementaux et de s'intéresser à des solutions de voitures écologiques. Cette tendance est alors concrétisée suite au choc pétrolier de 1973, la voiture électrique reprend alors son envol.

Quelques commercialisations de VE sont réalisées à partir des années 1990, mais les chiffres ne sont pas vraiment encourageants. L'association entre le thermique et l'électrique au sein du Véhicule Hybride Rechargeable (VHR) a eu un grand succès sur le marché, particulièrement en 1997 avec le modèle de Toyota, la « Prius ». Ensuite, depuis les années 2010, le VHR connaît son essor avec des progrès technologiques importants et plusieurs constructeurs proposent maintenant des modèles hybrides.

1.2.2. Le Tout Electrique

Le véhicule « tout électrique » est une automobile dont la traction est assurée uniquement par un moteur électrique. Le moteur électrique est alimenté par une batterie d'accumulateurs qui stocke l'énergie embarquée au sein du véhicule. La recharge de la batterie est assurée par câble, en se raccordant à une source d'énergie extérieure (prise électrique, station de recharge, ...). La récupération d'énergie est aussi réalisée lors des phases de freinage, grâce au moteur (qui devient générateur) et à la réversibilité de l'onduleur de traction (utilisé en redresseur).

De toute évidence, l'autonomie du VE est directement corrélée à la nature de la source d'énergie utilisée dans le VE. La technologie de batterie retenue par les constructeurs est essentiellement basée sur le lithium-ion. La quantité d'énergie transportée à bord du véhicule est un facteur clé pour ce type d'application. La Figure I-2 ci-dessous présente plusieurs marques de VE afin d'illustrer l'énergie embarquée et l'autonomie des véhicules cités (autonomies totales annoncées par les constructeurs).



Figure I-2 : Exemple de VE avec l'énergie embarquée dans les batteries et leur autonomie totale.

Aujourd'hui, la batterie est sans aucun doute le maillon faible, voire même le frein dans l'évolution du VE. En moyenne les capacités des batteries varient d'environ 15 kWh à moins de 100 kWh, de plus elles s'approprient une portion énorme de la masse totale du véhicule (150 à 200 Wh/kg pour le lithium-ion). Même si leur prix évolue à la baisse, les batteries lithium-ion restent très coûteuses, en règle générale le prix d'un pack batterie pour VE excède 10 k€. Cependant, le VE est de plus en plus sollicité pour les circulations en zones urbaines, en adéquation avec les restrictions normatives concernant la pollution et les perturbations sonores [3]. Notons que pour les véhicules industriels comme les camions, le rapport entre l'énergie embarquée et l'autonomie est plus important, soit 1 kWh/km. Les défis majeurs des concepteurs de batterie peuvent se résumer aux points suivants :

- Augmenter la capacité de stockage d'énergie des batteries
- Diminuer les temps de recharge
- Optimiser les aspects sécuritaires (risques d'incendie)
- Maîtriser les flottes de batteries (approvisionnement et recyclage)

Néanmoins, le VE commence à prendre ses marques dans les zones urbaines, avec les transports en communs, collectes de déchets, mais aussi grâce à la mise en location de voitures électriques. La Figure I-3 illustre un exemple de « Cité Lib », location de voitures électriques (Toyota i-ROAD) mise en place au sein de la ville de Grenoble, avec les bornes de recharges associées.



Figure I-3 : Cité Lib Grenoble : Location de voiture Toyota i-ROAD [4].

Ce type de locations de VE se développe régulièrement dans les principales villes de France, ce qui marque bien le fait que le VE prend sa place dans le marché de l'automobile.

1.2.3. L'Hybride

La voiture hybride présente les particularités de solliciter deux types de motorisations différentes, un moteur thermique et un moteur électrique. Deux sources d'énergie distinctes sont réunies dans le véhicule hybride, il dispose d'une batterie et d'un réservoir de carburant (diesel ou essence).

Pour cette application, l'intérêt est de profiter des deux types de motorisations afin d'améliorer les performances des véhicules. Lors des phases de démarrage, la traction est électrique jusqu'à des vitesses d'environ 50 km/h. Ensuite, pour des sollicitations de plus fortes puissances le moteur thermique prend le relais. En cas d'une demande d'accélération importante, les deux moteurs sont utilisés pour fournir le couple souhaité par le conducteur. Bien sûr, l'énergie de décélération et de freinage est récupérée pour recharger les batteries.

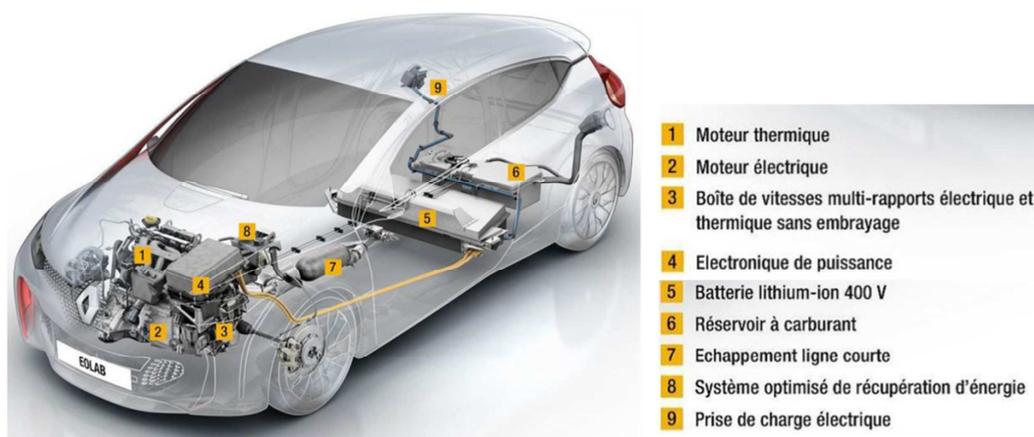


Figure I-4 : Architecture d'un véhicule hybride : prototype Renault Eolab [5].

Les technologies de voitures hybrides se séparent en trois catégories, dépendant du niveau d'assistance du moteur électrique. On parle alors de chaînes de traction micro-hybride, mild-hybride et full-hybride.

I.2.3.1. Technologie Micro-hybride

L'apport principal de cette solution réside en l'utilisation d'un alerno-démarrreur, qui consiste à remplacer le démarreur et l'alternateur par un unique moteur électrique. Il permet d'assurer la fonction « Stop & Start » qui a pour objectif l'arrêt du moteur lorsque le véhicule est immobile, ce qui est très intéressant pour réduire la consommation de carburant et les émissions de CO2.

La Figure I-5 illustre la technologie micro-hybride adoptée pour un modèle 508 e-HDI du constructeur « PSA-PEUGEOT-CITROEN ». La solution de l'alerno-démarrreur est schématisée en séparant les parties puissance et commande par des couleurs, respectivement rouge et bleu. Cependant, il existe une autre solution de micro-hybride qui consiste à mettre en place un alternateur renforcé.

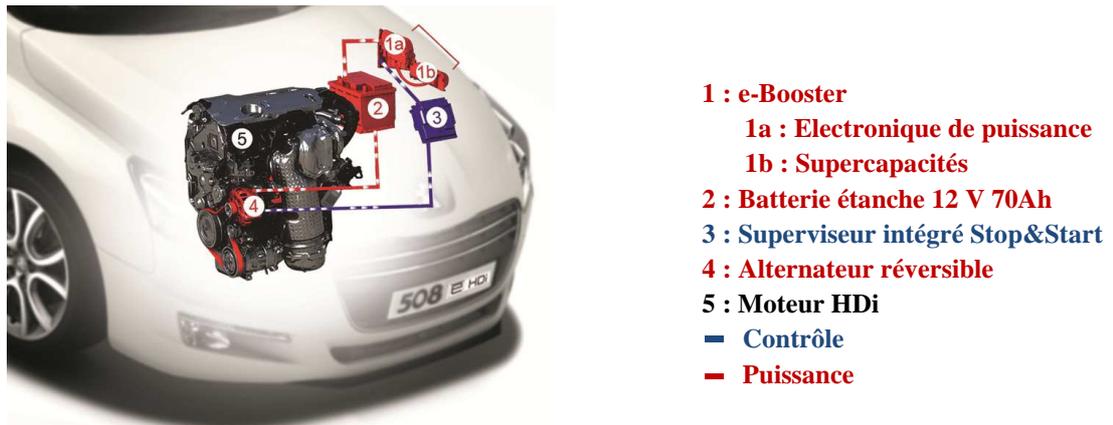


Figure I-5 : Exemple de la PEUGEOT 508 e-HDI en micro-hybride [6].

I.2.3.2. Technologie Mild-hybride

En plus de l'alerno-démarrreur du micro-hybride, la technologie mild-hybride offre une assistance au moteur thermique. En effet, le moteur électrique est plus puissant, ce qui lui permet de participer à la traction du véhicule et d'assurer les phases de freinage régénératif. L'Hybride Eco proposée par « PSA PEUGEOT CITROEN », solution basée sur le mild-hybride, permet d'atteindre des gains de 15 g de CO2 et jusqu'à 15 % de consommation de carburant en moins. Le constructeur commercialisera cette solution à partir de 2017. La Figure I-6 représente l'architecture de la chaîne de traction avec la solution Hybride Eco.

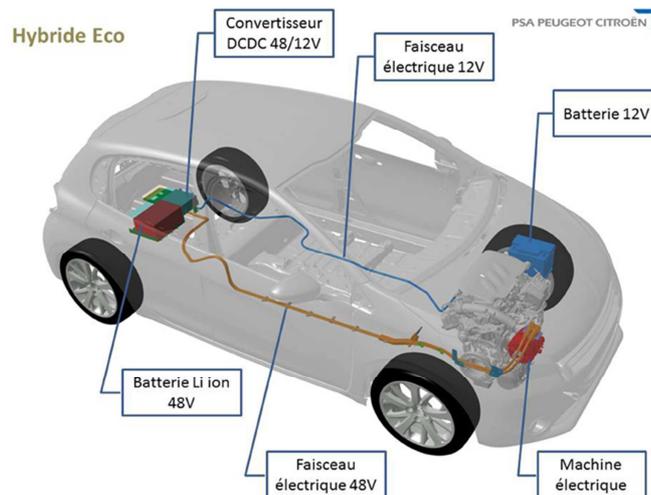


Figure I-6 : Mild-hybride : Hybride Eco de PSA-PEUGEOT-CITROEN [7].

I.2.3.3. Technologie Full-hybride

Le full-hybride est une solution proche du mild-hybride, à l'exception que le moteur électrique est cette fois de puissance similaire à celle du moteur thermique. Etant plus grande, la batterie offre une autonomie plus importante, mais elle permet surtout au véhicule de fonctionner dans un mode entièrement électrique. La traction électrique est plutôt réservée aux déplacements de faibles vitesses, alors que le moteur thermique est sollicité pour les grandes distances, entraînant donc des vitesses plus élevées.

I.2.4. L'Hybride Rechargeable

L'hybride rechargeable (en anglais Plug-in Hybrid) est très semblable au full-hybride, avec les deux motorisations (électrique et thermique) de puissance équivalente, puis une batterie avec une capacité encore plus intéressante. La nouveauté pour cette technologie est de permettre la recharge de la batterie sur une source extérieure (grâce à un chargeur et un câble), comme le réseau électrique. Nous verrons les autres services qu'offre cette technologie de VE lorsque nous introduirons le projet « Citybrid » (section I.4).

I.2.5. Pourquoi ne pas passer au VE ?

Aujourd'hui les constructeurs proposent des solutions de VE très performantes en termes de technologie et de puissance. Malgré cela, certains points restent à améliorer pour permettre la réelle immersion du VE au sein des populations. Le premier et majeur inconvénient est lié à l'autonomie du VE (entre 150 et 200 km en moyenne), qui demeure bien inférieure à celle d'une automobile thermique [8]. Les batteries interchangeables en station furent proposées, mais le travail et le coût de la mise en place de ce type d'infrastructures est démentiel. De plus il serait indispensable de prévoir un format de batterie standard pour tous les véhicules, ce qui rend la tâche encore plus complexe.

Un autre point bloquant pour le VE est son prix de vente, en effet, une berline de gamme moyenne est vendue autour de 30 000 €, hors aides étatiques. Ce dernier point bride forcément la progression des ventes du VE. Le prix du VE ne sera à la baisse que lorsque sa fabrication sera à grande échelle, ce qui permettra alors aux constructeurs de minimiser les coûts de fabrication, puis par la même occasion de réduire leur prix de vente.

Plusieurs particularités autour de la batterie font que les ventes du VE peinent à décoller. Encore une fois le prix est le premier critère retenu, avec une estimation à un tiers du prix du véhicule (environ 10 000 €), la batterie est vraiment le dispositif à améliorer. Les différents modes de fonctionnement présentent des profils de charge/décharge non répétitifs, ce qui implique que les batteries vieillissent de manière prématurée. Comme nous l'avons précisé précédemment, les temps de recharge restent encore plutôt longs (entre 5 et 8 h sur prise domestique de 3,3 kW). La durée de vie des batteries étant estimée à cinq ans, l'utilisateur se doit d'investir dans un nouveau pack batterie tous les cinq ans. Enfin, si le VE est moins polluant, il n'en demeure pas moins que sa production présente beaucoup de pollution. En effet, la fabrication de batteries nécessite l'utilisation de nombreux produits chimiques néfastes pour l'environnement.

Les points bloquant l'arrivée complète du VE sont aujourd'hui connus, cependant ils demandent des réaménagements qui ne semblent pas être envisageables à court terme. En revanche,

une solution au problème demeure autour de la batterie, les chercheurs travaillent ce point en mettant en place des solutions de stockage plus performantes et exploitent aussi de nouveau matériaux pour inventer des nouvelles technologies de batteries.

I.3. Les chargeurs de batterie

I.3.1. Chargeurs externes et chargeurs intégrés

Le chargeur de batterie est un dispositif très important dans le VE, celui-ci varie en fonction de la source d'alimentation électrique mais aussi du type de recharge désiré. Deux grandes familles de chargeurs se partagent le marché de la recharge des VE ; les chargeurs dits « externes » et les « embarqués », respectivement « off-board » et « on-board » pour l'appellation anglophone. Le chargeur externe est placé à poste fixe à l'extérieur du véhicule. Il adapte l'énergie de la source à la batterie, ainsi le chargeur externe assure une conversion AC/DC afin de permettre la recharge en énergie continue. Avec ce type de dispositif les puissances de recharge atteignent les 50 kW - DC. Ces stations de recharge sont régies par des standards de norme pour les prises de recharge, comme le standard CCS (Combined Charging System), ou encore le standard CHAdeMO (CHArge de Move) qui a été établi dans l'objectif d'être compatible avec tous les VE avec une limite de tension batterie de 500 V [9]. La seconde solution emploie un chargeur embarqué au sein du véhicule, elle s'adapte alors au niveau de puissance que peut lui délivrer la source. Cette dernière peut s'associer à une source délivrant une puissance allant jusqu'à 43 kW - AC, lors d'un raccordement à un réseau triphasé 400 V/63 A. Le chargeur intégré assure lui-même la conversion AC/DC à partir d'un réseau de distribution vers la batterie. Néanmoins, le chargeur embarqué peut engendrer un surcoût sur le prix du véhicule, ainsi qu'un espace supplémentaire au sein du véhicule.

Plusieurs types de recharge peuvent être classés suivant leur durée et la puissance de la source. On distingue deux principaux types de chargeurs, la première catégorie concerne les chargeurs de moyenne puissance (en générale 3 kW, exemple wallbox), on parle de chargeurs lents. Le second type est réservé aux recharges de fortes puissances (supérieures à 10 kW), ils sont qualifiés de chargeurs rapides. Il est à noter que les chargeurs lents sont généralement embarqués au sein du véhicule, alors que les chargeurs rapides jouant un rôle de stations-services se trouvent à l'extérieur sous forme de bornes de recharge. La Figure I-7 représente les données correspondant aux différents cas de recharges possibles pour un véhicule donné. En général, nous avons tendance à parler de recharge lente jusqu'à 11 kW, alors que les recharges rapides sont réservées aux puissances strictement supérieures à 11 kW. Les modes (1 à 4) correspondent au type de connexion des chargeurs, ils sont définis par la norme IEC 61851-1 [10]. Notons que la prise CHAdeMO correspond avec les exigences du mode 4.

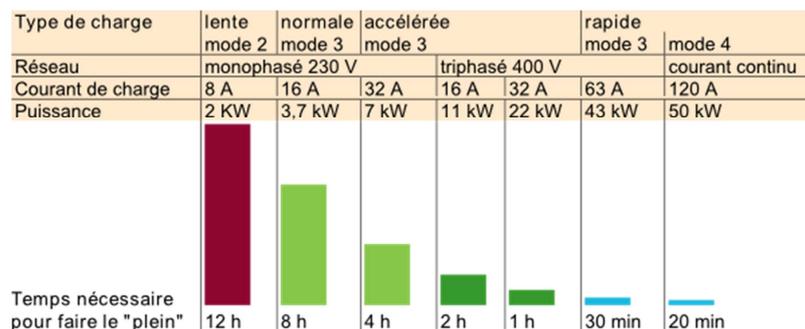


Figure I-7 : Présentation des types de charges pour un véhicule équipé d'un pack batterie de capacité 22 kWh avec une autonomie de 150 km [11].

Bien sûr, le temps de recharge est directement lié à la puissance ; plus la source est puissante, plus le temps de charge est réduit. Par contre, il est fortement conseillé de privilégier la recharge lente à la recharge rapide. En effet, la recharge lente permet une charge complète de la batterie (mais plus longue), et surtout elle n'engendre pas les mêmes contraintes en courant que la charge rapide. De ce fait, la durée de vie des batteries est anormalement réduite avec des recharges rapides répétitives, ce dernier type de recharge doit être occasionnel. Ces différents scénarios de recharges exigent que les structures d'électronique de puissance soient capables de s'adapter facilement à la source d'énergie disponible.

1.3.2. Recharge par induction magnétique

1.3.2.1. Principe

Un chargeur inductif transfère l'énergie sans établir de contact électrique entre l'alimentation et la charge ; il s'appuie sur les propriétés physiques de l'induction magnétique et les câbles permettant le raccordement de la charge sont supprimés. Le transfert de l'énergie est assuré par un transformateur faiblement couplé, cette caractéristique est due aux grands entrefers imposés par la recharge de VE sans contact (hauteur du châssis du véhicule). Le chargeur est constitué de deux parties essentielles, la première étant externe au véhicule, située dans le sol, elle permet d'alimenter le primaire qui joue un rôle d'émetteur. La seconde partie est embarquée au sein du VE, elle correspond au circuit récepteur qui commence au niveau du secondaire du transformateur. La Figure I-8 illustre une application de recharge inductive pour VE, elle permet de situer les différents dispositifs de la chaîne de conversion d'énergie.

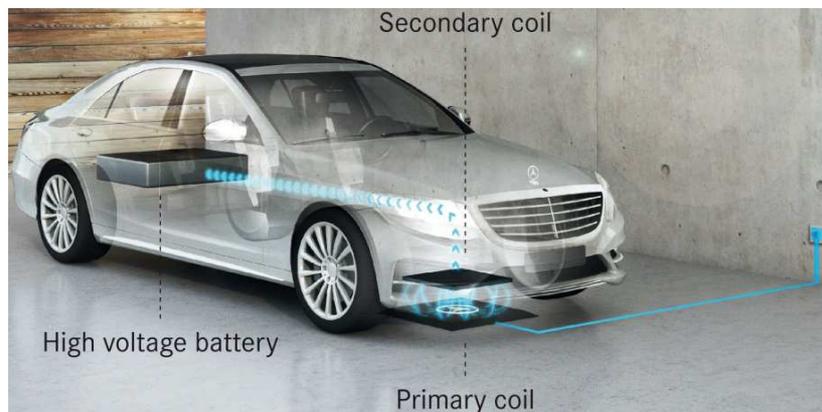


Figure I-8 : Recharge de batteries par induction : Mercedes S500 Hybrid Plug-in [12].

Dans [13], Yilmaz présente une littérature de chargeurs de batteries pour VE, en présentant un exemple expliquant le principe de la recharge inductive. La difficulté de ce type de structure est au niveau du coupleur, car les entrefers nécessaires (supérieurs à 10 cm) rendent le transfert d'énergie plus délicat à cause d'un coefficient de couplage faible. Ainsi, pour ces transformateurs, l'inductance de fuite est importante alors que l'inductance magnétisante est plutôt faible. Pour assurer un bon transfert d'énergie, il est primordial d'utiliser un circuit magnétique de grande taille, ce qui favorise la canalisation des lignes de champ. De plus, lors du positionnement du véhicule les défauts d'alignement modifient les grandeurs inductives du transformateur et donc le couplage magnétique ; il faut prévoir une tolérance sur les écarts d'alignement.

Les structures utilisées sont de natures résonnantes, les éléments du coupleur formant les cellules de résonance [14].

Ce type de recharge ne sera pas développé car il ne s'intègre pas dans nos travaux, mais nous avons simplement tenu à rappeler sa présence sur le marché des chargeurs de batterie pour VE.

1.3.3. Chargeurs filaires unidirectionnels

Les chargeurs filaires nécessitent obligatoirement une connexion par câble pour pouvoir alimenter la batterie. Comme nous l'avons cité précédemment, ces derniers peuvent être externes ou embarqués, suivant l'application et surtout les niveaux de puissance mis en jeu. Les structures de chargeurs sont diverses et variées, mais elles peuvent se classer dans deux catégories, qui sont les unidirectionnelles et les bidirectionnelles. Effectivement, pour certaines applications l'intérêt de la réversibilité des chargeurs n'est pas marqué, ainsi le choix d'une structure non réversible est plus apprécié et justifié. En revanche, avec le développement des nouveaux réseaux intelligents « smart grids », les chargeurs réversibles sont très attendus pour permettre d'établir les différentes interactions entre les véhicules et les réseaux de distribution.

Les chargeurs unidirectionnels permettent l'acheminement de l'énergie de la source vers la batterie, mais en aucun cas le réseau pourrait recevoir l'énergie de la batterie. En général, cette catégorie de chargeur met en œuvre des structures basées sur un premier étage redresseur suivi d'un boost pour assurer la correction du facteur de puissance. Le montage boost PFC (Power Factor Correction). [15] est très intéressant car il ne sollicite qu'un interrupteur commandé, cependant il présente des ondulations de courant en sortie assez importantes. Bien sûr, cet aspect sera encore plus significatif pour les applications de plus fortes puissances.

Pour limiter cette contrainte en sortie du boost, l'entrelacement est souvent la solution la plus adaptée. Le schéma de la Figure I-9 consiste à entrelacer deux bras de hacheurs élevateurs.

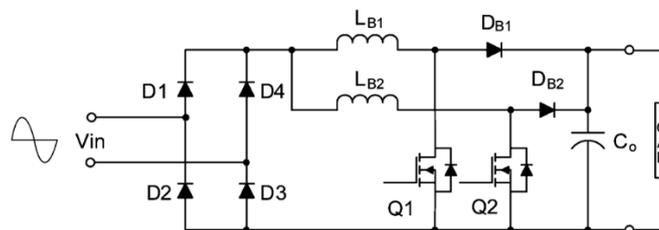


Figure I-9 : Chargeur de batterie unidirectionnel boost entrelacé [16].

Ici, en entrelaçant les deux bras (commandés avec un décalage de 180°), l'ondulation du courant d'entrée est réduite, ce qui permet de diminuer le volume du filtre d'entrée. Cela entraîne un doublement de la fréquence apparente, qui diminue ainsi les contraintes sur le condensateur de sortie du boost. Dans [17] le pont de diodes est retiré, le redressement est directement commandé en haute fréquence par le boost en PFC, de plus la structure à quatre bras permet de réaliser un entrelacement par paire de bras (1-3 et 2-4). Mais ce type de chargeurs est limité aux puissances de recharges lentes (environ 3 kW).

La topologie du chargeur boost entrelacé peut être modifiée en introduisant un condensateur judicieusement placé afin de permettre un fonctionnement en doubleur de tension en sortie. La solution est représentée en Figure I-10, notons que la tension moyenne aux bornes du condensateur C_B correspond à la moitié de la tension de sortie V_O . Les valeurs de C_B et C_F doivent être suffisantes pour que les ondulations de tension à leurs bornes soient faibles par rapport à leur tension moyenne.

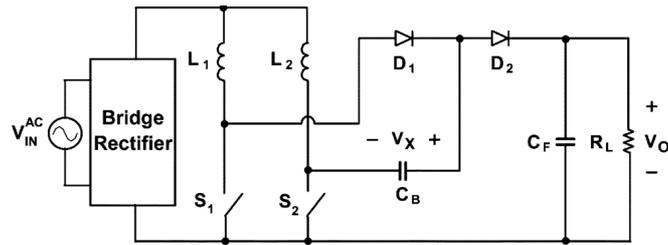


Figure I-10 : Chargeur de batterie boost entrelacé avec doublement de tension de sortie [18].

Dans [19], l'auteur réalise l'étude d'un chargeur unidirectionnel PFC en s'appuyant sur une topologie de redresseur VIENNA [20]. L'interrupteur à quatre quadrants ne présente qu'un seul composant actif et quatre diodes (D_1, D_2, D_3, D_4) placées autour, elles permettent la bidirectionnalité en courant et en tension. Enfin cette structure est aussi réputée pour être performante en termes de contenu harmonique, ce qui est intéressant pour la réduction des éléments de filtrage.

De plus, en séparant l'inductance d'entrée en deux parties (L_1 et L_2) la structure se comporte alors en double-boost [21]. Les deux diodes D_{p1} et D_{p2} permettent la précharge des condensateurs de sortie C_1 et C_2 lors de la mise sous tension ; il faut alors dimensionner correctement les diodes afin qu'elles supportent l'appel de courant. D'autres systèmes peuvent être mis en place pour une précharge plus « soft » (thyristors, résistances). La Figure I-11 illustre la solution utilisée pour réaliser le chargeur présenté.

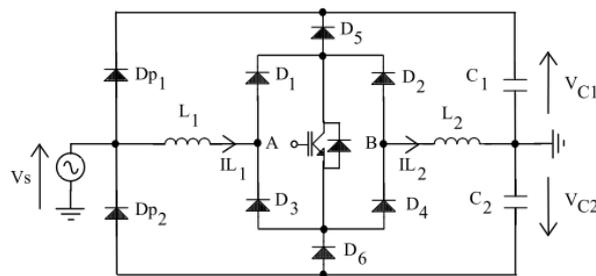


Figure I-11 : Chargeur monophasé unidirectionnel basé sur une structure de VIENNA [19].

Dans [22], l'auteur propose une topologie de chargeur triphasé aussi basée sur une structure VIENNA, les étages de sorties continus sont entrelacés afin de réduire les ondulations de courant sur les condensateurs du bus continu. Les topologies multiniveaux sont très intéressantes pour ce type d'application, en effet elles permettent de réduire les tensions aux bornes des interrupteurs, augmenter les fréquences apparentes sur les tensions découplées [23], et donc le stress sur les composants passifs du montage. Elles sont surtout adaptées lorsque les tensions des bus continus sont élevées. Les chargeurs que nous venons de présenter sont unidirectionnels en puissance, mais ils permettent le fonctionnement en absorption sinusoïdale.

Pour les chargeurs unidirectionnels de plus forte puissance, le principal objectif étant de réduire les temps de charge, il est nécessaire de se connecter à une source triphasée afin de disposer d'une source d'énergie plus importante. En général, le pont de diodes triphasé en amont du chargeur empêche l'absorption sinusoïdale. Les structures de chargeurs utilisées pour les bornes de recharges unidirectionnelles sont majoritairement à deux-étages [24]. Dans [25], l'auteur présente une topologie de chargeur rapide unidirectionnel, de plus il introduit une solution permettant d'atteindre de meilleurs rendements qu'une structure de puissance basée sur un simple hacheur boost.

1.3.4. Chargeurs filaires bidirectionnels

La majorité des chargeurs réversibles sont embarqués au sein du véhicule afin de permettre leur intégration dans la chaîne de traction. La volonté de prévoir des structures de puissance très performantes est de plus en plus marquée. Plusieurs solutions autour de structures de redresseurs à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) sont élaborées (demi-pont, pont complet, multiniveaux, ...) [26], [27]. De plus, dans la littérature, diverses structures de chargeurs intégrés sont proposées ; il est nécessaire de les étudier afin de comprendre les avantages et inconvénients des différentes solutions [28], [29], [30].

Si auparavant les éléments de la chaîne de traction n'intervenaient pas dans la charge de la batterie, la mutualisation des composants de cette chaîne est de plus en plus explorée à l'heure actuelle. En effet, depuis les années 90 les chercheurs se sont orientés vers des chargeurs embarqués qui utilisent les enroulements du moteur, ce qui permet de s'acquitter des inductances de filtrage supplémentaires en entrée. Ces travaux ont donc permis d'associer le moteur de traction et le système recharge des batteries, l'idée fascine alors les industriels. En 1994 la société AC Propulsion Inc. brevète une solution utilisant les enroulements du moteur de traction pour la recharge de la batterie [31]. La Figure I-12 montre le schéma du chargeur intégré, rappelons que le passage du mode traction au mode chargeur est assuré grâce à des contacteurs ($K1$, $K2$ et $K2'$). Dans une configuration en chargeur connecté à un réseau monophasé sinusoïdal, les relais $K2$ et $K2'$ sont fermés alors que $K1$ est ouvert, notons aussi que le bras formé des interrupteurs $S1$ et $S2$ n'est pas sollicité ($S1$ et $S2$ sont ouverts en mode chargeur). Les interrupteurs $S3$ à $S6$ composent les bras boost de la structure, un bras est commandé sur les alternances positives du réseau, alors que l'autre n'est sollicité que pour les alternances négatives. Les inductances $LS2$ et $LS3$ correspondent aux inductances de fuites entre phase et neutre des enroulements du moteur. Ces dernières jouent alors le rôle d'inductances d'entrée de la structure boost. Dans ce cas, le bus continu est égal à la tension de la batterie, celle-ci doit donc être supérieure à la tension crête du réseau pour assurer l'absorption sinusoïdale. Le filtre en entrée permet de supprimer les harmoniques dus au découpage ainsi que les pointes de courants transitoires du côté réseau.

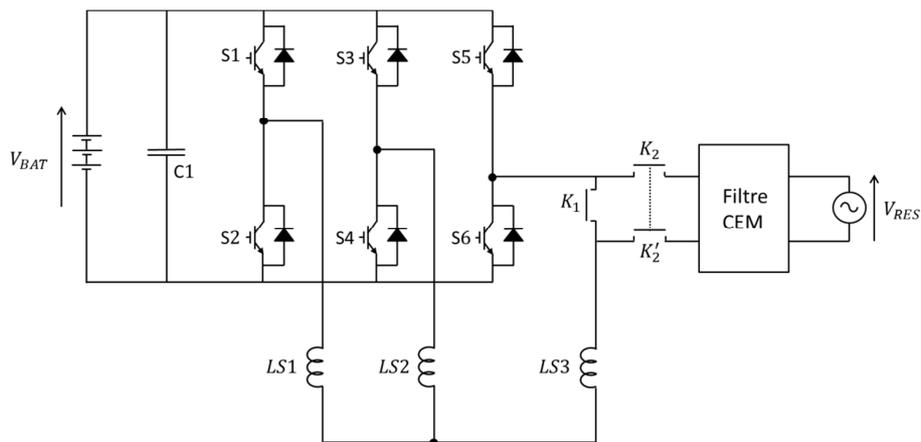


Figure I-12 : Chargeur intégré monophasé non-isolé utilisant le moteur de traction [31].

Dans le brevet américain [32], une solution de chargeur intégré est proposée par Rippel en 1990. Pour le mode traction, l'onduleur et le moteur triphasé sont toujours utilisés. L'amélioration apportée est due au fait de ne pas introduire de relais dans la structure. Il suffit alors de ne pas

commander un bras, puis d'utiliser les deux autres bras en boost entrelacé. Ici le moteur étant couplé en triangle, ce sont les inductances de fuites entre phases qui sont à considérer.

En 1997, dans ses travaux de thèse, Chauchat présente une solution de chargeur de batterie avec intégration totale du moteur [24], ce travail a aussi été breveté par l'auteur et Renault en 1996 [33]. Cette solution consiste à n'ajouter aucun élément supplémentaire pour réaliser la fonction de chargeur. Notons la nécessité de disposer d'un moteur avec trois enroulements séparés. Ainsi, deux enroulements sont placés du côté alternatif, ensuite l'absorption sinusoïdale est assurée par l'intermédiaire des deux premiers bras utilisés en redresseur à MLI en pont complet. Le troisième enroulement du moteur joue le rôle d'inductance de sortie du hacheur buck. Ce dernier est utile pour l'adaptation des tensions entre le bus continu est la batterie. Ce point est un avantage pour cette structure, car la présence de l'adaptation en tension offre la compatibilité avec une multitude de batteries. En revanche, l'ajout de contacteurs pour gérer la connexion des enroulements du moteur est inévitable. La Figure I-13 ci-dessous illustre le chargeur intégré utilisant les enroulements du moteur pour remplacer les éléments de filtrage. Notons aussi la possibilité de la configuration inverse, avec un enroulement côté réseau et deux côté batterie. Néanmoins la première configuration présentée est plus intéressante, car elle permet d'atténuer davantage les harmoniques côté réseau. Avec les deux enroulements côté réseau, il est plus facile de satisfaire les normes de compatibilité électromagnétique (CEM), régies par la norme NF EN 55011 allant de 150 kHz à 30 MHz [34].

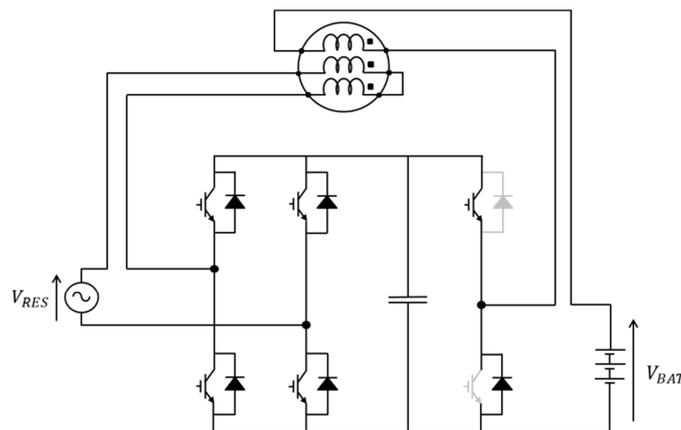


Figure I-13 : Exemple de chargeur monophasé utilisant les enroulements du moteur (2 enroulements côté AC et 1 enroulement côté DC).

Une autre solution fut brevetée par Rippel et Cocconi en 1992 (General Motors Inc.) [35], elle reprend le même principe que précédemment, sauf qu'elle s'applique à un véhicule équipé de deux onduleurs indépendants. Deux solutions sont présentées, la première représentée en Figure I-14 s'applique aux véhicules équipés de deux moteurs. Le premier intérêt des deux moteurs est de supprimer le différentiel mécanique, étant donné que les vitesses sont contrôlées séparément, mais aussi d'assurer la traction dans des modes dégradés. Les deux moteurs ont des enroulements couplés en étoile de manière à sortir un point neutre. Les deux points neutres permettent alors la connexion du réseau monophasé, ainsi chaque onduleur fonctionne en redresseur à MLI entrelacé (3 bras). La seconde solution sollicite la même structure de puissance que la première (2 onduleurs de traction). Par contre, un seul moteur est utilisé pour cette configuration. En fait, la conception d'un moteur adapté est obligatoire, en effet celui-ci comporte deux stators. Chaque stator est composé de trois enroulements connectés en étoile, formant chacun une moitié du moteur. De la même façon, le réseau

monophasé est raccordé au niveau des deux points neutres au niveau de chaque stator. Les schémas de lois de commande des deux solutions sont détaillés en [35].

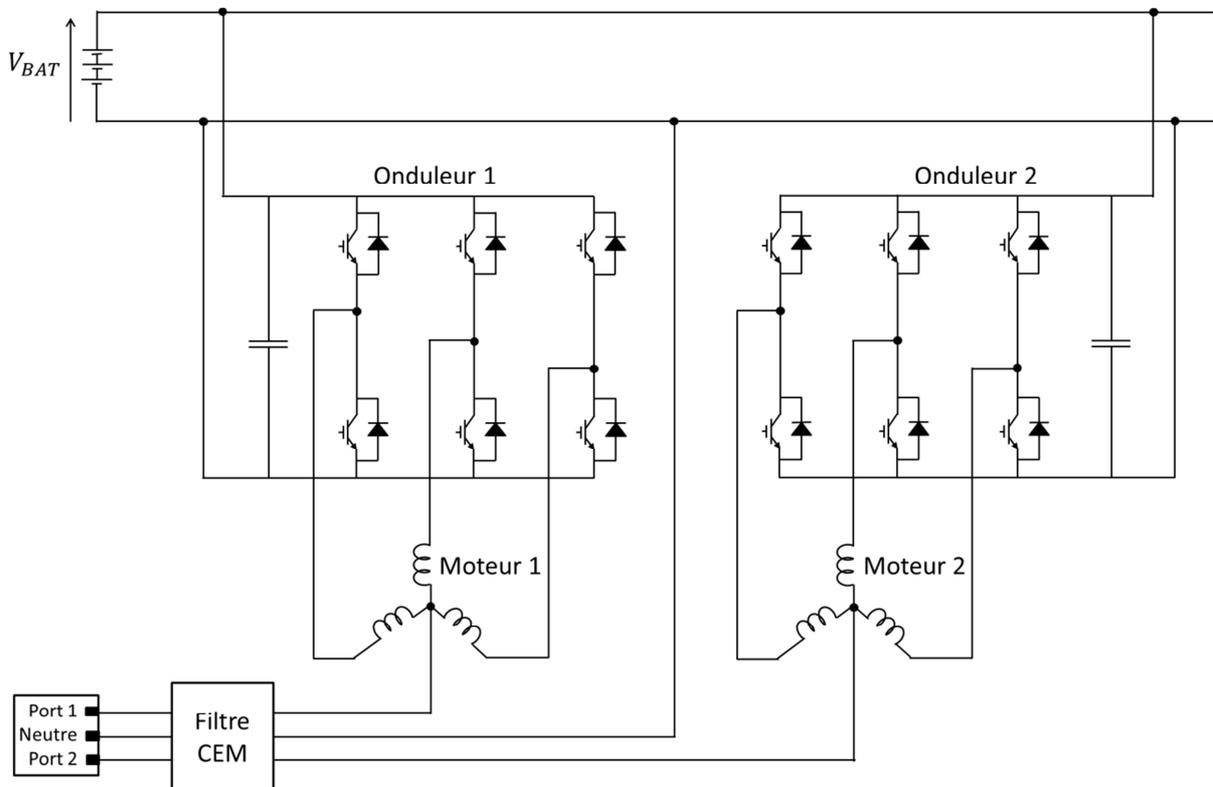


Figure I-14 : Chargeur embarqué avec intégration totale utilisant deux moteurs [35].

Notons aussi que cette invention a été reprise et brevetée en 2009 par Toyota (Japon) [36], où une structure de hacheur abaisseur est introduite afin de s'adapter à différentes batteries. L'ajout d'une inductance en sortie du bras abaisseur est à prévoir.

Les travaux réalisés par De Sousa *et al.* [37], [38] et Lacroix *et al.* [39] en 2010 (Valéo) ont permis de concevoir un chargeur intégré compatible avec un réseau triphasé. Dans le cadre du projet SOFRACI (Structure Onduleur à Fort Rendement et à fonction de Charge Intégrée), plusieurs thèses ont été réalisées autour de cette thématique ([40], [41], [42], [43]). La Figure I-15 montre la structure d'électronique de puissance retenue pour le chargeur SOFRACI, ainsi qu'un schéma de la structure interne de la machine. Pour le mode traction, l'alimentation du moteur est assurée grâce à trois ponts complets (ponts en H) commandés en SVM-PWM (Space Vector Modulation Pulse Width Modulation). Les commandes sont déphasées de 120° en basse fréquence, ce qui permet de réaliser une source triphasée permettant la rotation du moteur. Le niveau de tension du bus continu est fixé à 900 V, alors que celui de la batterie est de 420 V au maximum, ainsi l'ajout d'un bras de hacheur série est justifié pour interfacer les deux éléments. En configuration de chargeur, le réseau triphasé est relié au niveau des points milieux de chacun des enroulements du moteur (aussi possible en monophasé). La solution se rapproche des travaux précédents de Rippel et Cocconi, sauf qu'au lieu d'avoir un moteur avec un stator séparé en deux, ici le raisonnement est effectué par enroulement. En effet, chaque enroulement possède un point milieu qui doit être sorti. Chaque phase du moteur est formée de deux demi-enroulements, ces derniers sont magnétiquement couplés de manière à engendrer un flux magnétique nul en présence d'un courant de charge. Par conséquent, le couple dans la machine sera également nul. Notons que deux brevets internationaux ont été déposés pour cette structure de

chargeur isolé de forte puissance. Cependant, cette solution possède aussi des inconvénients, qui sont tout d'abord la présence d'un courant homopolaire en mode traction, pouvant générer des pertes Joule supplémentaires. Celui-ci est dû au fait que les enroulements ne soient pas couplés en étoile. Ce point doit être obligatoirement pris en compte dans la conception de la machine. Ensuite, le nombre important de composants dans cette structure peut engendrer des coûts plus élevés que ceux des structures simples.

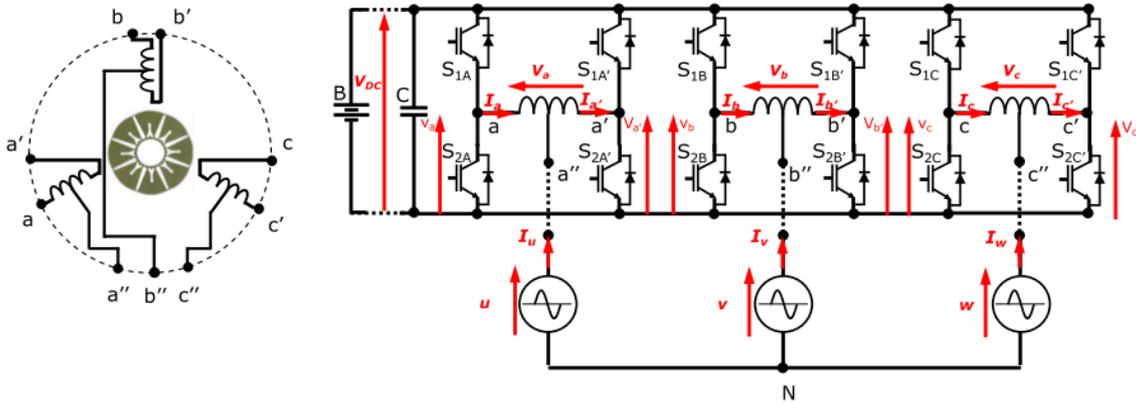


Figure I-15 : Structure SOFRACI en mode chargeur sur réseau triphasé [43].

Sur le même principe, Sul et Lee ont proposé une solution de chargeur intégré pour un véhicule équipé en quatre roues motrices [44]. Le schéma de l'invention est présenté en Figure I-16. En phase de traction, chaque moteur est alimenté par un onduleur triphasé, les quatre onduleurs sont connectés à un bus continu qui leur est commun. Notons que la batterie est reliée au bus continu grâce au relais en position 1.

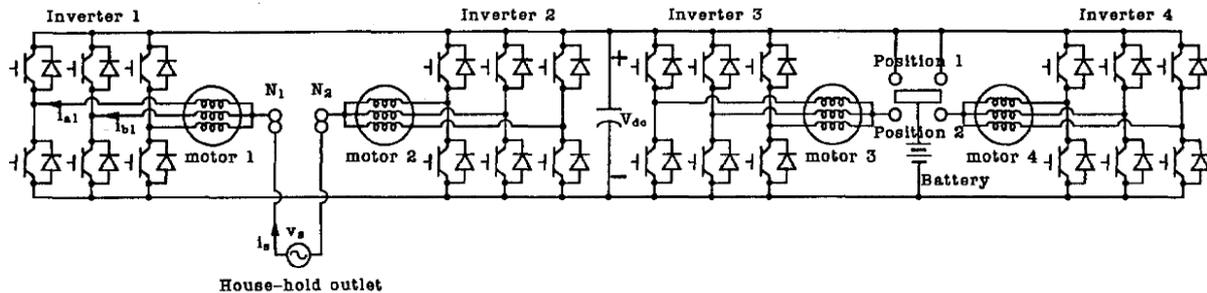


Figure I-16 : Chargeur de batterie intégré monophasé pour un véhicule à quatre roues motrices [44].

Pour les configurations en chargeur, les points neutres des moteurs 1 et 2 sont raccordés au réseau, ainsi les deux onduleurs associés (1 et 2) fonctionnent en redresseur afin d'assurer l'absorption sinusoïdale. De l'autre côté, les moteurs 3 et 4 sont connectés à la batterie grâce au relais (position 2). Les onduleurs 3 et 4 jouent alors un rôle de hacheur série entrelacés pour l'adaptation en tension entre le bus continu et la batterie. Pour cette structure de chargeur le schéma est assez complexe et chargé, nous présentons alors la structure équivalente pour le mode chargeur monophasé (Figure I-17).

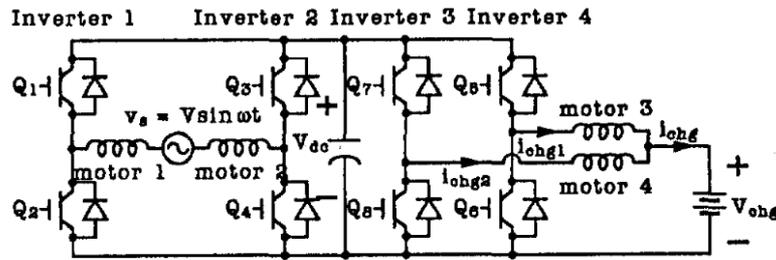


Figure I-17 : Schéma équivalent du chargeur intégré pour véhicule à quatre roues motrices [44].

Cette structure présente un grand nombre de composants, de plus elle comporte aussi quatre moteurs, par conséquent son prix est forcément important. Cependant, elle peut s'adapter à des batteries de tensions différentes.

D'autres solutions se sont orientées vers l'isolation galvanique du chargeur grâce à l'utilisation de la machine en tant que transformateur. En 2005, Lacressionnière et Cassoret présentent un chargeur intégré pour un chariot élévateur [45]. La machine utilisée pour la traction est un moteur asynchrone à rotor bobiné. En mode chargeur, grâce à des contacteurs judicieusement placés, les enroulements du rotor deviennent connectés au réseau, puis la machine joue le rôle de transformateur abaisseur de tension (Figure I-18). L'onduleur de traction est alors sollicité en tant que redresseur à MLI triphasé. Cette solution est intéressante tout d'abord par son isolation galvanique, mais aussi par le fait qu'elle permette la recharge de packs batterie de faible tension, étant donné que la tension d'entrée du redresseur est réduite grâce au transformateur (rotor en primaire et stator en secondaire). Notons que pendant la recharge le rotor est maintenu mécaniquement à l'arrêt. Cependant, l'entrefer important de la machine peut engendrer des pertes supplémentaires dues à la magnétisation du circuit magnétique. Ici encore, la conception d'un moteur spécifique est indispensable pour adapter les enroulements par rapport aux tensions mises en jeu. De plus, le choix d'un rotor bobiné et l'utilisation de contacteurs vont apporter un surcoût au convertisseur.

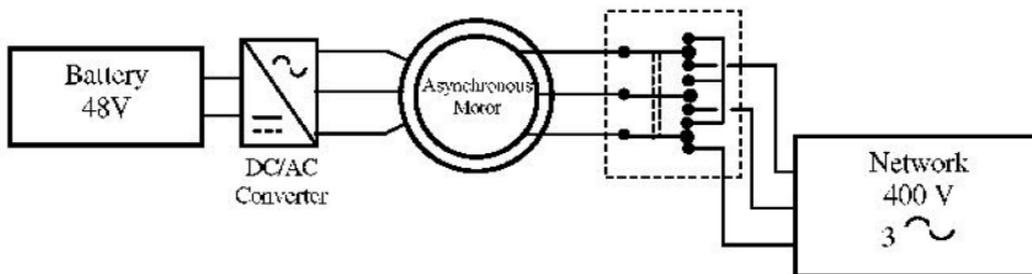


Figure I-18 : Chargeur intégré pour un chariot élévateur électrique [45].

En 2011 dans [46], Hagbin et al. proposent une solution toujours basée sur l'utilisation de la machine en transformateur, mais pour une technologie de moteur synchrone à aimants permanents. Dans cette étude le rotor étant à aimants permanents, le stator doit être reconfigurable à l'aide de contacteurs.

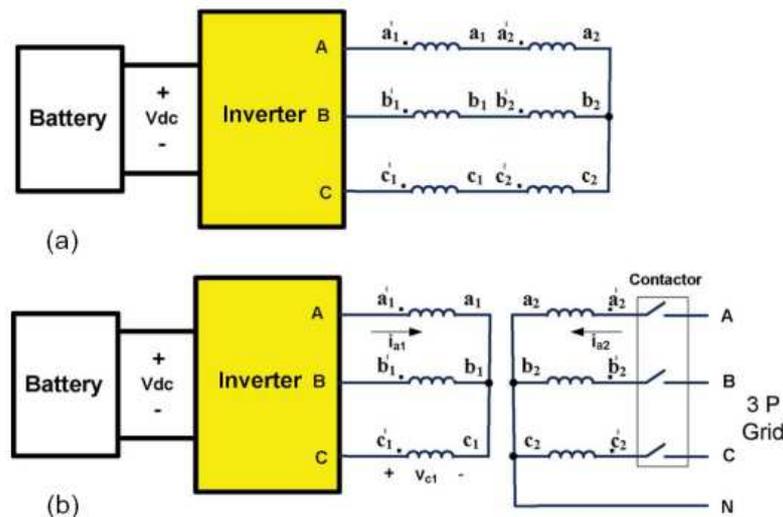


Figure I-19 : Chargeur intégré utilisant une machine synchrone à aimants permanents : (a) Mode traction, (b) Mode chargeur [46].

La machine est à deux pôles, ainsi le stator possède six enroulements. La Figure I-19 représente les configurations du convertisseur pour les modes traction et chargeur, avec le modèle de stator correspondant. En mode moteur, les enroulements statoriques sont connectés deux à deux en série, ils forment alors une machine triphasée classique couplée en étoile (Figure I-19(a)), mais le couplage en triangle est aussi possible. Pour le mode chargeur (Figure I-19(b)), les contacteurs sont actionnés de manière à connecter le chargeur au réseau triphasé, puis les trois autres enroulements restent reliés à l'entrée du redresseur triphasé (onduleur de traction). Cette configuration permet de réaliser un transformateur triphasé ; par contre le rotor n'est pas bloqué et tourne à la vitesse de synchronisme avec le réseau. Ceci permet d'éviter des courants de magnétisation trop importants, mais en revanche il sera nécessaire de débrayer l'arbre de transmission. Dans la suite des travaux, les auteurs détaillent la technique de contrôle pour le chargeur intégré présenté. Cette solution est intéressante pour l'isolation galvanique proposée, cependant elle nécessite des contacteurs supplémentaires. De plus, le fait de réduire les pertes dues à la magnétisation de la machine est ingénieux, mais il impose de débrayer l'arbre de la machine qui reste en rotation pendant les phases de recharge. Sur le même principe d'isolation de chargeur par la machine, Alakula et Hoevenaars (Volvo) [47] ont breveté une solution d'isolation galvanique grâce à une séparation au niveau du stator du moteur (parties primaire et secondaire). Les enroulements primaires sont reliés à un onduleur triphasé, lui-même connecté à un réseau électrique triphasé. Tandis que les enroulements secondaires sont placés en entrée d'un redresseur à MLI triphasé afin de permettre la recharge des batteries en énergie continue.

I.4. Le projet « CITYBRID »

I.4.1. Présentation et contexte

Depuis les années 1990, des réglementations européennes d'émissions dites « normes Euro », ont été mises en place par l'Union Européenne (UE) dans le but de réduire considérablement les émissions de polluants des véhicules de transports routiers. Deux polluants sont particulièrement visés avec l'arrivée de la norme Euro 6 : les oxydes d'azote (NOx) et les particules de suie (résultant des combustions incomplètes). Cette réglementation s'adresse aux véhicules particuliers et utilitaires (transport, ambulance, ...).

Le nouvel enjeu du transport routier se porte désormais sur la réduction des rejets de CO₂ et gaz à effet de serre. Afin de répondre à ces exigences, les véhicules électriques semblent être l'alternative efficace, qui dans un premier temps, permettra de libérer les centres urbains de ces pollutions. Les camions et les bus sont les véhicules les plus concernés étant donné les émissions et les bruits générés durant leur mission. Pour ces raisons, il est indispensable de les préparer à ce nouvel enjeu. Les outils « métiers » qu'ils embarquent sont aussi à considérer dans cette démarche (benne amovible, grue, caisse frigorifique).

Le véhicule hybride électrique est le plus adapté pour ce type d'usages urbains ; il doit permettre à la fois la réduction des émissions de CO₂ et le bruit. En plus de la problématique écologique, une contrainte supplémentaire intervient pour les véhicules industriels. Un véhicule hybride Diesel-électrique doit fournir une productivité au moins égale à celle d'un véhicule conventionnel. Ainsi, certains challenges techniques sont à prendre en compte :

- un coût compétitif et une bonne rentabilité,
- une fiabilité importante,
- une charge utile non diminuée.

Le projet **CITYBRID**, piloté par la société **Renault Trucks SAS**, vise donc à proposer des solutions techniques, basées sur les technologies hybrides Diesel-électrique, qui permettront de réduire la pollution dans les centres urbains mais aussi de les rendre plus calmes. Les gammes de véhicules de 7 à 40 tonnes sont à considérer dans ce projet (bus et camions), la solution devra donc être modulaire.

Pour répondre à cet enjeu avec efficacité, le projet **CITYBRID** rassemble six partenaires industriels et universitaires, qui sont **Renault Trucks**, **Saft**, **Carrosserie Vincent**, **Frappa**, **IFP Energies Nouvelles** et le **G2Elab**.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, deux grands axes ont été suivis pour la partie concernant le convertisseur de la chaîne de traction. Dans un premier temps, nous avons choisi une structure de puissance pour assurer la fonction de chargeur de batterie embarqué. Le chargeur doit permettre de réaliser des recharges rapides (20 kW en triphasé) et lentes (7,3 kW en monophasé), puis différents échanges de puissances avec le réseau de distribution. Le chargeur permet différents modes d'échanges d'énergie :

- **Mode G2V (Grid-to-Vehicle)** : Le chargeur doit fonctionner sur deux types de réseaux, monophasé ou triphasé, pour des puissances de recharges respectives de 7,3 kW et 20 kW.
- **Mode V2G (Vehicle-to-Grid)** : Le chargeur doit être réversible en puissance et capable de fournir sa puissance active nominale au réseau de distribution.
- **Mode APFC (Active Power Factor Correction)** : Le chargeur doit pouvoir contrôler le facteur de puissance en entrée du module, mais aussi de fournir sa puissance réactive nominale au réseau.

De plus, pendant les phases de recharge le chargeur doit prendre en main les réseaux auxiliaires présents au sein du véhicule. La puissance d'un module chargeur a été fixée à 20 kW, les puissances des différentes gammes de véhicules étant multiples de 20, la fonction de modularité est respectée (mise en parallèle de modules chargeur). Un cahier des charges a permis la prise en compte des différents aspects liés au projet (électriques, mécaniques, CEM, ...). La réalisation du

convertisseur a été sous-traitée à un bureau d'étude d'électronique de puissance, la société Ecoverter [48]. La Figure I-20 représente une photographie d'un module chargeur d'une puissance de 20 kW. L'étude théorique menant au choix de la structure de puissance sera introduite et détaillée dans le chapitre 2.



Figure I-20 : Photographie d'un module chargeur de batterie de 20 kW.

Le reste de la thèse a permis d'étudier une chaîne de traction intégrée en mutualisant des éléments entre les modes de traction et de recharges.

1.4.2. Solution de chargeur de batterie mutualisé

Dans un second travail, nous présenterons une solution de chargeur différente. En s'appuyant sur le travail bibliographique précédent ainsi que la prise en compte des réglementations européennes (Euro 6), nous avons retenu une topologie de chargeur de batterie intégré pour véhicule hybride rechargeable. La structure choisie permet de réutiliser l'onduleur de traction pour les phases de recharge, mais aussi l'utilisation du moteur pour le mode chargeur monophasé. Pour la recharge triphasée, nous n'utilisons pas les enroulements du moteur car l'ajout de contacteurs demande une conception de machine avec enroulements séparés.

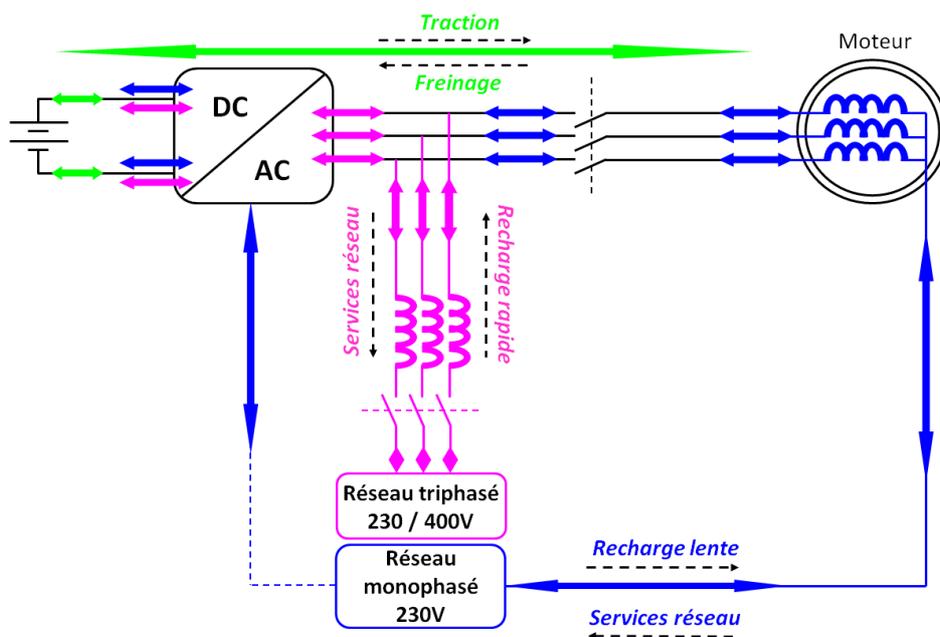


Figure I-21 : Schéma fonctionnel du chargeur intégré proposé.

Le schéma fonctionnel de la solution représente les différents modes assurés par le chargeur intégré. Le chapitre 3 sera entièrement consacré à l'étude complète de cette solution de chargeur intégré, avec la prise en compte des différentes contraintes pour le dimensionnement des passifs. Ensuite dans le dernier chapitre une topologie de chargeur isolé sera étudiée. Nous présenterons la commande retenue pour gérer les flux d'énergie entre le réseau et la batterie. L'ensemble de la structure sera validée grâce à des simulations (Psim). A l'issue de ces travaux deux solutions de chargeurs seront proposées, ces dernières sont proches en termes de fonctionnalités, par contre elles sont techniquement différentes.

I.5. Conclusion

Le VE a connu plusieurs étapes qui lui ont permis d'évoluer au cours des temps. Bien sûr plusieurs facteurs rentrent en compte, parfois ces derniers n'ont pas agi en sa faveur. Dans cette première étude, nous avons présenté les enjeux du marché du VE, qui sont à la fois liés à des motivations économiques mais aussi écologiques. Cependant, le VE peine encore à remplacer son homologue thermique, mais le progrès technologique, surtout en matière de batteries, lui permettront une ascension complète au cours des futures années.

Un autre élément dans la chaîne de traction est à considérer, c'est le chargeur de batterie. En effet, nous avons établi un état de l'art des structures de puissances mises en œuvre par les chercheurs mais aussi des industriels. Ces dispositifs sont de plus en plus performants, ils se séparent le marché en deux grandes catégories ; les chargeurs externes et embarqués. Les chargeurs externes sont intéressants car ils permettent des charges de fortes puissances, et jouent le rôle de station de recharge. La seconde catégorie utilise des chargeurs qui sont intégrés à la chaîne de traction, cette solution pousse à la participation des moteurs de traction pendant les phases de charge. Nous avons cité et expliqué plusieurs solutions se basant sur ce principe. Le choix d'une structure par rapport à une autre dépend fortement des contraintes du cahier des charges. En effet, ces solutions peuvent exiger la conception de machines spéciales, l'augmentation du nombre de composants au sein de la structure, ou le fait de débrayer le moteur pendant les phases de charge si ce dernier est en rotation. Les performances des dispositifs de charge sont de plus en plus accrues. Ce panel de structures de chargeurs intégrés est très intéressant pour s'adapter aux différents scénarios de ces applications. Cependant, la standardisation des équipements permettra la maîtrise des coûts de revient, ce qui correspond à un intérêt commun entre fabricants et utilisateurs.

Cette étude bibliographique nous a renseigné sur les moyens techniques envisagés pour répondre aux enjeux du VE, de plus elle nous a permis de s'orienter vers une solution concrète de chargeur intégré. Dans ces travaux de thèse, nous présenterons une topologie de chargeur intégré pour VHR (véhicules de types camions). Le but étant de permettre aux véhicules d'accéder en mode tout électrique lors de leurs missions en zones urbaines (en réponse à la restriction Euro 6). Nous présenterons deux modes de charges, rapide et lente, et les configurations des différents modes seront décrites et les contraintes sur les passifs seront établies. Nous détaillerons aussi la technique de contrôle utilisée afin de valider expérimentalement l'aptitude du convertisseur à s'adapter aux différents modes.

I.6. Bibliographie chapitre 1

- [1] La Batterie de la Voiture Electrique | Voiture Electrique, « www.voiture-electrique-populaire.fr ».
- [2] Abdeljalil Daanoune, « Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides », Electric power. Université de Grenoble, 2012. French. <tel-00785862>.
- [3] Les avis de l'ADEME - Emissions de particules et de NOx par les véhicules routiers, « www.ademe.fr ».
- [4] Site internet Toyota Europe, « www.toyota-europe.com ».
- [5] Renault Eolab : les secrets du système hybride rechargeable - L'argus, « www.largus.fr ».
- [6] Site internet PEUGEOT, « www.peugeot.ph ».
- [7] Site internet PSA Peugeot Citroën, « www.psa-peugeot-citroen.com/fr ».
- [8] Site internet Automobile Propre, « www.automobile-propre.com ».
- [9] Site internet CHAdEMO Association, « www.chademo.com ».
- [10] Norme internationale - IEC 61851-1, « Systèmes de charge conductive pour véhicules électriques - Partie 1 : Règles générales », 2001.
- [11] Guide EVlink solutions de charge pour véhicules électriques - Schneider Electric France, « www.schneider-electric.com ».
- [12] Recharge par induction pour la Mercedes S 500 Plug-In Hybrid, « www.vehicules.com ».
- [13] M. Yilmaz et P. T. Krein, « Review of charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles », in *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, 2012, p. 1-8.
- [14] Rachid Laouamer, « Chargeur de batteries à couplage inductif pour véhicule électrique », Electric power. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1998. French. <tel-00656604>.
- [15] J.-P. Ferrieux, F. Forest, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, Édition Masson. 1994.
- [16] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, et W. G. Dunford, « Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies », *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, n° 1, p. 413-421, mars 2012.
- [17] F. Musavi, W. Eberle, et W. G. Dunford, « A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, n° 4, p. 1833-1843, juill. 2011.
- [18] Y. Jang et M. M. Jovanovic, « Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 4, p. 1394-1401, juill. 2007.
- [19] J. C. Le Claire et G. Le Borgne, « Double boost effect topology for AC/DC converter with unity power factor », in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, 2008, p. 3199-3205.

- [20] J. W. Kolar, H. Ertl, et F. C. Zach, « Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM (VIENNA) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, 1996, vol. 2, p. 514-523 vol.2.
- [21] J. R. Pinheiro, D. L. R. Vidor, et H. A. Grundling, « Dual output three-level boost power factor correction converter with unbalanced loads », in *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record*, 1996, vol. 1, p. 733-739 vol.1.
- [22] K. Mino, S. Igarashi, et K. Kazuo, « A three-phase AC-DC converter using universal input voltage type PFC circuit and phase-shift controlled DC-DC converters », in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, vol. 3, p. 2117-2124 vol.3.
- [23] D. Floricau, G. Gateau, E. Floricau, et A. Leredde, « Reducing of the average switching frequency using three-level active-SNPC converter », in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, p. 1-7.
- [24] B. Chauchat, « Chargeur de batteries intégré pour véhicule électrique », Engineering Sciences. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 1997. French. <tel-00585314>.
- [25] A. S. Yilmaz, M. Badawi, Y. Sozer, et I. Husain, « A fast battery charger topology for charging of electric vehicles », in *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, 2012, p. 1-5.
- [26] D. C. Erb, O. C. Onar, et A. Khaligh, « Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles », in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, p. 2066-2072.
- [27] N. Wong et M. Kazerani, « A review of bidirectional on-board charger topologies for plugin vehicles », in *2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical Computer Engineering (CCECE)*, 2012, p. 1-6.
- [28] M. Yilmaz et P. T. Krein, « Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles », in *2012 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety (ICVES)*, 2012, p. 346-351.
- [29] M. Yilmaz et P. T. Krein, « Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 5, p. 2151-2169, mai 2013.
- [30] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, et O. Carlson, « Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 2, p. 459-473, févr. 2013.
- [31] A. G. Cocconi, « Combined motor drive and battery charger system », US patent n° 5341075, August 1994.
- [32] Wally E. Rippel, « Integrated traction inverter and battery charger apparatus », Brevet Américain n° 4 920 475 déposé le 7 mars 1988.

- [33] B. Chauchat, M. Brunello, J-P. Ferrieux, Pb. Delbosc, D. Richer, « Système d'alimentation électrique mixte onduleur et convertisseur alternatif-continu », Brevet Européen n° WO 97/08009 déposé le 30 août 1996.
- [34] Norme NF EN 55011, « Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux ».
- [35] Wally E. Rippel, Alan G. Cocconi, « Integrated motor drive and recharge system », US patent n° 5 099 186, 24 mars 1992.
- [36] Hichirosai Oyobe, Toyota (JP), « Power output apparatus and vehicle including the same », US patent n° 7 495 399 B2, Feb. 24, 2009.
- [37] L. De Sousa, B. Silvestre, et B. Bouchez, « A combined multiphase electric drive and fast battery charger for Electric Vehicles », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010, p. 1-6.
- [38] A. Bruyère et al, « A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: Solutions for control in traction mode », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010, p. 1-7.
- [39] S. Lacroix, E. Laboure, et M. Hilairat, « An integrated fast battery charger for Electric Vehicle », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010, p. 1-6.
- [40] S. Lacroix, « Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries », Université Paris Sud - Paris XI, 2013. French. <NNT : 2013PA112074>. <tel-00836751>, 2013.
- [41] Hussein Dogan, « Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents–Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide », Engineering Sciences. Université de Grenoble, 2013. French. <NNT : 2013GRENT039>. <tel-00906668v2>.
- [42] Abdelfatah Kolli, « ANALYSE D'UNE ARCHITECTURE DE PUISSANCE DÉDIÉE AUX MODES TRACTION-RECHARGE DANS UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE. Optimisation de la commande et fonctionnement en mode dégradé », Electronics. Université Paris Sud - Paris XI, 2013. French. <tel-00938394>.
- [43] P. SANDULESCU, « Modélisation et commande d'un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Electrique et Chargeur Forte Puissance pour application automobile. », Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2013. French. <NNT : 2013ENAM0034>. <pastel-00912564>.
- [44] S.-K. Sul et S.-J. Lee, « An integral battery charger for four-wheel drive electric vehicle », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, n° 5, p. 1096-1099, sept. 1995.
- [45] F. Lacressonniere et B. Cassoret, « Converter used as a battery charger and a motor speed controller in an industrial truck », in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, p. 7 pp.-P.7.
- [46] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, et O. Carlson, « An Isolated High-Power Integrated Charger in Electrified-Vehicle Applications », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, n° 9, p. 4115-4126, nov. 2011.

[47] Alakula Mats [SE] and Hoevenaars Erik [NL], Volvo Lastvagnar AB [SE], « Electrical apparatus and method for charging a battery », European Patent n° EP2855192, déposé le 5 juin 2012.

[48] Site internet Ecoverter, « siteeco.free.fr ».

Chapitre 2

Comparaison de topologies de chargeurs de batterie.

Chapitre II	Comparaison de topologies de chargeurs de batterie	49
II.1.	Présentation de l'étude	49
II.2.	Modèles des pertes dans les composants	49
II.2.1.	Technologie retenue	50
II.2.2.	Pertes dans l'IGBT	50
II.2.3.	Pertes dans la diode	51
II.2.4.	Pertes dans les inductances	52
II.3.	Dimensionnement du bus continu	55
II.3.1.	Le pack batterie	55
II.3.2.	Choix du niveau de tension du bus continu	57
II.3.3.	Dimensionnement des IGBTs	60
II.4.	Redresseur MLI à 2 niveaux	61
II.4.1.	Présentation	61
II.4.2.	Commande du redresseur MLI à 2 niveaux	61
II.5.	Redresseur MLI NPC à 3 niveaux	63
II.5.1.	Présentation	63
II.5.2.	Commande du redresseur MLI NPC à 3 niveaux	64
II.6.	Redresseur à diodes triphasé suivi d'un boost entrelacé	69
II.6.1.	Présentation	69
II.6.2.	Etude de la structure entrelacée	70
II.7.	Analyse des spectres des chargeurs étudiés	73
II.7.1.	Harmoniques en basses fréquences	73
II.7.2.	Harmoniques en hautes fréquences	74
II.8.	Estimation de l'efficacité des chargeurs	75
II.8.1.	Rendements des différentes solutions	75
II.8.2.	Répartition des pertes IGBTs et diodes	76
II.9.	Conclusion	77
II.10.	Bibliographie chapitre 2	78

Dans cette partie, nous étudierons trois topologies de chargeurs de batterie, nous présenterons leurs principales caractéristiques. Une analyse harmonique permettra de décrire leur comportement en fréquence. De plus, les contraintes sur les composants magnétiques sont différentes d'une structure à l'autre. Nous verrons alors le volume et les pertes liés aux inductances qui sont mises en jeu pour répondre aux normes. Enfin, nous terminerons cette partie en nous intéressant à l'évolution du rendement sur une plage de puissance donnée.

Chapitre II COMPARAISON DE TOPOLOGIES DE CHARGEURS DE BATTERIE

II.1. Présentation de l'étude

Les chargeurs de batterie sont divers et variés, en effet plusieurs topologies de puissance sont envisageables pour assurer cette fonctionnalité. Bien sûr les avantages et inconvénients sont spécifiques à chaque solution, ce qui rend le choix de la structure plus complexe. Suivant l'application et le cahier des charges fixé, les critères de choix d'une structure peuvent être assez différents d'une situation à une autre. Pour cette raison, nous allons présenter trois topologies triphasées différentes dans cette section. Deux redresseurs à MLI, avec une première solution plutôt classique, en 2 niveaux de tension de sortie, alors que le second redresseur est une structure en multiniveaux NPC (3 niveaux). Nous verrons alors pourquoi cette dernière solution peut être intéressante en termes de performances, mais aussi les raisons pour lesquelles certains industriels préfèrent adopter la solution à 2 niveaux. Ces deux chargeurs de batterie sont réversibles, ce qui offre un panel de fonctionnalités plus varié. Enfin la troisième structure est assez différente, puisqu'elle s'articule autour d'un pont de diodes suivi d'un hacheur élévateur entrelacé. Contrairement aux deux autres, cette dernière topologie n'est pas réversible ; néanmoins elle reste présente sur le marché des chargeurs de batterie et nous étudierons aussi les raisons qui justifient sa présence parmi les autres solutions.

II.2. Modèles des pertes dans les composants

Chaque solution est présentée afin de comprendre leur technique de conversion d'énergie et les lois de commandes sont étudiées pour expliquer les modulations dans chacun des cas. Ensuite, une estimation des pertes est réalisée pour évaluer leurs performances puis une comparaison des différents spectres fréquentiels est aussi établie.

Avant de commencer l'étude, nous allons tout d'abord décrire le modèle des pertes utilisé pour évaluer les solutions de chargeurs retenues. Sont considérées les pertes dans les composants actifs ainsi que celles des composants magnétiques. Les pertes dans les condensateurs sont généralement faibles devant les autres composants et seront négligées. Ces composants passifs ont été dimensionnés pour garantir le respect des normes dans chacun des cas. Les pertes générées par un composant semi-conducteur sont séparées en deux parties : les pertes en conduction lors de l'état passant, puis les pertes en commutation lors des ouvertures et fermetures des composants. Dans nos calculs de pertes nous retiendrons les caractéristiques données par le constructeur pour une température du semi-conducteur de 125°C. La connaissance des pertes permet d'estimer le type et la taille du radiateur nécessaire à l'évacuation de ces pertes. La modélisation des composants peut être très complexe et pointue. D'autres éléments, telles que les inductances et les capacités parasites, qui sont liées aux choix des composants et à la réalisation physique de la maille de commutation, peuvent avoir des conséquences importantes sur la commande, entraîner des surtensions aux moments des commutations, mais aussi provoquer des phénomènes de perturbations conduites ou rayonnées. La présence de forts gradients sur les tensions aux bornes des interrupteurs lors des commutations (dv/dt), est propice aux apparitions de ces phénomènes. D'ailleurs, ils peuvent même réamorcer le composant lors de l'ouverture, à cause de la propagation de la surtension sur l'entrée de commande. C'est pour cela que les constructeurs préconisent des niveaux de tension négatifs pour les ordres d'ouverture afin d'améliorer l'immunité aux perturbations. Les parasites « *électriques* » sont toujours au rendez-vous en électronique de puissance, ils sont traités par la Compatibilité Electromagnétique (CEM) [1]. Des solutions de filtrage et des règles de routage/câblage sont nécessaires pour atténuer ces perturbations

[2], [3]. En générale des condensateurs de type plastique, efficaces en hautes fréquences, sont placés au plus près des transistors afin de réduire ces surtensions. Dans un convertisseur d'électronique de puissance, nous distinguons deux technologies de condensateurs pour le bus continu : les technologies « *film polypropylène ou céramique* », de faibles capacités, plutôt adaptée aux perturbations dues aux commutations, et les technologies « *électrolytiques* », de capacités importantes, utilisées pour les basses fréquences et donc pour le maintien du bus continu.

II.2.1. Technologie retenue

Dans cette partie, le travail s'oriente vers l'étude de trois types de chargeurs de batterie utilisés dans les applications de VE. Ces convertisseurs sont directement reliés à un réseau triphasé 400 V-63 A et peuvent assurer une recharge de la batterie à une puissance de l'ordre de 40 kW. Cette condition implique que les composants actifs soient dimensionnés avec des calibres en tension de 1200 V qui peuvent être réduits pour les topologies en multiniveaux. Pour les applications mettant en jeu de fortes puissances ainsi que des tensions élevées, les IGBTs sont souvent les composants choisis pour assurer la conversion d'énergie souhaitée. Les choix des différents calibres en tension des transistors sont présentés dans la partie II.3.3. Compte tenu du niveau de pertes par commutation de ces composants, la fréquence de découpage est limitée à 20 kHz afin d'éviter le bruit audible.

II.2.2. Pertes dans l'IGBT

Pour notre application, la technologie de composants actifs retenue est l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), il est très répandu dans les convertisseurs mettant en œuvre des grandes valeurs de tension (>600 V) et courant (60 A/cm² à 1000 V). Il se modélise par une mise en cascade d'un MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), avec un transistor bipolaire. Ceci lui permet de bénéficier de l'isolation de la grille grâce au MOSFET, puis des performances du bipolaire pour transiter les fortes puissances. Notons qu'à l'ouverture du MOSFET le courant décroît brusquement, et comme la base du bipolaire n'a plus de référence, un courant de queue ou phénomène de traînage apparaît au sein du composant bipolaire [4].

II.2.2.1. Pertes par conduction IGBT

Les pertes par conduction sont dues à l'état passant du transistor, en particulier à sa résistance dynamique « R_{T0} » et sa chute de tension à l'état passant « V_{T0} ». Comme le montre l'équation (II-1) ci-dessous, pour calculer les pertes par conduction, il est nécessaire d'exprimer préalablement les courants moyen et efficace. Certains constructeurs donnent leur caractéristique statique à 125°C, afin de fournir l'évolution des pertes en fonction du courant véhiculé.

$$P_{cond_IGBT} = R_{T0} \cdot (I_{C_eff})^2 + V_{T0} \cdot I_{C_moy} \quad (II-1)$$

Avec :

- R_{T0} : Résistance dynamique de l'IGBT (Ω),
- V_{T0} : Tension de saturation de l'IGBT (V).

Les expressions analytiques des courants moyen et efficace sont détaillées en 0.

II.2.2.2. Pertes par commutation IGBT

Les pertes par commutation correspondent à l'énergie dissipée lors de l'ouverture et de la fermeture du transistor, respectivement notées E_{TOFF} et E_{TON} . Ces données sont communiquées par les constructeurs par l'intermédiaire de courbes d'évolution de l'énergie totale en fonction du courant commuté « I_S ». Notons que certains constructeurs mentionnent indépendamment E_{TOFF} et E_{TON} . Bien sûr l'énergie totale « E_T » correspond à la somme des énergies d'ouverture et de fermeture. Ensuite, une interpolation de la courbe permet de définir une approximation analytique de ces pertes. La tension de commutation « V_{DC} » est prise en compte dans le calcul par rapport à la tension de test du constructeur, « V_{REF} ». La fréquence de découpage est notée « F_d ».

$$P_{com_IGBT} = F_d \cdot (a_T \cdot I_S^2 + b_T \cdot I_S + c_T) \times \frac{V_{DC}}{V_{REF}} \quad (\text{II-2})$$

Avec a_T , b_T et c_T les coefficients résultant de l'interpolation de la courbe de l'énergie totale de commutation. Il est aussi possible de calculer séparément les énergies de commutation à condition que le constructeur fournisse les données nécessaires.

$$E_{TON} = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot (I_S + I_{RM}) \cdot T_{ON} \quad (\text{II-3})$$

$$E_{TOFF} = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot I_S \cdot T_{OFF} \quad (\text{II-4})$$

Avec :

- I_{RM} : Courant de recouvrement inverse de la diode antiparallèle (A),
- E_{TON} et E_{TOFF} : Respectivement énergies de fermeture et d'ouverture (J),
- T_{ON} et T_{OFF} : Respectivement temps de fermeture et d'ouverture (sec).

II.2.3. Pertes dans la diode

II.2.3.1. Pertes par conduction diode

Pour les pertes par conduction, la diode se comporte de façon similaire à l'IGBT, ainsi la formulation de ces pertes reste inchangée pour le cas d'une diode.

$$P_{cond_diode} = R_{D0} \cdot (I_{D_eff})^2 + V_{D0} \cdot I_{D_moy} \quad (\text{II-5})$$

L'expression des courants est présentée en 0.

II.2.3.2. Pertes par commutation diode

Les pertes par commutation dans une diode « P_{com_diode} » sont liées à l'énergie d'ouverture car les pertes lors de la fermeture sont négligées. En fait, l'ouverture de la diode engendre un courant inverse avant son annulation, ce phénomène est appelé le recouvrement d'une diode. Nous avons vu précédemment que le recouvrement impactait aussi les pertes à la fermeture de l'IGBT. L'énergie de recouvrement d'une diode « Q_{RR} », est déterminée par la caractéristique d'évolution de l'énergie de recouvrement en fonction de la pente du courant qui est coupé (dI/dt).

$$P_{com_diode} = V_{DC} \cdot Q_{RR} \cdot F_d \quad (\text{II-6})$$

Les pertes peuvent aussi être calculées grâce à la relation suivante :

$$P_{com_diode} = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot I_{RM} \cdot t_{RR} \cdot F_d \quad (\text{II-7})$$

Enfin, cette partie montre que pour définir les pertes dans un composant de manière correcte, il est indispensable de s'appuyer sur les données fournies par le constructeur. Le plus souvent l'interpolation des courbes permet d'établir une estimation de l'évolution des énergies de commutation en fonction du courant commuté.

II.2.4. Pertes dans les inductances

Les pertes dans les inductances s'ajoutent en plus des pertes engendrées par les semi-conducteurs. Nous distinguons deux types de pertes, la première catégorie est due aux bobinages, alors que la seconde partie correspond à la nature du circuit magnétique utilisé. Nous parlons respectivement des pertes cuivre et des pertes fer (hystérésis et courants de Foucault).

Les pertes cuivre se divisent en deux parties, une partie statique appelée « pertes propres », correspondant à la résistance du bobinage à la fréquence nulle, puis les pertes dynamiques dues à l'évolution de la résistance avec la fréquence, phénomène lié à l'effet de peau et aux pertes par proximité. Celles-ci sont issues de la présence d'un champ magnétique dans les conducteurs qui a pour conséquence des courants induits de Foucault, donc des pertes joules supplémentaires. Plusieurs méthodes analytiques sont possibles pour calculer ces pertes, nous nous baserons sur le modèle de Dowell [5], [6].

Les pertes par hystérésis sont dues au champ magnétique produit par l'alimentation du bobinage. Nous retrouvons aussi des pertes par courant de Foucault dans le circuit magnétique. Dans notre cas, nous avons retenu des noyaux magnétiques toriques en poudre de fer/silicium (alliage de fer et silicium), nous expliquerons ci-dessous les raisons de ce choix. Ce matériau est composé de poudre de fer/silicium moulée sous pression et agglomérée grâce à un liant organique. Ces particules sont isolées entre elles par un oxyde, ce qui réduit considérablement les pertes par courant de Foucault. L'espace entre les particules donne naissance à de petits entrefers, nous parlons alors de noyaux à entrefers distribués. Cette famille de pertes est très liée à la fréquence du champ magnétique, ainsi qu'à la valeur de l'induction magnétique maximale dans le circuit. En générale les constructeurs fournissent les courbes de pertes volumiques, en leur associant une formule analytique basée sur l'approximation de Steinmetz. Ainsi les pertes par hystérésis peuvent être estimées grâce au document de données constructeur.

Dans notre étude, les inductances utilisées permettent de filtrer les harmoniques de courant HF dus au découpage des convertisseurs. Cette donnée est très importante pour le choix du matériau magnétique, en effet pour les fonctions de filtrage, les matériaux retenus doivent présenter des faibles perméabilités. Ce qui permet alors le stockage de l'énergie engendrée par les harmoniques atténués. Les tores en poudre de fer sont très adaptés car les entrefers distribués emmagasinent cette énergie. De plus ces matériaux offrent des valeurs d'inductions importantes, ce qui permet de s'éloigner de la saturation magnétiques du noyau. En revanche pour les transformateurs, les matériaux doivent au contraire présenter de fortes perméabilités, afin de ne pas déformer le signal issu de l'enroulement

primaire (tôles de fer/silicium). Nous avons retenu les tores magnétiques de « Changsung Corporation » de type Mega Flux (poudre de Fe-Si). Cette technologie de matériau sature à 1,6 T et présente des valeurs de perméabilités relatives allant de 26 à 90. Pour les trois topologies de convertisseur étudiées, nous appliquerons la même démarche pour le dimensionnement de l'inductance en vue du calcul des pertes.

1) Choix d'un circuit magnétique par la méthode du produit des aires [4] :

$$A_i = S_b \times S_f = \frac{K_b \times L \times I_{max} \times I_{eff}}{J \times B_{max}} \quad (\text{II-8})$$

Avec :

- A_i : Produit des aires [m^4],
- S_b : Surface de bobinage effective disponible [m^2],
- S_f : Section magnétique effective [m^2],
- K_b : Coefficient de bobinage,
- L : Inductance [H],
- I_{max}, I_{eff} : Courant maximal et efficace [A],
- J : Densité de courant [A/m^2],
- B_{max} : Induction magnétique maximale [T].

Le coefficient K_b prend en compte l'espace perdu entre les parties actives du bobinage,

$$K_b = \frac{S_b}{N \times S_{cu}} \quad (\text{II-9})$$

Avec :

- N : Le nombre de spires,
- S_{cu} : Section active d'un conducteur [m^2].

On choisit ensuite le premier circuit magnétique présentant un produit des aires supérieur au produit calculé avec l'expression 2-8. Puis grâce au document constructeur, connaissant la valeur de l'inductance, nous déterminons le nombre de spires et le nombre d'ampères/tour (tableau fourni dans la documentation technique). La formule ci-dessous permet de vérifier que le noyau n'est pas saturé pour ces conditions, sinon il est nécessaire de changer de circuit magnétique.

$$B_{max} = \frac{L \times I_{max}}{N \times S_f} \quad (\text{II-10})$$

2) Calcul de l'ondulation de courant HF maximale pour déterminer le courant HF efficace.

L'amplitude du courant HF correspond alors à la moitié de l'ondulation maximale, puis sa forme étant triangulaire, il suffit de la diviser par racine de 3 pour obtenir sa valeur efficace.

- Pour le montage boost l'amplitude de l'ondulation de courant est constante :

$$I_{eff_HF} = \frac{\Delta I_{HF_max}}{2\sqrt{3}} \quad (\text{II-11})$$

- Pour les redresseurs à MLI l'amplitude de l'ondulation est modulée en BF :

$$I_{eff_HF} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\Delta i(\theta)}{2\sqrt{3}} \right)^2 d\theta} \quad (\text{II-12})$$

3) Calcul des inductions maximales BF et HF.

En repartant de la relation (II-10), nous pouvons déterminer l'induction maximale à la fréquence du réseau et à la fréquence de découpage, il suffit de prendre le courant correspondant à chaque cas (I_{eff} à 50 Hz et I_{eff} à 20 kHz). Bien sûr, il faut vérifier à nouveau que l'induction de saturation n'est pas atteinte pour les deux cas. Pour le chargeur avec PD3 suivi du boost entrelacé, le fondamental est continu (fréquence nulle) et non pas à 50 Hz.

4) Calcul des pertes par hystérésis par l'approximation de Steinmetz fournie.

L'approximation de Steinmetz est une formule empirique qui donne les pertes fer volumiques et nous supposons ces pertes acceptables jusqu'à 500 mW/cm³ pour un refroidissement à convection naturelle, sinon il sera nécessaire de changer le circuit magnétique. La relation ci-dessous représente l'évolution des pertes fer volumiques en fonction de la fréquence et de l'induction maximale dans le matériau (pertes par hystérésis et par courant de Foucault).

$$P_v = k \times F^\alpha \times B_{max}^\beta \quad (\text{II-13})$$

Avec :

- P_v : Pertes fer volumiques [mW/cm³],
- k : Constante liée à la nature du circuit magnétique,
- F : Fréquence de fonctionnement [kHz],
- B_{max} : Induction maximale dans le matériau [T],
- α, β : Constantes issues de l'interpolation des mesures.

5) Choix des conducteurs et calcul des pertes cuivre

Dans notre étude, nous avons retenu une puissance de recharge de 40 kW, soit un courant efficace de 58 A. La méthode de calcul des pertes étant présentée, nous allons détailler le dimensionnement des inductances dans chacun des trois convertisseurs. Les valeurs des inductances ont été fixées de manière à satisfaire la norme HF (NF EN 55011 [7]). Ensuite, les pertes cuivre sont déterminées en appliquant le modèle de Dowell [6].

- **Redresseur MLI à 2 niveaux**

Nous avons choisi d'assembler deux circuits magnétiques CK 610 60 (perméabilité relative de 60), avec 43 spires pour une valeur d'inductance de 350 µH. Dans cette topologie, chaque inductance est contrainte à acheminer le courant d'une phase, soit 58 A efficace. En choisissant deux conducteurs

pleins de section 6 mm² mis en parallèle, nous obtenons une densité de courant de 4,8 A/mm² par conducteur, ce qui correspond également à environ 500 mW/cm³ dans le cuivre.

- **Redresseur MLI NPC à 3 niveaux**

Un circuit magnétique de type CK 610 26 (perméabilité relative de 26), avec 47 spires pour une valeur d'inductance de 180 µH. Comme pour le redresseur MLI à 2 niveaux, le courant dans une inductance est le même que celui dans une phase, ainsi nous utilisons deux fils de 6 mm² que l'on met en parallèle.

- **Chargeur avec PD3 + Boost entrelacé**

Un circuit magnétique CK 610 26 (perméabilité relative de 26), avec 65 spires pour une valeur d'inductance de 350µH. Pour cette configuration, le courant dans une phase du réseau est toujours de 58 A efficace. Cependant, il est différent du courant dans une inductance, ce dernier correspond à une valeur de 25 A en continu. Nous retenons ici un seul conducteur de 6 mm², correspondant à une densité de courant de 4,2 A/mm². Les inductances sont placées après le pont de diodes et chacune véhicule le tiers du courant en sortie du redresseur à diodes. Dans ce cas, il faut veiller à prendre en compte l'induction continue afin de ne pas saturer le matériau magnétique (vérifier que $B_{DC} + B_{HF} < B_{SAT}$).

L'inductance du redresseur MLI à 2 niveaux est la plus volumineuse des trois cas, le redresseur MLI NPC à 3 niveaux nécessite une inductance plus faible d'un rapport 2. Concernant le chargeur PD3 suivi du boost entrelacé, la valeur de l'inductance est la même, par contre le courant est de plus faible valeur. Ce dernier point justifie bien le gain en volume sur le circuit magnétique utilisé. Le tableau ci-dessous résume l'ensemble du volume et des pertes pour le circuit magnétique de chacun des cas (triphase).

	Redresseur 2 niveaux	Redresseur NPC 3 niveaux	Chargeur PD3 + Boost
L [µH]	350	180	350
Volume [cm³]	316,8	158,4	158,4
Pertes [W]	227,4	119,9	91,4

Tableau II-1 : Résumé du volume et des pertes pour les trois cas étudiés.

Le redresseur à MLI à 2 niveaux présente les contraintes de volume et de pertes les moins intéressantes. En effet, il nécessite des composants magnétiques deux fois plus volumineux que les autres topologies. On remarque aussi que le chargeur unidirectionnel (PD3+boost) est le plus efficace en termes de pertes générées.

II.3. Dimensionnement du bus continu

II.3.1. Le pack batterie

Pour les applications de traction électrique, l'énergie embarquée au sein du véhicule est très importante pour assurer son autonomie et ses performances. Aujourd'hui, plusieurs technologies sont présentes sur ce marché, la batterie Lithium Fer Phosphate (LFP ou LiFePO₄) est devenue la technologie d'accumulateur la plus présente dans le domaine du VE. Ces batteries permettent

d'améliorer les performances des VE, en proposant une densité d'énergie embarquée (rapport énergie/masse) beaucoup plus intéressante que les autres technologies (de 150 Wh/kg à 200 Wh/kg, soit 6 fois plus que le plomb) [8]. De plus, elles présentent une faible autodécharge et elles ne sont pas impactées par l'effet mémoire. Elles supportent également des cycles de charges/décharges rapides. En revanche, elles nécessitent des circuits de protection afin de respecter leur plage de tension, puis de régulation pour assurer l'équilibrage de l'énergie (Battery Management System « BMS ») [9], [10]. Plusieurs types de recharges sont envisagés, sur réseaux monophasés ou triphasés, mais aussi en courant continu. Enfin, aujourd'hui l'autonomie de ces batteries reste assez faible, ce qui freine encore la pénétration du VE dans le marché de l'automobile. Un pack batterie est réalisé par association série-parallèle de cellules permettant d'atteindre les niveaux de tension et courant demandés pour l'alimentation de l'application considérée.

Nous retenons une technologie d'accumulateur LiFePO_4 , dont la tension nominale d'un élément est de 3,2 V avec une tension de fin de charge de 3,4 V, les surcharges étant dévastatrices pour ce type de cellules. Les tensions de recharges élevées diminuent directement le nombre de cycles de recharge de la cellule. Leur tension minimale de décharge est limitée à 3 V, sachant qu'en dessous de 2,5 V la cellule est très endommagée. Cette sensibilité sur les tensions d'une cellule prouve que la mise en série de ces éléments est délicate, la présence du module de gestion BMS est indispensable pour optimiser la durée de vie des cellules. La Figure II-1 représente la caractéristique en tension d'une cellule LiFePO_4 pour différents courants de décharge. Elle met en évidence la plage de tension que le régulateur doit respecter afin de ne pas dégrader la cellule prématurément. Les zones en dehors des plateaux ne sont pas intéressantes pour optimiser le nombre de cycle d'une cellule, il est donc préférable de prévoir une marge en tension pour ne pas se rapprocher des points extrêmes de la cellule.

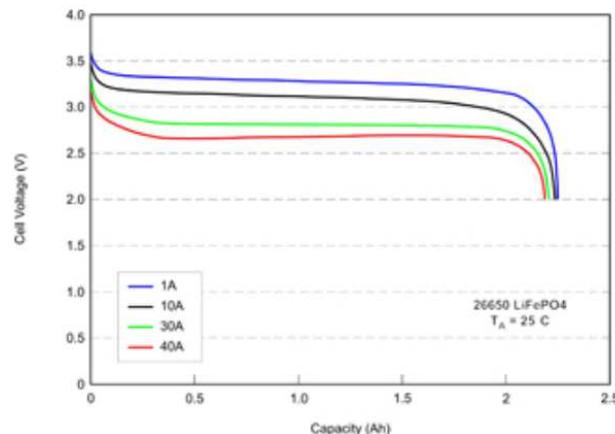


Figure II-1 : Evolution de la tension aux bornes d'une cellule LiFePO_4 en fonction de la charge stockée pour différents courants de décharge [10].

Une fois la technologie des éléments de l'accumulateur choisie, il reste à trouver le nombre de cellules à mettre en place, puis trouver une association répondant au besoin en puissance de l'application. Les deux paramètres à prendre en compte sont le niveau de tension pour connaître le nombre de cellules mises en série, puis le courant de sortie correspondant quant à lui au nombre de mises en parallèle de cellules en série. Plusieurs solutions sont envisagées pour la composition d'un pack batterie, l'illustration en Figure II-2a met en évidence une solution en Li-ion conçue par Saft, où la connexion entre les différents éléments est réalisée par un système de busbar (Figure II-2b).



Figure II-2 : Solution Saft : (a) Exemple d'assemblage de cellule Li-ion, (b) Interconnexion de cellules par busbar, [11].

La Figure II-3 ci-dessous montre un exemple de pack batterie li-ion de forte puissance, « Ion'Drive® 630V » fabriqué par la société Saft [11]. Ce module est destiné au VE nécessitant une puissance embarquée importante, comme pour le cas des camions ou même les bus. Cette batterie peut fournir l'énergie nécessaire pour assurer un parcours de bus, ce qui permet de réaliser une recharge par jour. Ces applications exigent des tensions qui sont conséquentes, avec 630V pour l'exemple du module présenté, souvent cela est dû aux tensions nominales des charges pilotées (moteurs électriques).

Dans la partie suivante, nous verrons les avantages apportés par l'utilisation d'une tension élevée pour le bus continu.



Figure II-3 : Exemple du système de batterie Ion'Drive® 630V produit par Saft [11].

II.3.2. Choix du niveau de tension du bus continu

Le niveau de tension du bus continu est une donnée très importante pour le bon fonctionnement d'une topologie de puissance. En effet, pour l'onduleur à MLI l'amplitude de la sinusoïde de sortie dépend directement de la tension continue (Figure II-4). Elle intervient au niveau de la profondeur de modulation, qui est l'amplitude de la modulante sinusoïdale appliquée à un onduleur MLI. L'équation (II-14) ci-dessous donne l'expression du rapport cyclique pour obtenir une tension de sortie sinusoïdale en basse fréquence.

Ce rapport cyclique étant toujours compris entre 0 et 1, pour les charges nécessitant des tensions d'alimentations importantes, il est indispensable d'augmenter V_{DC} afin d'obtenir des valeurs de V_{s_max} plus élevées.

$$\alpha(\theta) = \frac{1 + \left(\frac{V_{s_max}}{V_{DC}/2} \right) \sin\theta}{2} \quad (\text{II-14})$$

Nous noterons la profondeur de modulation « r » :

$$r = \frac{V_{s_max}}{V_{DC}/2} \quad (\text{II-15})$$

La Figure II-4 ci-dessous montre l'évolution de la tension de sortie instantanée d'un onduleur en demi-pont, ainsi que sa valeur moyenne sinusoïdale.

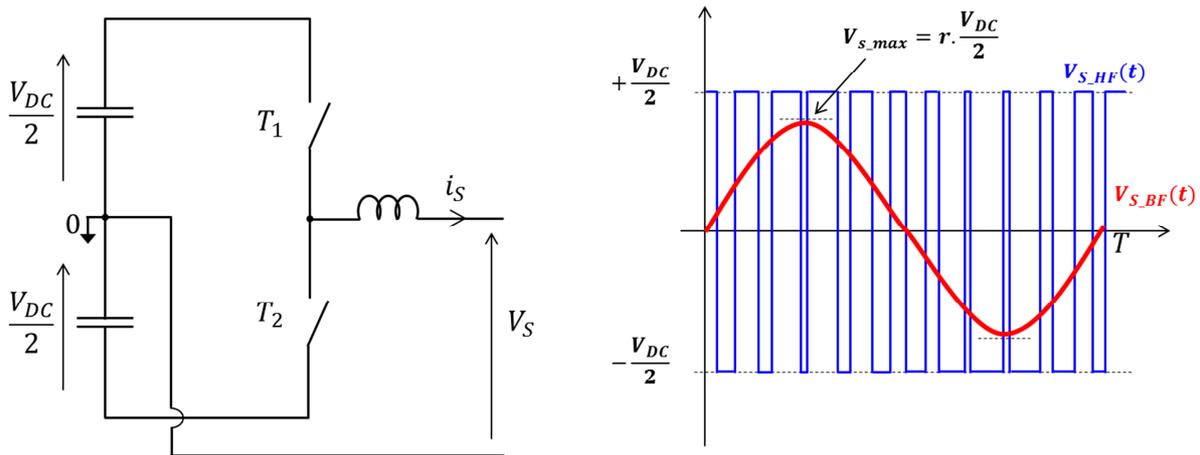


Figure II-4 : Structure de puissance de l'onduleur à MLI à 2 niveaux en demi-pont, ainsi que l'évolution de sa tension de sortie.

Ces topologies sont réversibles, ce qui explique qu'elles peuvent être amenées à fonctionner en tant que redresseurs à MLI connectés au réseau électrique. Une condition sur la tension minimale du bus continu permet de garantir que le convertisseur est bien commandé en MLI [12]. Pour ce cas, si la tension du bus continu est trop basse, le convertisseur fonctionne en pont de diode en utilisant les diodes antiparallèles de transistors. Tout d'abord nous allons raisonner pour une topologie en demi-pont, en considérant un point neutre fictif. La tension de sortie varie entre $\pm V_{DC}/2$, puis sa valeur efficace « V_{s_eff} » peut s'écrire en fonction de la tension continue « V_{DC} » et la profondeur de modulation « r » peut s'écrire de la manière suivante :

$$V_{s_eff} = r \frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{II-16})$$

Dans le cas d'une topologie de redresseur triphasé raccordé à un réseau triphasé de tensions 230/400V, la tension alternative à prendre en compte est la tension composée. Pour assurer que le redresseur reste contrôlé à tout moment, il faut que la tension du bus continu soit toujours supérieure à la tension en entrée du redresseur. Pour une structure triphasée, c'est la tension entre deux phases qu'il faut prendre en considération. Il suffit alors de se référer à l'expression de la tension crête composée. La topologie triphasée correspond à trois bras fonctionnant de manière décalée, ainsi par analogie, la tension simple d'un bras du redresseur triphasé correspond à la tension d'un redresseur en demi-pont. Il suffit alors de multiplier la relation (II-16) par un facteur $\sqrt{3}$ pour associer les tensions côtés continu et alternatif. Ainsi nous pouvons fixer la tension minimale du bus continu nécessaire pour obtenir la tension alternative souhaitée :

$$V_{DC} \geq \frac{2\sqrt{2}}{r\sqrt{3}} \times U_{s_eff} \quad (\text{II-17})$$

Nous considérons $r_{max}=0,95$ pour le dimensionnement du bus continu, car en pratique la profondeur de modulation n'est jamais égale à 1. Cependant, il est judicieux de prévoir une marge de dimensionnement car plusieurs paramètres peuvent influencer la valeur de la tension du réseau de distribution. Cela peut entraîner des fluctuations de tension qui viennent perturber le montage. Ces variations de tensions sont normalisées ; en Europe c'est la norme EN 50160 qui régit ces règles de variations de tension du réseau de distribution [13]. Le réseau présente des fluctuations variant de $\pm 10\% U_n$ [14]. La valeur efficace de la tension composée à considérer est donc supérieure avec un rapport de 10%. En introduisant cette nouvelle donnée, la condition sur la tension continue minimale devient :

$$V_{DC} \geq \frac{2\sqrt{2}}{r\sqrt{3}} \times 1,1 U_{s_eff} \quad (\text{II-18})$$

Afin d'être certain de respecter cette dernière condition sur les tensions à tout instant, il est intéressant de prendre en compte les chutes de tension introduites lors de chaque commutation. Dans un montage électronique, les conducteurs, les composants actifs et passifs produisent des chutes de tension lorsqu'ils sont traversés par un courant. Nous allons représenter ce phénomène sous forme de pertes « série » au niveau du côté continu (Figure II-5), la résistance $R_{P_série}$ modélise ces pertes. En fixant le rendement minimal d'un convertisseur à 94% (soit 6% de pertes avec une puissance de 40 kW), nous pourrions alors estimer la chute de tension correspondante.

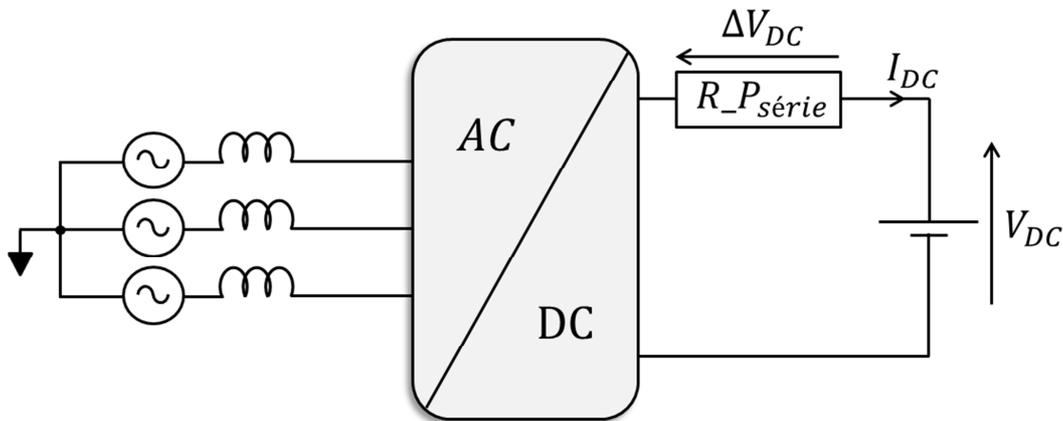


Figure II-5 : Représentation des pertes série pour estimer la chute de tension dans le convertisseur.

Nous exprimons tout d'abord la puissance dissipée par les pertes série :

$$P_{série} = 0,06 * 40.10^3 = 2400W \quad (\text{II-19})$$

Ensuite, la chute de tension engendrée est directement déduite grâce au courant de charge. Nous prenons en compte une tension batterie de 800 V, ce qui donne un courant de 50 A pour une charge à 40 kW :

$$\Delta V_{DC} = \frac{P_{serie}}{I_{DC}} = 48V \quad (II-20)$$

La considération de cette chute de tension permet de prendre une marge supplémentaire pour le choix de la tension du bus continu. En tenant compte des différents paramètres présentés, la tension au côté continu peut se déterminer en associant les conditions (II-18) et (II-20) :

$$V_{DC} \geq \frac{2\sqrt{2}}{r\sqrt{3}} \times 1,1 U_{s_eff} + \Delta V_{DC} \quad (II-21)$$

Le dimensionnement du bus continu du redresseur triphasé à MLI conduit à une valeur de tension minimale de $V_{DC} \geq 804V$, cette valeur permet de garantir que le convertisseur reste contrôlé et ne fonctionnera donc pas en redresseur à diodes. Une fois que la tension minimale continue est fixée, il faut ensuite composer un pack batterie, qui consiste à assembler des cellules pour répondre au besoin en énergie du convertisseur. Pour cette étude, nous nous limiterons au dimensionnement en tension de la batterie, soit au nombre d'éléments mis en série. Le nombre de branches en parallèle correspond au dimensionnement en courant de la batterie. Connaissant la tension minimale du pack batterie (804V), le nombre de cellules LiFePO₄ est facilement calculé :

$$Nb_{cell} = \frac{V_{DC_min}}{V_{cell_min}} = \frac{804}{3} = 268 \quad (II-22)$$

Le nombre de cellules LiFePO₄ nécessaires pour remplir les conditions de notre étude est de 268. En repartant de la tension de fin de charge d'une cellule, il est possible de définir la tension de fin charge du pack. Ainsi nous arrivons à une tension maximale du pack batterie de 911 V. Nous avons vu précédemment qu'avec cette plage de tension chaque batterie est régulée de manière à fonctionner proche du plateau de sa tension nominale (Figure II-1). Pour le bus continu, la tension nominale est définie pour le point nominal d'un élément de batterie, ce qui amène à une tension de bus continu de 857 V pour ces conditions, nous prendrons 800 V pour la suite de l'étude (niveau de charge batterie minimal).

II.3.3. Dimensionnement des IGBTs

Le travail sur la composition d'un pack batterie a permis de définir le niveau de tension du bus continu, ainsi les tensions mises en jeu aux bornes des interrupteurs sont possibles à déterminer. Bien sûr, toutes les topologies ne présentent pas les mêmes contraintes en tension pour les interrupteurs de puissance. Pour une topologie de convertisseur à 2 niveaux, le dimensionnement en tension se fait par rapport à la totalité du bus continu. Les topologies en multiniveaux sont intéressantes pour répartir le bus continu et réduire les contraintes en tension sur les interrupteurs. De ce fait, le choix des calibres en tension des transistors sera spécifique au nombre de niveaux. Pour le cas d'une structure NPC à 3 niveaux, le bus continu est réparti sur deux condensateurs. Aussi, grâce aux diodes de clamping, chaque interrupteur est soumis à la moitié de la tension du bus continu.

Pour le dimensionnement des IGBTs, il est conseillé de prévoir une marge en tension d'environ 50% ($U_{calibre} = 1,5 * V_{CE}$). Dans notre cas ce pourcentage est réduit à 24% pour la tension de bus maximale (911 V), ce qui impose un câblage de bonne qualité ainsi que l'utilisation de condensateurs de découplage. Cette marge permet en particulier de prendre en compte les surtensions

présentes lors des commutations des interrupteurs, mais elle permet aussi de prendre en compte les surtensions lors des phases de freinage régénératifs, ainsi que les freinages anormaux si la batterie se déconnecte pendant le freinage. Ce phénomène justifie tout à fait l'utilité de découpler au plus proche des cellules de commutation afin de réduire aussi les inductances parasites dues au câblage. Nous dimensionnons les IGBTs pour la tension de bus continu maximale, soit 911 V . Ainsi pour la topologie à 2 niveaux nous retenons un calibre en tension de 1200 V pour les IGBTs, alors que pour la structure NPC à 3 niveaux des calibres de 600 V sont suffisants.

II.4. Redresseur MLI à 2 niveaux

II.4.1. Présentation

Le redresseur MLI triphasé à 2 niveaux est la structure de chargeur la plus connue. En effet, elle ne comporte que six interrupteurs actifs, ce qui rend sa commande simple et robuste (Figure II-6). Le redresseur est relié au réseau au niveau de chacune des phases, puis le côté continu est quant à lui connecté à la batterie du véhicule à recharger. De plus, ce montage est réversible en puissance ce qui permet d'envisager des services réseaux, comme la fourniture de puissance active (V2G).

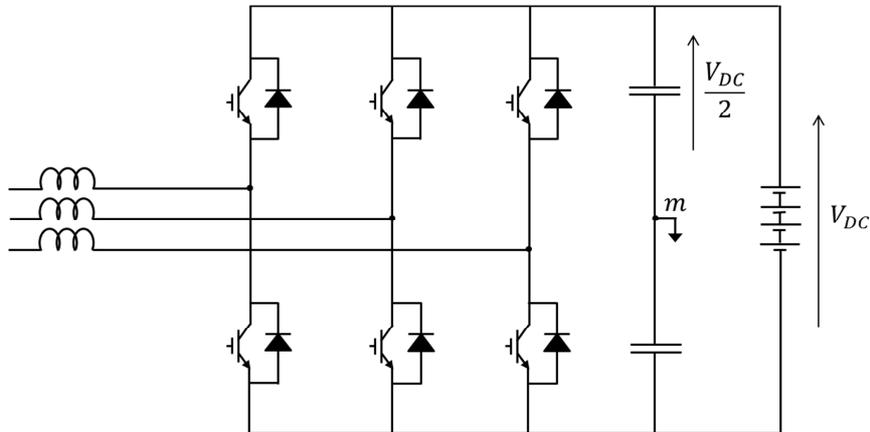


Figure II-6 : Redresseur MLI triphasé à 2 niveaux.

II.4.2. Commande du redresseur MLI à 2 niveaux

Plusieurs logiques de commande sont envisageables pour cette topologie. La Figure II-7 met en évidence le principe de la commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) intersective. Cette commande consiste à comparer une modulante basse fréquence avec une porteuse haute fréquence. Pour la majorité des modulations, la porteuse est de nature triangulaire, soit en « double rampe » ou sinon en « dents de scie ».

Dans le cas du redresseur à MLI triphasé, les modulantes sont déphasées de 120° . La Figure II-7 retrace les différents signaux pour une modulation à MLI dans le cas d'une topologie triphasée avec une charge couplée en étoile. La tension composée est en trois niveaux, elle découle directement de la différence des tensions MLI en sortie des phases 1 et 2. Le doublement de fréquence est visible sur les tensions composées et simples.

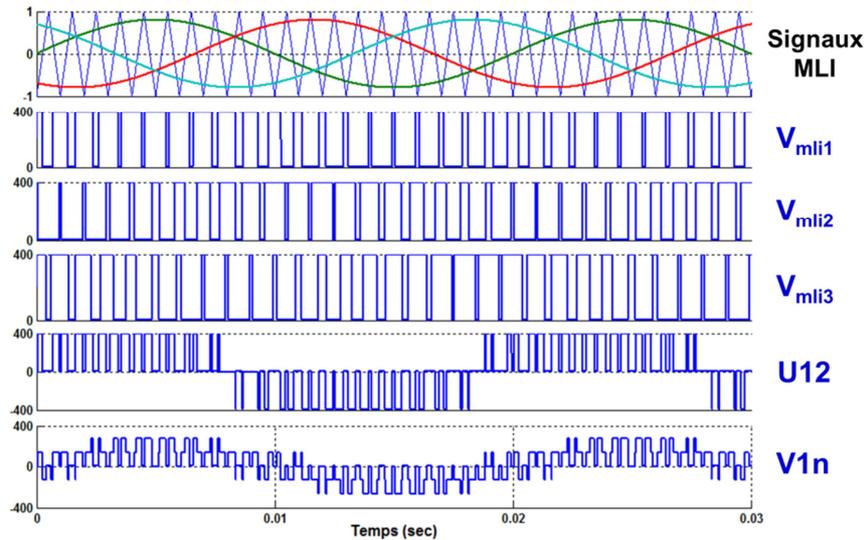


Figure II-7 : Signaux obtenus pour une modulation à MLI pour une structure triphasée.

Le redresseur de tension permet de convertir un signal alternatif en continu, tout en contrôlant son amplitude. La Figure II-8 décrit le modèle équivalent, pour les termes fondamentaux, d'un bras redresseur. En effet, la modélisation adoptée ne prend pas en compte le découpage, mais ceci est suffisant pour exprimer la loi de commande à l'échelle de la basse fréquence. Les deux sources de tension sont associées par l'intermédiaire de l'inductance d'entrée, qui joue le rôle de source de courant. La mise en équation du système devient alors plus simple, elle se limite à la loi des mailles en entrée afin de relier les différents paramètres régissant le système. Soit « V_t » la tension injectée à l'entrée du redresseur à MLI, celle-ci peut s'exprimer à l'échelle des basses fréquences, en fonction du rapport cyclique et de la tension du bus continu.

$$V_t(\theta) = (2.\alpha(\theta) - 1) \times \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{II-23})$$

Avec $\theta = \omega t$.

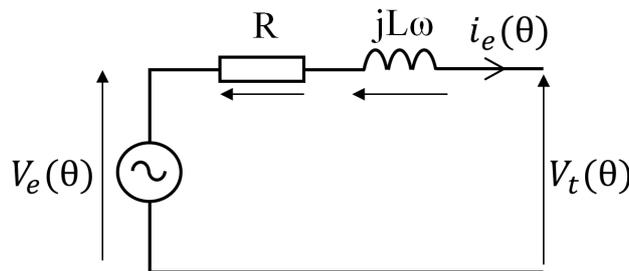


Figure II-8 : Modèle équivalent par phase du redresseur MLI (au fondamental).

Cette représentation du redresseur à MLI montre que la modulation de la tension du redresseur est à l'origine de l'évolution du courant. Ce qui sous-entend que le contrôle du courant se fait en agissant sur la modulation de tension. Dans une approche en basse fréquence, la modulation se résume au fondamental de la tension, c'est donc l'évolution de la tension sinusoïdale qui permet d'obtenir un courant sinusoïdal. Par contre, il est nécessaire de prendre en compte la présence de la tension du réseau, ce contrôle sera présenté dans la section III.4.3. La résistance du conducteur est négligée dans cette démonstration. L'expression du rapport cyclique (II-25) met en évidence les grandeurs physiques

présentes au sein du circuit, à savoir le courant d'entrée « i_e », ainsi que la profondeur de modulation « r » définie par la relation (II-24).

$$r = \frac{2V_{e_max}}{V_{DC}} \quad (II-24)$$

$$\alpha(t) = \frac{1 + r \cdot \sin(\omega t) - \frac{2I_{e_max}}{V_{DC}} [R \cdot \sin(\omega t) + L\omega \cdot \cos(\omega t)]}{2} \quad (II-25)$$

Avec $0 \leq \alpha(t) \leq 1$

En pratique, le second terme est très souvent négligé car il est faible et influe peu sur la modulation. Pour le vérifier, il suffit de comparer les deux termes du numérateur. Soit un redresseur MLI triphasé d'une puissance de 5 kW, pour un courant absorbé crête de 10,2 A, et l'inductance d'entrée de $5mH-0,2\Omega$ afin d'assurer une ondulation haute fréquence de $20\%(I_{e_max})$. Nous considérons le second terme maximal pour $\cos(\omega t)=1$, dans ces conditions il représente à peine 5% de la profondeur de modulation « r ». La relation (II-26) met en évidence le fait que ce terme est négligeable face à la profondeur de modulation.

$$\left(\frac{2I_{e_max}}{V_{DC}} [R \cdot \sin(\omega t) + L\omega \cdot \cos(\omega t)] \right)_{MAX} = 0,05 \cdot r \quad (II-26)$$

Ainsi, avec cette modulation sinusoïdale, la tension d'entrée au fondamental est l'image de la modulante. Ensuite le réglage de la puissance se fait directement par l'amplitude de la profondeur de modulation « r ». Le dimensionnement de la valeur de l'inductance est très important, car il fixe la chute de tension due à la réactance. Ce paramètre limite le courant maximal absorbé, donc indirectement la puissance convertie.

II.5. Redresseur MLI NPC à 3 niveaux

II.5.1. Présentation

Les convertisseurs multiniveaux se sont développés fortement grâce au domaine des fortes puissances. En effet, la puissance embarquée est directement liée au courant fourni par la source continue mais aussi par sa tension. Les tensions utilisées sont donc plus importantes, alors que d'un autre côté, les tenues en tension des semi-conducteurs se limitent à quelques kV [15]. Le principe des structures multiniveaux est de répartir le bus continu afin de réduire les tensions aux bornes des interrupteurs [16], [17]. Des condensateurs connectés en série jouent le rôle de pont diviseur de tension. La répartition de la tension doit être équilibrée sur l'ensemble des condensateurs, soit de manière passive, soit active. Le déséquilibre est surtout dû à la basse fréquence introduite par l'absorption sinusoïdale [18], [19].

De plus, la tension découpée en entrée des redresseurs multiniveaux est composée de paliers, ce qui permet de se rapprocher d'un signal sinusoïdal. Ce phénomène impacte majoritairement le spectre fréquentiel de la tension, qui se retrouve moins chargé en harmoniques. En conséquence, les contraintes en filtrage sont atténuées [20], ce qui permet de réduire la taille du filtre inductif nécessaire

au respect de la norme en vigueur. Bien sûr, ces derniers sont fortement coupables du volume global de la structure de puissance, leur réduction soulage intensément la masse et le coût des convertisseurs de puissance.

La structure NPC (*Neutral Point Clamped ou avec neutre clampé*), est la plus répandue pour cette catégorie (Figure II-9). Les diodes de clamping sont reliées au point milieu capacitif afin d'offrir plus de configurations de charge et décharge des condensateurs, et cela lorsque le niveau de tension en entrée du redresseur est nul. Elles assurent aussi la protection en tension des interrupteurs (à la moitié du bus DC). De toute évidence, ces structures sont réversibles en puissance, elles permettent donc d'assurer des services réseaux.

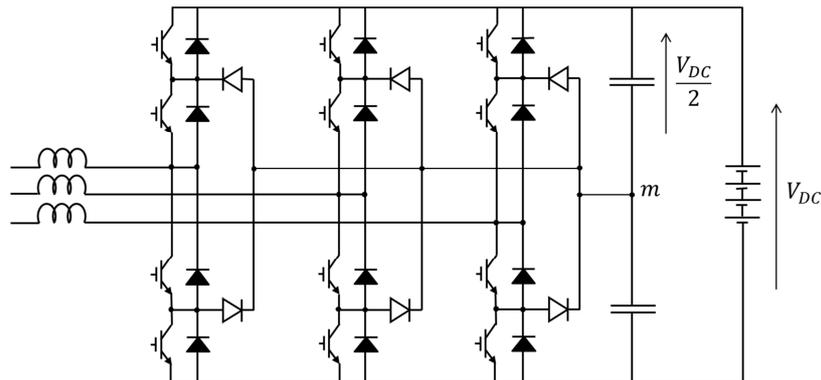


Figure II-9 : Redresseur MLI NPC triphasé à 3 niveaux.

En contrepartie, cette topologie nécessite un plus grand nombre de semi-conducteurs, à savoir quatre transistors et deux diodes de clamping par bras de redresseur NPC à 3 niveaux, mais avec des calibres en tension réduits par deux pour le cas d'une structure à 3 niveaux. Ce dispositif engendre forcément une commande plus conséquente que pour un redresseur à 2 niveaux, avec en plus la gestion des fluctuations du point milieu capacitif « m » à prévoir.

II.5.2. Commande du redresseur MLI NPC à 3 niveaux

Pour les structures multiniveaux, ils existent plusieurs solutions pour générer les signaux issus de la MLI [12], [21], [22]. Le principe des basé sur la même méthode que celle en MLI 2 niveaux. Pour le NPC à 3 niveaux l'utilisation de deux porteuses est la solution la plus sollicitée. Elle permet de réaliser la comparaison avec la modulante en deux temps, chaque paire d'interrupteurs est commandée sur une demi-période (Figure II-10). De manière plus générale, le nombre de porteuses correspond au nombre de condensateurs sur le bus continu, soit « $n-1$ », « n » étant le nombre de niveaux. Pour notre cas, une première porteuse variant de 0 à 1 est comparée avec l'alternance positive de la modulante (T_1-T_3). Puis la seconde varie de -1 à 0 afin de prendre compte l'alternance négative de la modulante (T_2-T_4). L'offset entre les deux porteuses permet de couvrir la totalité de la modulante, cette technique est appelée commande à décalage de niveaux, ou **LS-PWM** (Level Shift Pulse Width Modulation). Le second paramètre exploité est le déphasage entre les porteuses, approche connue sous la dénomination décalage de phase ou **PS-PWM** (Phase Shift Pulse Width Modulation). Les deux techniques suivantes s'appuient sur les principes de LS-PWM et PS-PWM, elles sont les plus répandues.

- En Figure II-10b, la Phase Disposition PWM (**PD-PWM**), elle consiste à garder en phase les porteuses, mais qui sont décalées en amplitude par un offset (LS-PWM).

- En Figure II-10c, la Phase Opposition Disposition PWM (**POD-PWM**) est basée sur le même principe que la précédente, sauf qu'elle introduit un déphasage de 180° entre les porteuses (PS-PWM).

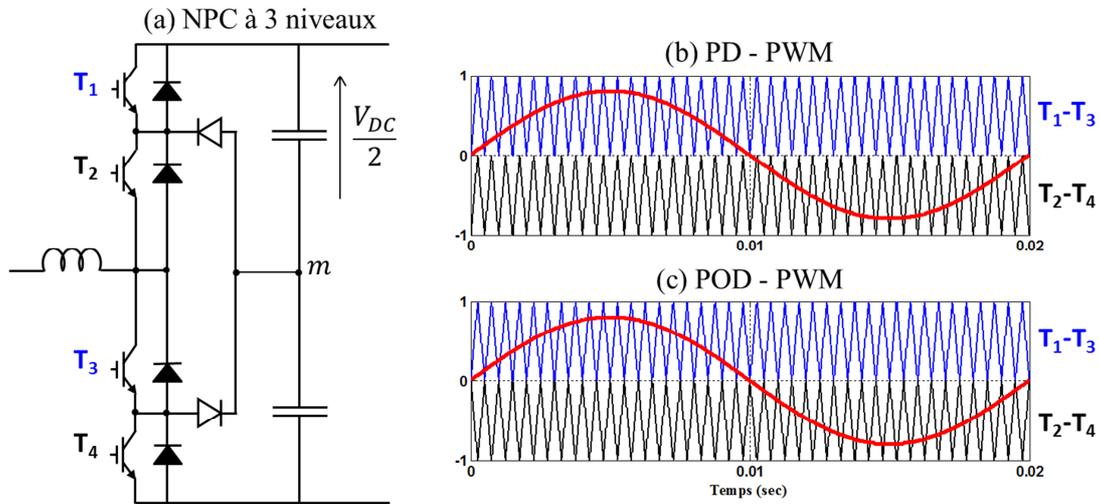


Figure II-10 : (a) Structure NPC 3 niveaux monophasée, (b) PD-PWM, (c) POD-PWM.

Ces deux modulations sont assez similaires ; cependant elles diffèrent en termes d'harmoniques, le spectre des tensions composées est modifié suivant la modulation adoptée [21]. La Figure II-11 met en évidence la différence de tensions composées pour les deux modulations. Dans la méthode PD-PWM, l'évolution de la basse fréquence est réalisée par des paliers de tension dont le module vaut $V_{DC}/2$ (Figure II-11a), de plus les différents paliers sont distincts (0 à $V_{DC}/2$ séparés de $V_{DC}/2$ à V_{DC}). Tandis que pour la technique POD-PWM (Figure II-11b), les mêmes niveaux sont toujours présents, mais ils peuvent être mêlés (0 à $V_{DC}/2$ avec $V_{DC}/2$ à V_{DC}). Cette caractéristique est visible graphiquement car la tension composée en POD-PWM possède des niveaux à 0 sur l'ensemble de la période basse fréquence.

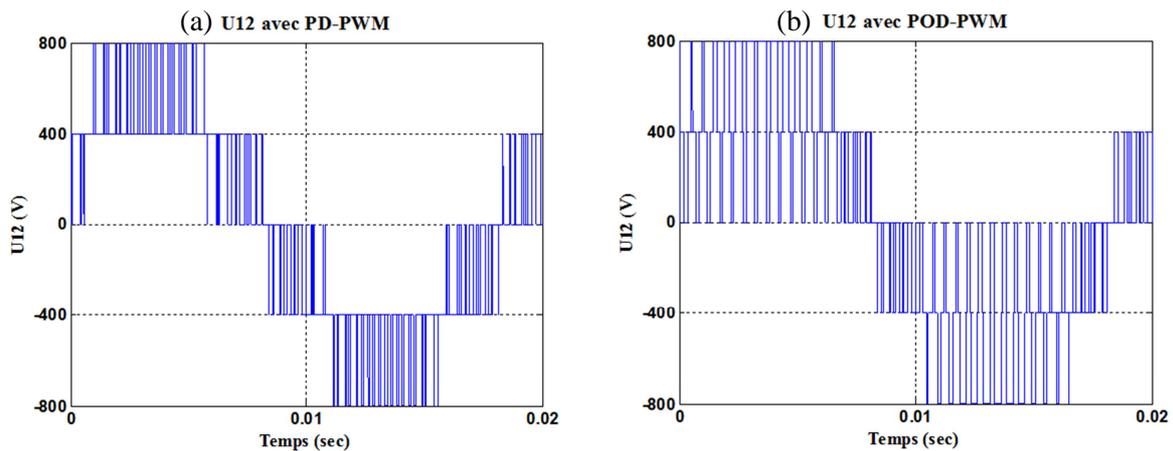


Figure II-11 : Tension composée d'une structure NPC 3 niveaux : (a) PD-PWM, (b) POD-PWM.

L'analyse des spectres des tensions composées montrent l'impact d'une solution par rapport à l'autre. Les spectres des deux méthodes sont assez proches, ils présentent des raies sur tous les multiples de la fréquence de découpage. Cependant nous constatons que pour la méthode PD-PWM, les raies sont plus réparties sur l'ensemble de la plage de fréquence. Alors que dans le spectre de la

technique POD-PWM les raies sont positionnées autour des multiples de la fréquence de découpage, ainsi leur amplitude est plus importante. Ces raies se situent à des multiples de la fréquence du fondamental (F_1), soit à tous les $k.F_d \pm (6n \pm 1).F_1$, avec k les multiples de F_d , puis $(6n \pm 1)$ tous les nombres impairs non multiples de trois. Dans le spectre PD-PWM le même comportement est retrouvé sur les multiples pairs de F_d , alors que pour les multiples impairs, nous constatons que les raies sont à tous les $(2k+1).F_d \pm 2n.F_1$, avec $(2k+1)$ les multiples impairs de F_d , puis $2n$ les multiples pairs de F_1 . Les spectres représentés en Figure II-12 permettent d'illustrer l'explication précédente, afin d'apporter un exemple visuel du positionnement des différentes raies de l'analyse fréquentielle. La comparaison des taux de distorsion harmonique permet d'identifier la technique la plus efficace en termes de pollution harmonique. Nous pouvons conclure que la méthode PD-PWM (sans déphasage entre porteuses) offre un taux de distorsion plus faible que pour la POD-PWM (41,8% contre 65,1%). Pour notre cas, le fait de répartir les harmoniques hautes fréquences de manière plus uniforme sur l'ensemble du spectre, permet d'améliorer le contenu harmonique du signal de tension modulé. Bien sûr, plusieurs méthodes de modulation sont envisageables, certains travaux confrontent différentes techniques afin de dégager leurs avantages et inconvénients [21], [23].

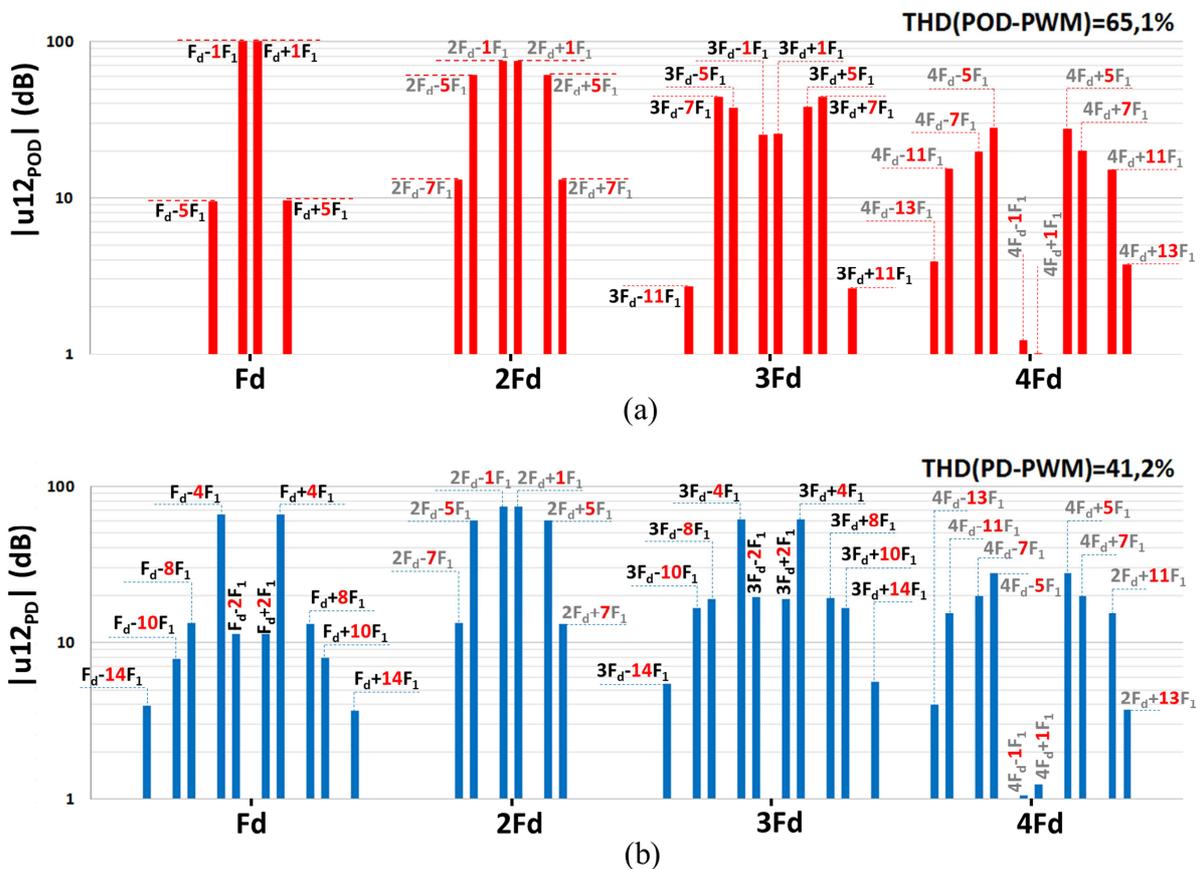


Figure II-12 : Spectre des méthodes de MLI intersectives : (a) POD-PWM, (b) PD-PWM.

La Figure II-10a précédente représente un bras du redresseur MLI NPC à 3 niveaux, il est constitué de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant (T_1, T_2, T_3 et T_4) et de deux diodes de clamping (D_p et D_N). Cette association peut se décomposer en deux cellules de commutation travaillant chacune sur une demi-période de la modulante. La première cellule se compose des deux éléments du haut (T_1-D_p), alors que la seconde cellule est formée de (T_3-D_N). Rappelons que T_1-T_3 sont commandés de manière complémentaire, puis il en est de même pour la paire T_2-T_4 . L'ensemble

des combinaisons en Figure II-13 mettent en exergue les différentes phases de commutation pour une structure NPC à 3 niveaux.

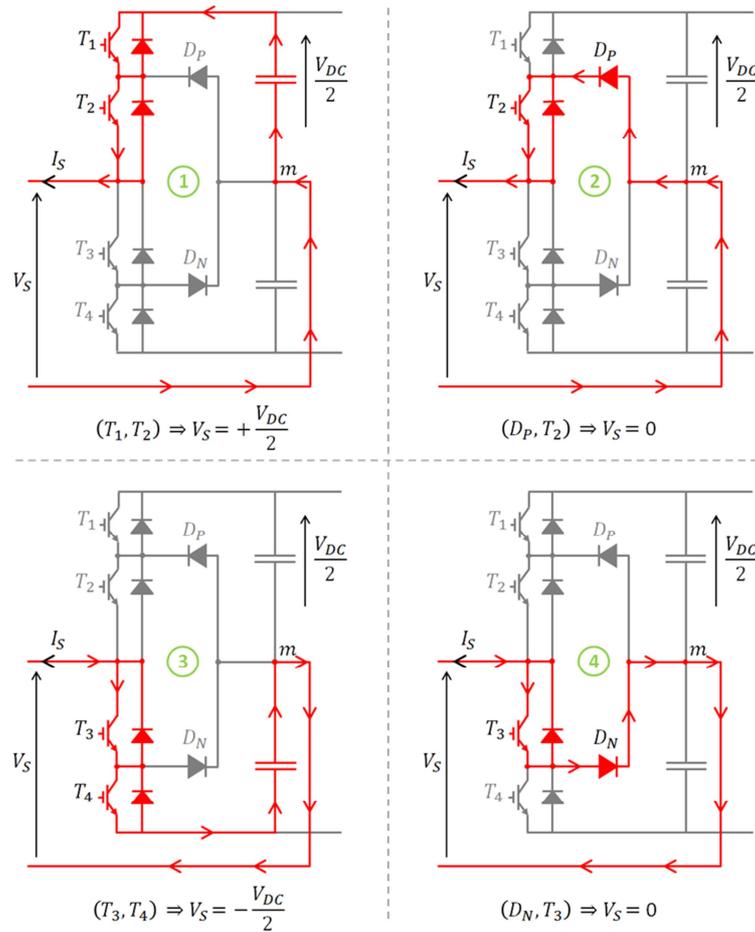


Figure II-13 : Différentes phases de commutation pour un bras MLI NPC à 3 niveaux.

Considérons dans un premier temps la demi-alternance positive de la modulante basse fréquence. Le transistor T_2 est toujours commandé, ensuite le courant est soit acheminé par le transistor T_1 ($V_S = +V_{DC}/2$), soit par la diode de clamping D_P ($V_S = 0$). Bien sûr T_1 et D_P alternent le passage du courant à la fréquence de découpage. Le comportement est alors similaire sur les phases négatives de la modulante, avec les composants T_3 , T_4 et D_N . Les transistors internes (T_2 et T_3) sont sollicités en basse fréquence sauf sur les phases de déphasage entre courant et tension. En fait, ils permettent de fixer le signe de la tension de sortie sur une échelle basse fréquence, ou le signe des niveaux de tensions en sortie ($\pm V_{DC}/2$). Tandis que les transistors externes (T_1 et T_4) commutent à la fréquence de découpage, ils génèrent les paliers de tension correspondants :

- T_1 et T_2 commandés : $V_S = +V_{DC}/2$
- T_3 et T_4 commandés : $V_S = -V_{DC}/2$

Alors que la mise en conduction d'une diode clamping avec le transistor interne associé permet de créer les niveaux de tension nuls en sortie du bras.

- T_2 commandé et D_P passante : $V_S = 0$
- T_3 commandé et D_N passante : $V_S = 0$

La Figure II-14 ci-dessous montre les courants commutés par les interrupteurs pour un bras redresseur MLI NPC à 3 niveaux. Les courbes obtenues convergent parfaitement vers l'explication précédente, le déphasage permet de montrer que les phases où les transistors internes sont en commutation. Pour les courants dans les diodes d_2 et d_3 , nous ne les avons pas représentés car ils sont respectivement identiques aux courants des diodes d_1 et d_4 .

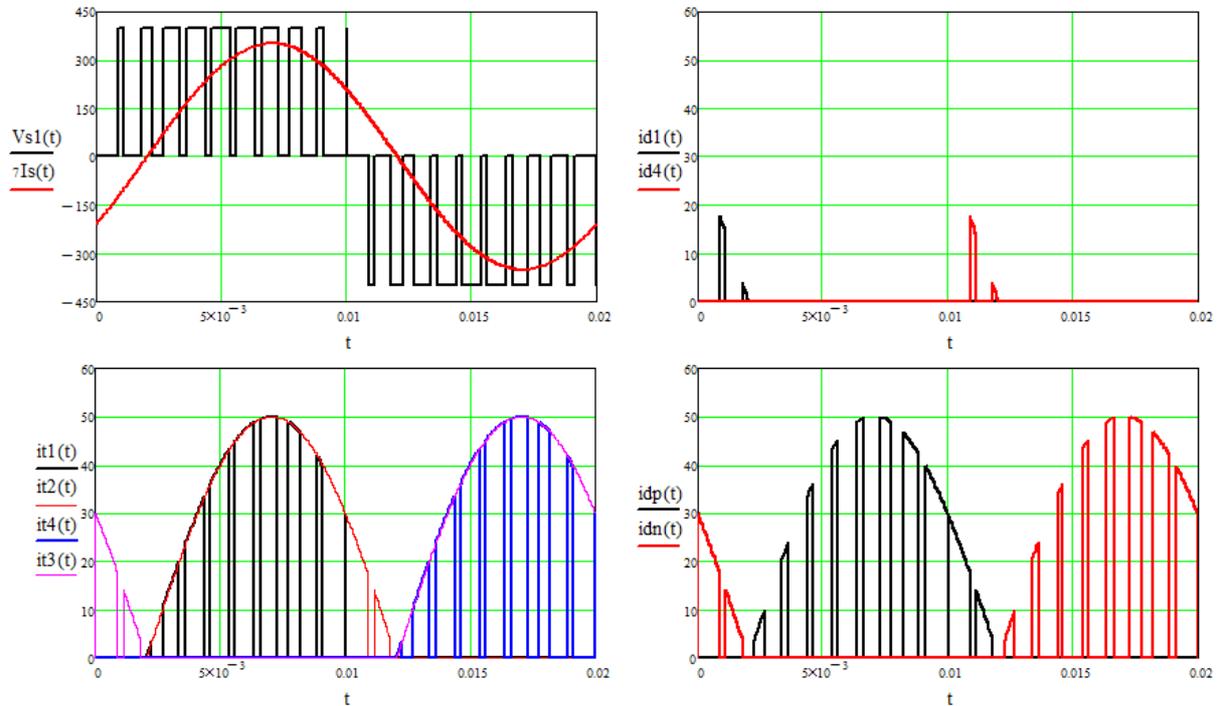


Figure II-14 : Formes d'ondes courants et tension pour un bras NPC à 3 niveaux.

Ainsi la tension de sortie par rapport au point neutre (noté m), est constituée de trois niveaux de tension (0 ou $\pm V_{DC}/2$), mais sans le doublement de fréquence sur la tension de sortie. Certaines structures utilisent deux types de transistors pour les topologies en NPC à 3 niveaux. En effet, nous avons vu précédemment que les interrupteurs internes sont sollicités en basse fréquence, ainsi il est plus intéressant d'utiliser des IGBTs qui sont réputés performants en conduction. Les interrupteurs externes sont quant à eux commandés en haute fréquence, les transistors MOSFETs sont connus pour être efficaces en commutation, ils sont alors retenus pour assurer le travail des transistors externes [24]. L'utilisation de deux technologies de transistors différentes permet d'optimiser les pertes générées par la structure de puissance, donc le rendement du convertisseur. Dans notre travail, les interrupteurs retenus sont des IGBTs afin de permettre une comparaison objective avec les autres topologies de convertisseurs, dans le but de ne pas apporter d'avantages à une solution par rapport à une autre.

II.6. Redresseur à diodes triphasé suivi d'un boost entrelacé

II.6.1. Présentation

Cette topologie de chargeur s'articule autour d'une conversion en deux parties avec un premier étage redresseur (ac-dc), suivi d'un étage hacheur (dc-dc) nécessaire pour régler la valeur continue du courant de sortie. L'étage hacheur joue aussi un rôle d'adaptation de tension entre bus continu et batterie. La Figure II-15 ci-dessous représente le schéma de la structure du chargeur étudié. Il est évident que la présence du redresseur à diodes fige la structure à ne fonctionner qu'en chargeur de batterie, aucun service réseau n'est donc envisageable. Cette topologie est donc spécifique à la recharge de batterie, étant donné qu'elle est unidirectionnelle en puissance. La caractéristique dominante pour ce chargeur est son efficacité, il doit générer peu de pertes afin d'être dans la course parmi les autres structure de chargeurs. En fait le critère rendement est très important car ce chargeur ne propose qu'une fonction.

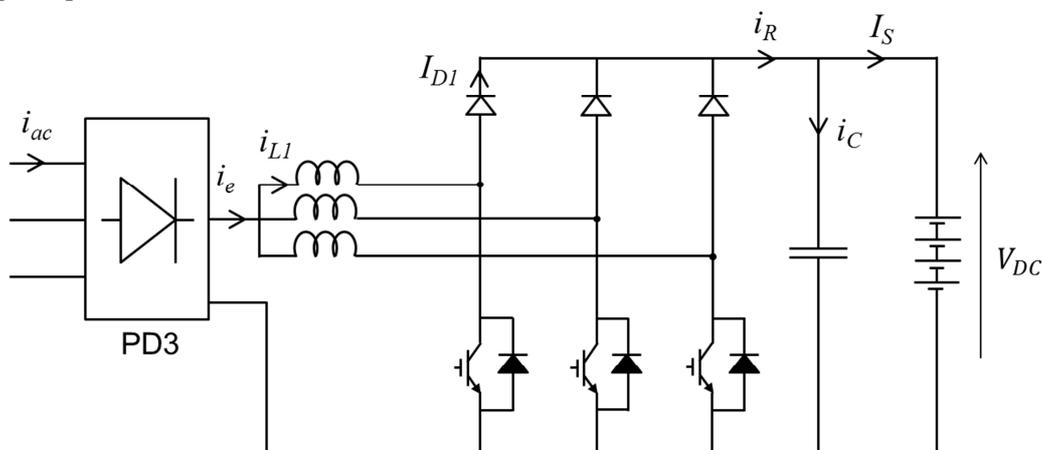


Figure II-15 : Schéma du chargeur PD3 suivi d'un boost entrelacé.

Dans un premier temps, le redresseur triphasé à diodes permet de redresser les signaux sinusoïdaux issus du réseau. Ce montage est simple, composé de diodes spécifiques au redressement, c'est-à-dire qu'elles sont conçues pour être efficaces en conduction. Le problème de ces topologies est la présence d'harmoniques en basse fréquence, sur les rangs impairs et non-multiples de 3, ce qui rend le filtrage très délicat. De plus, à cause de la structure triphasée, une composante d'harmonique 6 est injectée en sortie et il est nécessaire de prévoir son atténuation par un filtre en sortie. Rappelons que dans notre configuration le filtrage est réalisé par l'inductance placée en sortie du redresseur à diodes. La Figure II-16 montre que le fait de placer un redresseur à diodes en entrée du convertisseur inhibe le fonctionnement en absorption sinusoïdale (PFC). En effet, le courant absorbé par phase est en créneau est non-sinusoïdal, nous notons aussi que chaque phase conduit un tiers du courant de sortie.

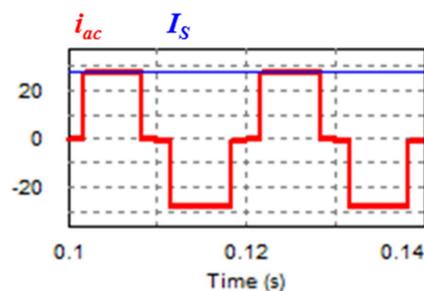


Figure II-16 : Courant d'entrée et tension de sortie d'un redresseur à diodes triphasé.

L'étage dc-dc qui suit le pont de diodes est constitué de trois hacheurs boost entrelacés. Dans cette configuration, chaque hacheur fournit un tiers du courant moyen de sortie. Comme nous l'avons rappelé précédemment, ce convertisseur permet d'adapter la tension entre la sortie du redresseur à diodes et la batterie. En réalité, les rapports cycliques de chacun des bras sont réglés pour garantir le profil de tension de charge souhaité. Les structures entrelacées permettent de diminuer les contraintes en courant dans les interrupteurs, mais aussi de réduire le volume des passifs grâce à l'atténuation des ondulations de courant et tension en sortie [25], [26].

II.6.2. Etude de la structure entrelacée

La fonction principale de l'étage boost entrelacé est d'élever la tension redressée issue du réseau. Le hacheur élévateur correspond à un gain en tension. Les intérêts principaux de la technique d'entrelacement sont la réduction de l'ondulation haute fréquence du courant d'entrée, ainsi que la répartition de puissance sur les trois bras boost formant la topologie. De ce fait, les harmoniques hautes fréquences injectées dans la source sont fortement diminuées, il en est de même pour le stress en courant sur les éléments passifs des filtres. Pour générer la commande adéquate à la structure entrelacée, il est nécessaire de prévoir trois porteuses, chacune déphasée d'un tiers de la période de découpage.

La Figure II-17 suivante explicite l'intérêt de la méthode d'entrelacement de trois bras hacheurs élévateurs. Les courants inductifs de chaque bras sont représentés (i_{L1} , i_{L2} et i_{L3}), ces derniers sont bien déphasés avec un tiers de période haute fréquence et sont identiques en termes d'amplitude et de fréquence des ondulations. Le courant d'entrée « i_e » correspond à la somme des courants inductifs de chaque bras. Il en résulte directement que sa fréquence est triplée et que l'amplitude de l'ondulation du courant d'entrée est divisée par un rapport au moins égal à trois.

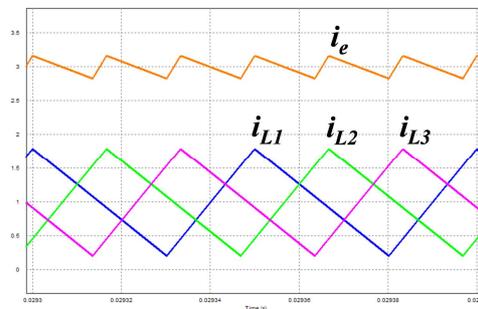


Figure II-17 : Courants inductifs d'entrée des trois hacheurs boost entrelacés.

Ainsi, en repartant des équations fondamentales du hacheur élévateur, il est facile de déterminer l'impact de l'entrelacement sur les éléments passifs en entrée et sortie du hacheur boost entrelacé. En considérant un boost et « q » bras boost entrelacés, avec une ondulation en entrée identique, nous pouvons vérifier l'apport de l'entrelacement. Le rapport cyclique de 50% permet d'obtenir les ondulations les plus contraignantes pour les éléments du montage :

$$L_{q_bras} = \frac{L_{Boost}}{q} = \frac{V_{DC}}{4 \times \Delta i_{L_Boost} \times q \times F_d} \quad (II-27)$$

Si l'effet de l'entrelacement sur l'inductance est plutôt intuitif, il n'en demeure pas moins qu'il est plus complexe sur le dimensionnement du condensateur de sortie. Dans ce cas, l'ondulation de la

tension de sortie varie en fonction de la valeur des rapports cycliques des bras entrelacés. En revanche comme pour le courant, la fréquence apparente de l'ondulation de tension aux bornes du condensateur est aussi multipliée par « q ». Dans un premier temps nous pouvons exprimer les courants moyens sur une période haute fréquence, en fonction du nombre de bras entrelacés. Pour cette démonstration le nombre de bras est fixé à 3, puis nous généraliserons le résultat final pour un nombre de bras quelconque, noté « q ».

$$I_D = (1 - \alpha) \times \frac{I_e}{3} \quad (\text{II-28})$$

$$I_R = (1 - \alpha) \times I_e = I_S \quad (\text{II-29})$$

Avec :

- I_e : Courant moyen d'entrée,
- I_D : Courant moyen dans une diode,
- I_R : Somme des courants moyens des 3 diodes,
- I_S : Courant de sortie DC

La Figure II-18 représente les différents intervalles de variation de rapports cycliques à considérer en fonction du nombre de bras.

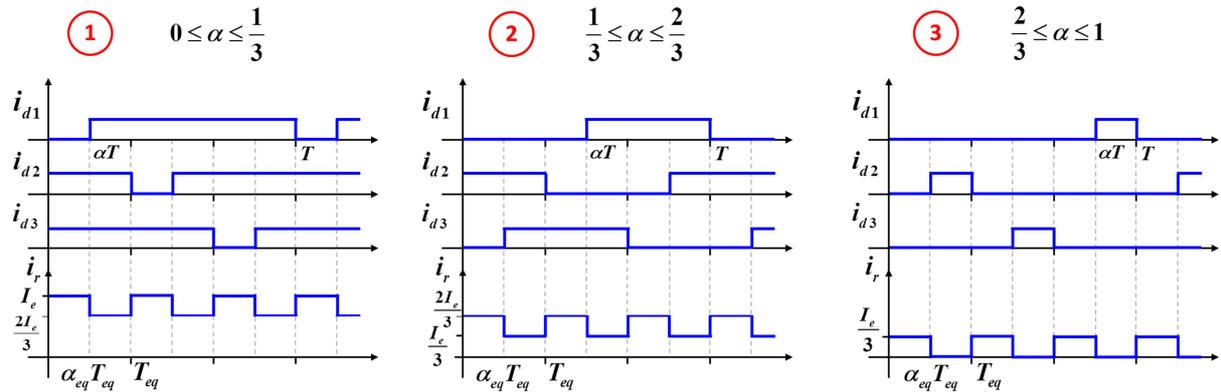


Figure II-18 : Variations du courant de sortie en fonction des valeurs de rapports cycliques.

En s'appuyant sur la forme du courant « i_R » nous pouvons établir le rapport cyclique équivalent, ainsi que sa période associée :

$$\alpha_{eq} = 3\alpha \text{ modulo}(1) \quad (\text{II-30})$$

$$T_{eq} = \frac{T}{3} \quad (\text{II-31})$$

Ensuite pour exprimer le courant capacitif « i_C », il suffit de retirer la composante continue « I_S » au courant de sortie des diodes, noté « i_R » :

$$i_C = i_R - I_S = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (\text{II-32})$$

Considérons alors les trois intervalles de variations des rapports cycliques :

- **Cas n°1** : $\alpha \leq \frac{1}{3}$

Pendant un temps $(1-\alpha_{eq}) \cdot T_{eq}$:

$$i_C = I_e - I_s = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (\text{II-33})$$

Nous exprimons alors la variation de tension durant ce temps :

$$\Delta V_{DC} = \frac{I_e - I_s}{C} \times (1 - \alpha_{eq}) T_{eq} = \frac{3\alpha}{3(1-\alpha)} I_s \times \frac{1 - \alpha_{eq}}{C \cdot F_{eq}} \quad (\text{II-34})$$

- **Cas n°2** : $\frac{1}{3} \leq \alpha \leq \frac{2}{3}$

$$\Delta V_{DC} = \frac{2 \frac{I_e}{3} - I_s}{C} \times (1 - \alpha_{eq}) T_{eq} = \frac{3\alpha - 1}{3(1-\alpha)} I_s \times \frac{1 - \alpha_{eq}}{C \cdot F_{eq}} \quad (\text{II-35})$$

- **Cas n°3** : $\frac{2}{3} \leq \alpha \leq 1$

$$\Delta V_{DC} = \frac{\frac{I_e}{3} - I_s}{C} \times (1 - \alpha_{eq}) T_{eq} = \frac{3\alpha - 2}{3(1-\alpha)} I_s \times \frac{1 - \alpha_{eq}}{C \cdot F_{eq}} \quad (\text{II-36})$$

Ces trois équations peuvent alors être généralisées pour q bras entrelacés par la formulation suivante :

$$\Delta V_{DC} = \frac{[q]\alpha \text{ modulo } 1}{[q](1-\alpha)} I_s \times \frac{1 - \alpha_{eq}}{C \cdot F_{eq}} \quad (\text{II-37})$$

Enfin, nous pouvons à présent exprimer le gain en ondulation de tension par rapport à une structure boost classique, qui a pour ondulation en tension l'expression suivante :

$$\Delta V_{DC} = \frac{\alpha}{C \cdot F} I_s \quad (\text{II-38})$$

L'évolution du rapport entre les deux ondulations en fonction du rapport cyclique reflète l'atténuation de l'ondulation de V_{DC} apportée par un entrelacement de trois bras. Ainsi, le nombre de bras entrelacés influe directement sur les valeurs des éléments passifs placés pour le filtrage.

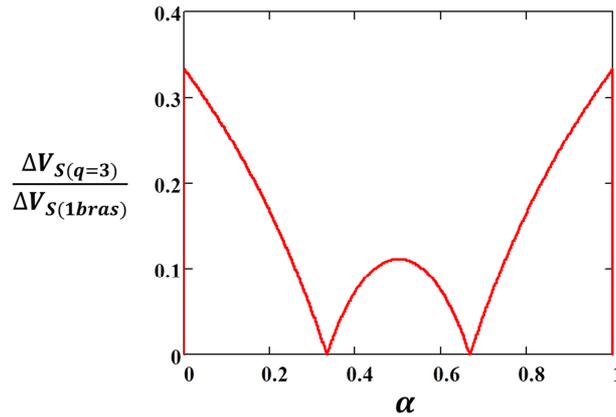


Figure II-19 : Evolution du gain entre les ondulations de tension de sortie pour un boost classique et 3 boost entrelacés.

II.7. Analyse des spectres des chargeurs étudiés

Dans cette partie les fonctionnements des chargeurs sont simulés pour une puissance de recharge de 40 kW, ce qui correspond à un courant absorbé efficace de 58 A par phase. Les inductances ont été dimensionnées afin de satisfaire la norme HF concernant les harmoniques de découpage (NF EN 55011). Une étude de ces chargeurs par rapport aux normes en vigueur est présentée dans [27]. Ainsi, le comportement harmonique de chaque chargeur sera détaillé dans le but d'évaluer leurs performances et faiblesses du point de vue du filtrage. Cependant, ces topologies se distinguent en deux différentes catégories de chargeurs. La première concerne les redresseurs à MLI, dont le but de la modulation est de repousser l'ensemble des harmoniques vers les rangs de hautes fréquences. Tandis que la seconde correspond à un chargeur utilisant un premier étage de redressement à diodes triphasé, ainsi la présence d'harmoniques de faibles fréquences est inévitable. Nous verrons ces différents aspects dans le détail à travers l'étude qui suit. Il est clair que ces topologies sont difficilement comparables, cependant il est intéressant de comprendre leur comportement afin de dresser leurs points forts et leurs faiblesses.

II.7.1. Harmoniques en basses fréquences

Les harmoniques basses fréquences sont les plus gênantes pour les convertisseurs d'électronique de puissance, ils sont régis par la norme IEC61000-3-12 [28]. L'intérêt des techniques de modulation de largeur d'impulsions est de repousser les harmoniques sur les rangs hautes fréquences. Les chargeurs de types redresseurs MLI à 2 niveaux et NPC à 3 niveaux sont très efficaces concernant les harmoniques basses fréquences. En revanche, le pont de diodes triphasé ne génère que des harmoniques basses fréquences (impairs non-multiples de trois : 5, 7, 11, ...). Ainsi, ce dernier chargeur de batterie est désavantagé sur les faibles rangs, ce qui l'oblige à s'associer à un filtrage plutôt important, voire impossible. D'ailleurs le pont de diodes triphasé satisfait la norme BF que si le réseau est de bonne qualité ($R_{sce}=350$). Les harmoniques basses fréquences produits par les redresseurs à MLI sont négligeables en comparaison de ceux que génère le chargeur muni du boost entrelacé.

Avec :

- $R_{sce} = S_{sc} / S_{equ}$: Rapport de court-circuit,
- $S_{sc} = U_{nominale}^2 / Z$: Puissance de court-circuit,
- $S_{equ} = \sqrt{3} U_i I_{equ}$: Puissance apparente assignée de l'appareil.

II.7.2. Harmoniques en hautes fréquences

Les convertisseurs à MLI sont réputés pour être performants sur les harmoniques de basses fréquences. Néanmoins, ils génèrent des harmoniques assez importants dans le domaine des hautes fréquences, pour tous les multiples de la fréquence de découpage. Il est donc nécessaire de mettre en place un filtrage pour respecter, en mode différentiel, la norme en hautes fréquences correspondante (NF EN 55011, à partir de 150 kHz). Rappelons tout de même que pour les véhicules de transport la réglementation UNECE R10 doit être prise en compte [29]. Le pont de diodes triphasé ne présente pas de problème en hautes fréquences étant donné qu'il commute seulement en basse fréquence. Par contre, le hacheur boost entrelacé est très intéressant en hautes fréquences, en effet, ce dernier présente des harmoniques que sur certains rangs multiples de la fréquence de découpage. Ainsi, son spectre en hautes fréquences est allégé par rapport aux redresseurs à MLI étudiés, seuls les harmoniques multiples de $3F_d$ (rangs $(3n).F_d$) sont présents. Les contenus harmoniques HF des trois chargeurs sont représentés en Figure II-20.

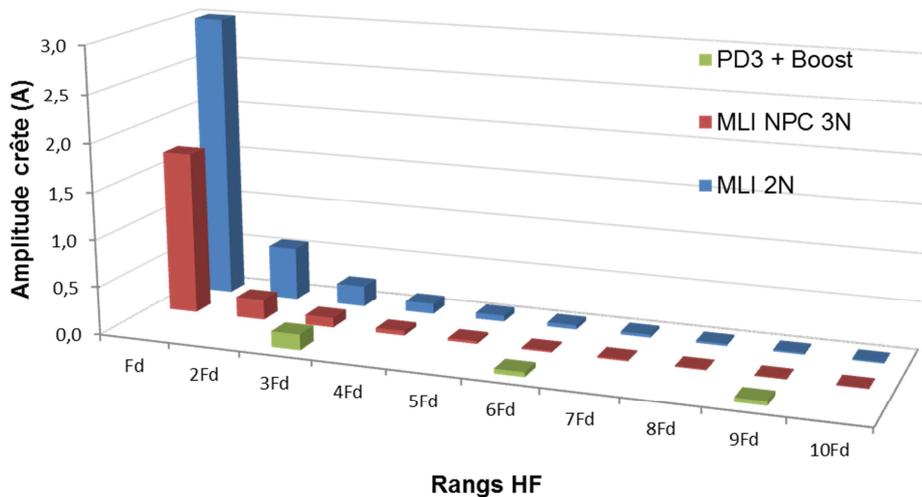


Figure II-20 : Spectres hautes fréquences des chargeurs de batterie étudiés.

Pour notre exemple, les premiers harmoniques concernés par rapport à la norme HF (NF EN 55011) sont :

- Redresseur MLI à 2 niveaux et NPC à 3 niveaux : $8F_d$ (160 kHz).
- Chargeur PD3 + Boost : $9F_d$ (180 kHz).

Avec une fréquence de découpage de 20 kHz l'étude précédente est tout à fait vérifiée. Cependant si la fréquence de découpage est plus faible le comportement harmonique par rapport à la norme HF est changé. Par exemple pour une fréquence de découpage de 18 kHz, les redresseurs à MLI présentent les premiers harmoniques HF considérés par la norme à $9F_d$ (et non plus à $8F_d$). Alors que pour la structure avec boost entrelacé les premiers harmoniques HF restent à $9F_d$ (162 kHz). Ainsi dans ce cas les redresseurs à MLI présentent moins de contraintes de filtrage HF. Comme nous l'avons cité précédemment, ces topologies ne sont pas vraiment comparables de par leurs différences.

II.8. Estimation de l'efficacité des chargeurs

II.8.1. Rendements des différentes solutions

Le rendement d'un convertisseur est un critère important pour le choix d'une structure de puissance. Le niveau de pertes impacte directement le volume des dissipateurs ainsi que le poids de la facture d'électricité associée. Pour les calculs de rendement, les mêmes paramètres choisis précédemment sont gardés, en considérant un bus continu à 800 V et une fréquence de découpage toujours de 20 kHz.

Les courbes de la Figure II-21 retracent l'évolution des rendements des topologies présentées précédemment en fonction de la puissance absorbée. La plage de variation de puissance est choisie de manière à se rapprocher des puissances de recharges triphasées disponibles sur le marché de distribution d'énergie (réseau triphasé 230/400V-43kW).

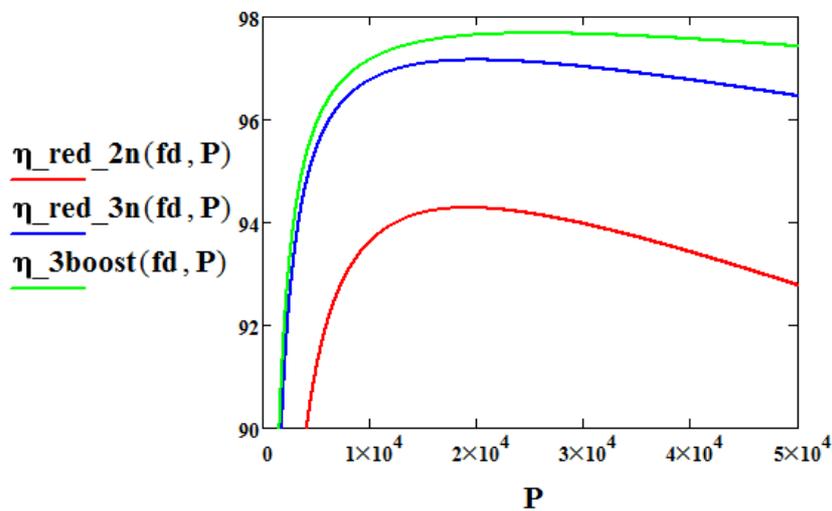


Figure II-21 : Rendements des structures étudiées en fonction de la puissance de recharge.

Le chargeur unidirectionnel (PD3 + boost) est très intéressant en terme de rendement, en effet il présente un rendement optimal qui est supérieur aux deux chargeurs de type redresseur MLI. De plus, la décroissance du rendement est plus faible pour la structure avec boost entrelacés. Le redresseur MLI à 2 niveaux est le moins efficace par rapport aux pertes générées, cela montre aussi que la topologie en multiniveaux permet d'accéder à un meilleur rendement pour ce cahier des charges et pour la technologie IGBT. Ce résultat pourrait être remis en cause avec les nouveaux composants « grand gap », en particulier les MOSFET SiC 1200 V.

II.8.2. Répartition des pertes IGBTs et diodes

Pour un convertisseur de puissance, il peut être intéressant d'analyser l'origine des différentes pertes. Cela est aussi très pertinent pour comparer des topologies de manière plus approfondie. La Figure II-22 ci-dessous permet de visualiser la répartition des pertes dans les différents chargeurs de batterie étudiés. La puissance de recharge choisie pour ce calcul est de 40 kW. La majorité des pertes est due aux composants actifs présents dans les topologies de chargeurs (IGBT et diodes).

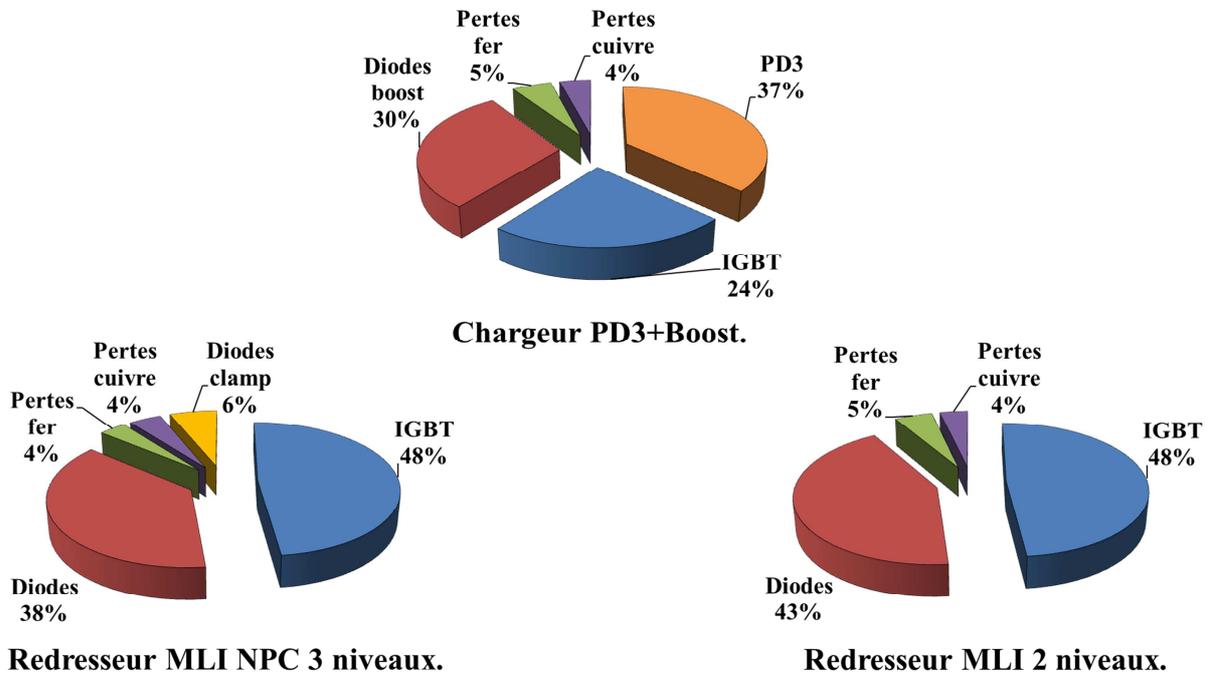


Figure II-22 : Répartition des pertes dans les chargeurs de batterie étudiés.

La représentation ci-dessus est spécifique à chacune des topologies, c'est-à-dire que les niveaux de pertes entre les différents chargeurs n'est pas visible. Il peut être intéressant de donner une répartition des pertes dans les composants actifs (IGBT et diodes) suivant la topologie utilisée. La Figure II-23 illustre les pertes par commutation et conduction dans les actifs pour chaque chargeur.

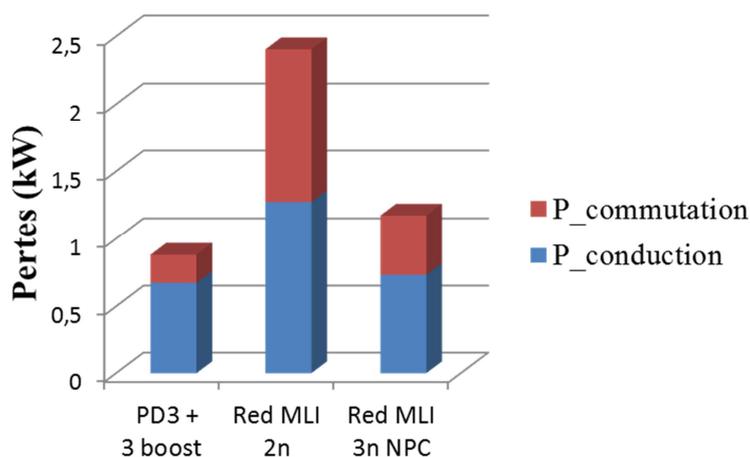


Figure II-23 : Répartition des pertes dans les composants actifs (IGBT et diodes).

L'écart sur les pertes par commutation entre les deux redresseurs à MLI est dû au fait que pour le redresseur NPC à 3 niveaux, les IGBTs externes ne sont pas sollicités, seuls les diodes antiparallèles et les IGBTs internes conduisent le courant issu de la source sinusoïdale. Le chargeur unidirectionnel présente peu de pertes par commutation car il est composé de seulement trois IGBTs, les pertes diodes en commutation ne sont pas significatives. Convenablement à l'étude dans la section II.2.3.2, les pertes à la fermeture d'une diode sont négligeables, puis celles engendrées lors de l'ouverture sont dues au recouvrement [4], notons que ces pertes restent bien inférieures à celles générées lors de la commutation d'un IGBT.

II.9. Conclusion

Dans cette section, une étude a permis de comparer trois solutions de chargeurs de batterie pour VE. Tout d'abord, des techniques de commande de type MLI ont été présentées, ce qui a apporté des précisions sur leurs différences. Les spectres en fréquence qui en découlent ont été tracés afin de comprendre l'origine des harmoniques générés par ces types de structures. Chaque topologie a été étudiée dans le but de justifier leur utilisation sur le marché des chargeurs de batterie. Les redresseurs triphasés à MLI sont très intéressants, en effet, leur réversibilité leur offre la possibilité de s'adapter aux évolutions des modes de recharges, surtout en termes d'échanges d'énergie avec le réseau. Le service réseau le plus connu est la compensation de puissance réactive, un scénario où le chargeur fournit de la puissance réactive à la source. De plus, les structures multiniveaux NPC à 3 niveaux sont recommandées, car elles mettent en place des passifs réduits pour assurer le filtrage des harmoniques hautes fréquences issues de la MLI. Bien sûr pour des applications nécessitant des bus continu à fortes tensions, les convertisseurs multiniveaux ont le privilège de diminuer les tensions aux bornes des transistors.

La dernière topologie présentée est unidirectionnelle, étant donnée la présence d'un pont de diode en entrée du chargeur. En revanche, cette dernière s'est montrée très intéressante pour générer peu de pertes, elle présente alors des rendements plus élevés que les deux autres chargeurs. De plus, elle offre la possibilité de réaliser un entrelacement de bras, ce qui lui garantit des contraintes réduites pour un meilleur volume au sein des éléments passifs. Cependant, son grand handicap réside dans son comportement sur les basses fréquences, elle doit ce problème au pont de diodes.

Cette réflexion nous a permis d'explicitier les avantages et inconvénients de solutions de chargeurs de batterie non isolés adaptés aux applications de VE. De plus, nous avons pu constater l'importance à la fois de l'étude harmonique mais aussi de l'évaluation des rendements, avec un aperçu de la répartition des pertes dans les composants passifs et les interrupteurs. Enfin, suite à ce travail, nous retenons certaines solutions pour élaborer un convertisseur de traction, mais qui permettra aussi de réaliser les fonctions de chargeurs de batterie.

II.10. Bibliographie chapitre 2

- [1] F. COSTA, « Compatibilité électromagnétique cem : Présentation générale », *Tech. Ing. Génie Électr.*, vol. 2, n° D1300v2, 2010.
- [2] F. De Daran, F. Lafon, T. Segond, « Méthodologie de design CEM - Couche équipement », *Tech. Ing. Génie Électr.*, n° E1315, 2012.
- [3] F. Chauvet, « Filtrage antiparasite dans les circuits électroniques », *Tech. Ing. Génie Électr.*, n° E3580, 1999.
- [4] J.-P. Ferrieux, F. Forest, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, Édition Masson. 1994.
- [5] P. L. Dowell, « Effects of eddy currents in transformer windings », *Electr. Eng. Proc. Inst. Of*, vol. 113, n° 8, p. 1387–1394, 1966.
- [6] G. Lefèvre, « Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible », Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2004.
- [7] Norme européenne - NF EN 55011, « Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux ».
- [8] La Batterie de la Voiture Electrique | Voiture Electrique, « www.voiture-electrique-populaire.fr ».
- [9] J.-F. Reynaud, « Recherches d'optimums d'énergie pour charge/décharge d'une batterie à technologie avancée dédiée à des applications photovoltaïques », Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2011.
- [10] F. Mestrallet, « Architectures intégrées pour la gestion et la fiabilisation du stockage électrochimique à grande échelle. », Grenoble, 2013.
- [11] Site internet SAFT, « www.saftbatteries.com/fr ».
- [12] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems : modeling, control, and applications.*, New Jersey : John Wiley & Sons. 2010.
- [13] Norme européenne - NF EN 50160, « Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution », 2011.
- [14] R. Calvas - Schneider Electric, « Cahier technique n°141 : Les perturbations électriques en BT. »
- [15] D. Frey, « Convertisseurs haute tension: Contribution à l'intégration de la fonction interrupteur », Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2003.
- [16] A. Leredde, « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux », Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2011.
- [17] L. Pham, F. Richardeau, H. Helali, G. Gateau, M. Cousineau, et M. Iturriz, « 5-level double-boost PFC with fault-tolerant capability », in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, p. 1-9.
- [18] N. Celanovic et D. Boroyevich, « A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters », *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 15, n° 2, p. 242–249, 2000.

- [19] M. Marzouk, J.-P. Ferrieux, D. Frey, et B. Sarrazin, « A shared traction drive and battery charger modes for Plug-In Hybrid Electric Vehicle application », in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, p. 1-10.
- [20] A. Videt, « Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation », Ecole Centrale de Lille, 2008.
- [21] N. Li, Y. Wang, W. Cong, et Z. Wang, « Comparative study of four kinds of multicarrier PWM strategies used in NPC three-level converters », in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, 2013, p. 183-189.
- [22] B. Sarrazin, N. Rouger, J. P. Ferrieux, et J. Crebier, « Cascaded Inverters for electric vehicles: Towards a better management of traction chain from the battery to the motor? », in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011, p. 153-158.
- [23] A. Paikray et B. Mohanty, « A new multicarrier SPWM technique for five level cascaded H-bridge inverter », in *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, 2014, p. 1-6.
- [24] Y. Wang et R. Li, « Novel High-Efficiency Three-Level Stacked-Neutral-Point-Clamped Grid-Tied Inverter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 9, p. 3766-3774, sept. 2013.
- [25] A. A. Bento, E. R. da Silva, et E. C. dos Santos, « Reducing the inductor size and current stress by interleaved bidirectional boost rectifiers used for power factor correction », in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, 2006, p. 7.
- [26] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. R. Vidor, et J. E. Baggio, « Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter », in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99*, 1999, vol. 1, p. 137-142 vol.1.
- [27] M. Marzouk, J.-P. Ferrieux, D. Frey, et B. Sarrazin, « Considerations to choose an appropriate charger topology for plug-in electric vehicles », in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, p. 1-8.
- [28] Norme internationale - IEC 61000-3-12, « Partie 3-12 : Limites pour les courants harmoniques produits par les appareils connectés aux réseaux publics basse tension ayant un courant appelé >16A et < ou = 75A par phase - CEM », 2012.
- [29] Réglementation CEM des véhicules routiers électriques – UNECE R10 rev.5, « Regulation No 10 of the Economic Commission for Europe of the United Nations (UN/ECE) – Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to electromagnetic compatibility », 2014.

Chapitre 3

Solution d'onduleur de traction et chargeurs de batterie mutualisés.

Chapitre III	Solution d'onduleur de traction et chargeurs de de batterie mutualisés	85
III.1.	Présentation	85
III.2.	Dispositif expérimental	87
III.2.1.	Prototype 5 kW	87
III.2.2.	Mode opératoire	90
III.3.	Mode traction : Onduleur triphasé NPC à 3 niveaux	90
III.3.1.	Présentation	90
III.3.2.	Dimensionnement des éléments passifs	91
III.3.3.	Contrôle de l'onduleur de traction	96
III.3.4.	Simulation du mode traction – MATLAB/Simulink	101
III.3.5.	Mesures expérimentales en traction	104
III.4.	Mode chargeur lent : Redresseur MLI entrelacé	105
III.4.1.	Présentation de la structure	105
III.4.2.	Dimensionnement des éléments passifs	107
III.4.3.	Contrôle du chargeur lent	111
III.4.4.	Simulation du mode chargeur lent – MATLAB/Simulink	114
III.4.5.	Mesures expérimentales en chargeur lent	116
III.5.	Mode chargeur rapide : Double-Boost PFC Triphasé	119
III.5.1.	Présentation de la structure	119
III.5.2.	Dimensionnement des éléments passifs	121
III.5.3.	Contrôle du chargeur rapide	129
III.5.4.	Simulation du mode chargeur rapide – MATLAB/Simulink	130
III.6.	Gestion du raccordement du point milieu capacitif « m »	131
III.7.	Conclusion	134
III.8.	Bibliographie chapitre 3	136

Nous avons consacré ce troisième chapitre à l'étude d'un convertisseur de traction intégré pour véhicule électrique. La même structure de puissance permet à la fois d'assurer la traction et les modes de recharge. Nous présenterons les différents dimensionnements des composants présents dans la structure. Nous mettrons en place une méthode de contrôle basée sur des correcteurs résonants. Enfin, un prototype de 5 kW permettra de mettre en pratique les solutions proposées.

Chapitre III SOLUTION D'ONDULEUR DE TRACTION ET CHARGEURS DE DE BATTERIE MUTUALISES

III.1. Présentation

Les progrès technologiques et les contraintes des constructeurs dans le domaine de la traction électrique conduisent vers la conception de convertisseurs d'énergie de plus en plus compacts. Le nombre d'éléments électroniques embarqués devient alors un paramètre crucial pour la réduction du volume du chargeur. La mutualisation de convertisseurs permet de réduire le nombre de composants actifs et passifs dans le véhicule, donc le volume et le coût. Dans cette partie, le convertisseur présenté est articulé autour de la structure de l'onduleur de traction afin qu'il soit aussi sollicité pour les différents modes de chargeur de batterie.

- Mode traction.
- Mode chargeur rapide 43kW.
- Mode chargeur lent 3,3kW.

Les principales configurations du convertisseur ont été détaillées en Figure I-21 du Chapitre I. Dans le travail proposé, le convertisseur de traction est réutilisé pour assurer la recharge de la batterie. Ces solutions sont très intéressantes car elles permettent de supprimer le convertisseur spécifique à la recharge de batterie. En règles générales, soit un chargeur embarqué est ajouté dans le châssis du véhicule, ou bien, le chargeur reste indépendant et externe au véhicule, comme les bornes de recharge. On peut néanmoins citer des exemples d'intégration de ces trois fonctions comme le chargeur intégré de la Renault Zoé [1].

Un autre aspect important pour ces chargeurs est la possibilité d'assurer des services réseau. En effet, les véhicules interagissent de plus en plus avec la source d'énergie, tout en restant transparents par rapport à l'utilisateur. Ces services sont classés en plusieurs parties :

- Grid to Vehicle (**G2V**) : Recharge de véhicule.
- Vehicle to Grid (**V2G**) : Le véhicule fournit de l'énergie au réseau.
- Vehicle to Home (**V2H**) : Le véhicule fournit l'énergie à l'habitation.

Aujourd'hui, le véhicule électrique est aussi sollicité pour réaliser du support de réseaux (compensation de puissance réactive, d'harmoniques basse fréquence,...), mais il permet aussi une meilleure gestion de l'énergie des habitations [2]. La Figure III-1 propose plusieurs services venus se greffer à la chaîne de traction des véhicules électriques.

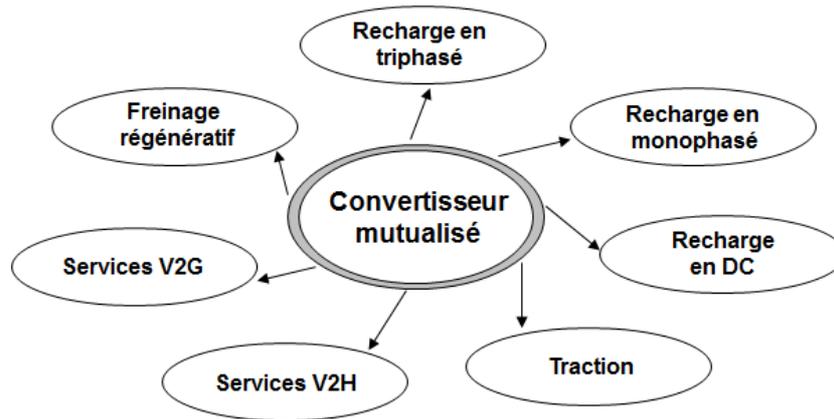


Figure III-1 : Diagramme des fonctions assurées par le chargeur.

Le chargeur présenté permet l'intégration de ces fonctions tout en respectant les contraintes en termes de qualité d'énergie, ainsi qu'un fort rendement pour chacune des configurations du convertisseur. De toute évidence, la réversibilité en puissance est indispensable pour réaliser cette diversité de services.

La Figure III-2 représente le schéma électrique de la solution globale retenue. Les différents modes sont assurés par cette structure d'électronique de puissance. L'étude qui suit permettra d'éclaircir l'ensemble de ces configurations, puis d'étudier chaque topologie dans chacun des cas. Les éléments essentiels permettant de reconfigurer la structure et de commuter entre les différents modes sont les interrupteurs entourés en rouge sur la Figure III-2.

Rappelons que pour cette étude, nous avons remplacé le moteur par une charge inductive (R-L).

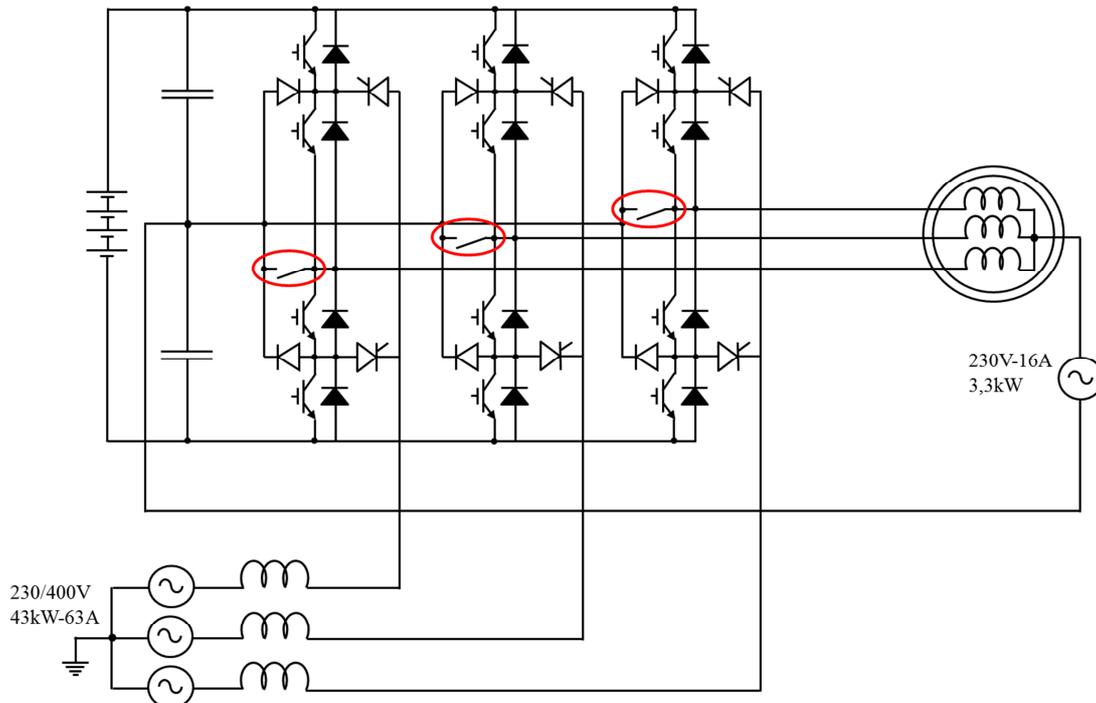


Figure III-2 : Schéma électrique complet du convertisseur mutualisé.

III.2. Dispositif expérimental

III.2.1. Prototype 5 kW

Afin de valider l'étude réalisée dans ce chapitre, une maquette expérimentale à échelle réduite a été développée (puissance 5 kW). Le synoptique du système est présenté en Figure III-3, il permet de visualiser la structure globale de la partie puissance du dispositif expérimental. Comme nous l'avons convenu, la structure de puissance se base sur une topologie de convertisseur de type NPC à 3 niveaux.

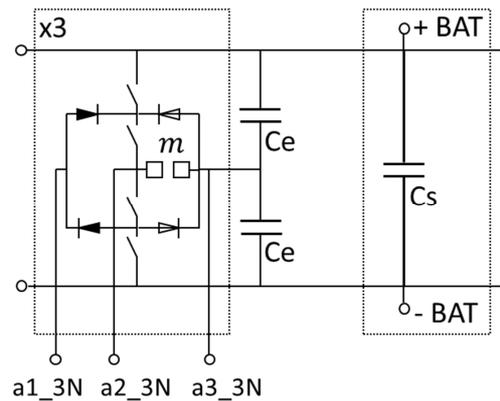


Figure III-3 : Synoptique de puissance du prototype 5 kW.

Trois cartes de puissance furent réalisées, chacune correspondant à un bras NPC à 3 niveaux, nous avons aussi sorti des bornes pour réaliser la fonction du point milieu « m ». Ainsi, nous permettrons les différentes configurations du convertisseur. Ces différents modes sont présentés dans la suite de ce chapitre. Une quatrième carte réalisée correspond au bus continu du convertisseur. Les trois structures NPC à 3 niveaux sont interconnectables grâce à un bus continu commun à l'ensemble de la structure (bornes +BAT et -BAT). Pour les condensateurs placés sur le bus continu, nous avons dissocié deux catégories de technologies, chacune répondant à un besoin en filtrage différent. En effet, pour les dynamiques lentes du bus continu, nous avons retenu des condensateurs électrochimiques de $680 \mu\text{F} - 500 \text{V}_{\text{DC}}$. Afin de constituer le banc capacitif noté « C_s », nous avons placé deux cellules de $4,7 \text{ mF}$ en série. Chaque cellule est donc formée de sept condensateurs de $680 \mu\text{F}$ connectés en parallèle. Pour les condensateurs notés « C_e », nous avons choisi une technologie polypropylène (film) de manière à atténuer les surtensions produites lors des commutations des interrupteurs (inductances de câblage et connexion). Elles sont physiquement placées au plus près des transistors, leurs caractéristiques sont les suivantes : $1 \mu\text{F} - 1000 \text{V}$, puis dans ce cas chaque cellule est formée d'un condensateur. Pour notre application, le bus continu étant fixé à un point nominal de 800V , nous avons sélectionné des IGBTs de $600 \text{V} - 20 \text{A}$ (IRG4PC40UDPbF, [3]). Effectivement pour une structure en NPC à 3 niveaux, les transistors doivent être dimensionnés en tension par rapport à la moitié de la tension du bus continu. Le calibre en courant est quant à lui dimensionné pour permettre le fonctionnement à la puissance souhaitée, il faut préalablement estimer les grandeurs moyenne et efficace au sein de l'interrupteur. La photographie en Figure III-4(a) représente une carte de puissance pour un bras NPC à 3 niveaux, comme nous l'avons précisé précédemment, chaque bras est physiquement indépendant. L'autre illustration en Figure III-4(b) nous présente la carte formant l'étage de bus continu avec son banc de condensateurs, composé des quatorze condensateurs électrochimiques de $680 \mu\text{F}$. En effet, le dispositif est volumineux étant donnée sa conception de manière plane. Pour notre travail, le but était de réaliser un prototype expérimental pour valider la

faisabilité de l'ensemble de l'application. L'optimisation du volume et de la conception du convertisseur pourrait tout à fait s'inscrire dans des travaux futurs.

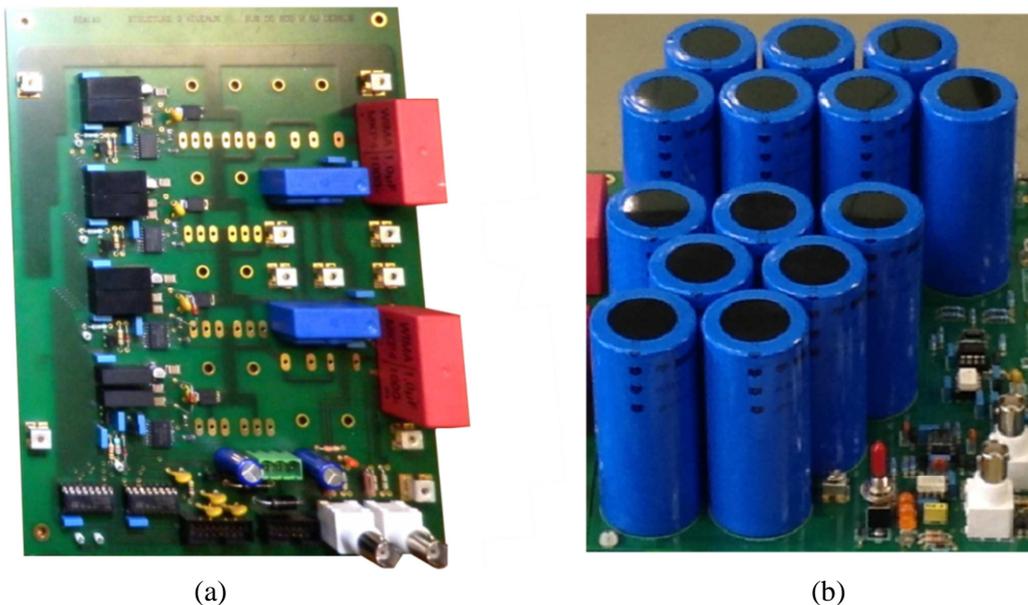


Figure III-4 : Photographies du prototype 5 kW : (a) Carte de puissance d'un bras NPC à 3 niveaux, (b) Carte de puissance du bus continu avec son filtre capacitif.

Notons que les IGBTs et les diodes ne sont pas visibles sur la photographie précédente. En effet, ces derniers sont placés entre le dissipateur thermique et la face soudure de la carte de puissance. Nous avons opté pour ce choix afin que les composants discrets soient plaqués sur le dissipateur, ce qui favorise l'évacuation des pertes calorifiques. Bien sûr les semelles de composants sont isolées électriquement par rapport au dissipateur. La Figure III-5 ci-dessous représente la carte de puissance et le dissipateur avant assemblage. Nous pouvons apercevoir la méthode de montage adoptée pour les composants discrets. Les isolants céramiques sont aussi visibles sur cette représentation et pour améliorer la conductivité thermique, il est nécessaire d'appliquer de la pâte sur chaque zone de contact. L'ensemble est maintenu mécaniquement grâce à un assemblage par vis.

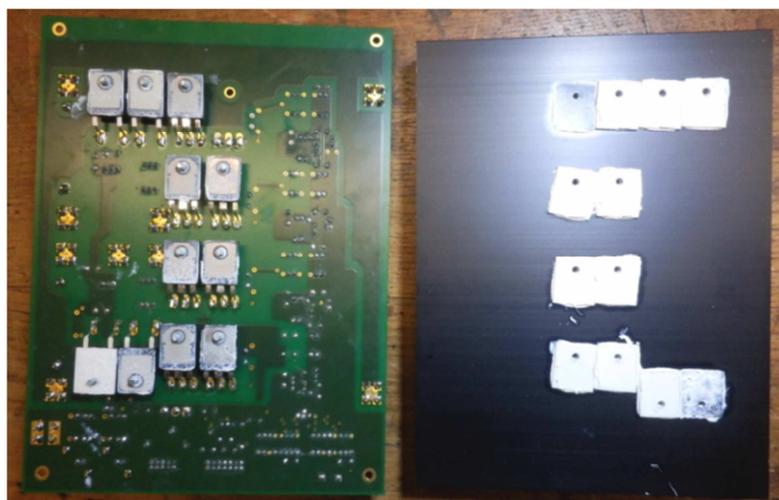


Figure III-5 : Photographie d'une carte de puissance NPC à 3 niveaux et de son dissipateur thermique pendant la phase de montage.

Le système de commande est un système embarqué proposé par National Instruments. Le kit Single-Board RIO GPIC est composé de deux cartes connectées entre elles de manière superposée [4]. La première carte (NI 9683) embarque un ensemble d'entrées/sorties analogiques et numériques. La seconde vient se greffer au premier dispositif (sbRIO-9606), cette dernière est munie d'un processeur Power PC pour la plate-forme temps réel et d'un FPGA Xilinx Spartan-6 (FPGA et Real-Time). Les deux composants sont complémentaires, le processeur est plutôt réservé au contrôle et à l'analyse des données, alors que le FPGA permet de répondre aux besoins en traitement de données (comme les calculs par exemple).

Le langage spécifique à ce dispositif est LabVIEW, il est basé sur un environnement de développement graphique appartenant à National Instruments. Ensuite LabVIEW génère le code pour les cibles utilisées (plates-formes temps réel, FPGA). L'ensemble du système de développement a été installé sur une carte permettant le conditionnement des signaux (Figure III-6). Elle permet d'adapter les niveaux de tensions des différents signaux, le filtrage des signaux de mesures (filtres analogiques), puis de générer les temps morts pour les signaux de commandes des interrupteurs.

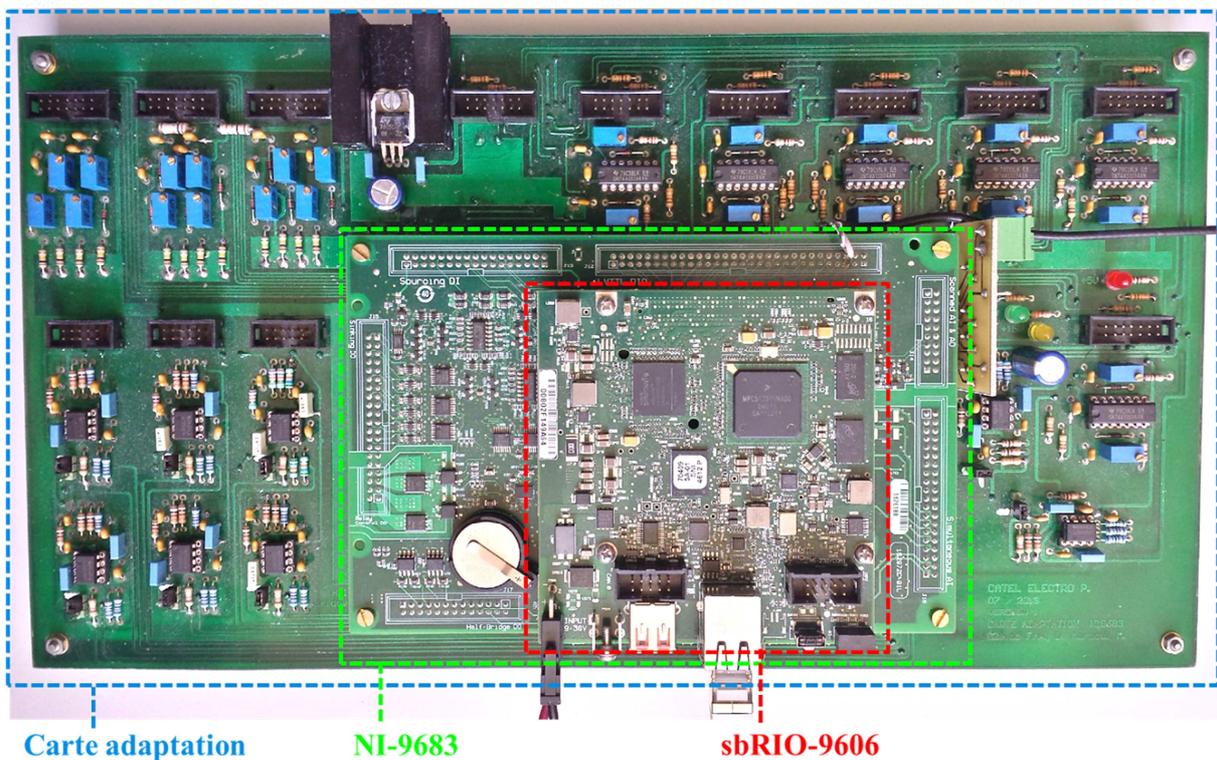


Figure III-6 : Dispositif de commande du convertisseur avec carte de conditionnement des signaux ainsi que le kit Single-Board RIO GPIC.

III.2.2. Mode opératoire

Ce paragraphe permet de présenter l'ensemble des appareils utilisés pour réaliser les mesures dans les différentes configurations du convertisseur. Nous distinguons un côté alternatif et un côté continu, sachant que suivant la configuration du convertisseur, chacun peut à la fois jouer un rôle de générateur et de récepteur. Le schéma en Figure III-7 représente la solution élaborée pour mettre en place la totalité du dispositif expérimental.

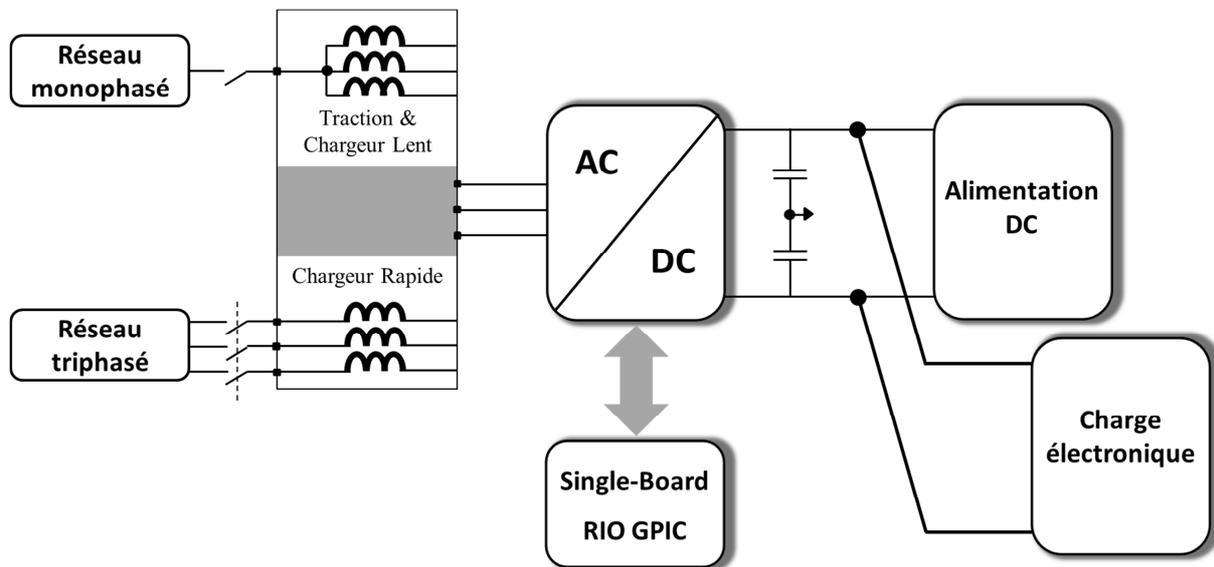


Figure III-7 : Schéma de la solution de l'ensemble du dispositif expérimental.

Nous avons placé sur le bus continu une charge électronique 800 V – 60 A (H&H ZS5680) pour réguler la tension et absorber le courant fourni pendant les phases de recharge. Alors que pour le mode traction, une alimentation continue 1000 V – 30 A (EA-PS 81000-30) permet de fournir l'énergie à la charge alternative (R-L au lieu du moteur). Ensuite sur le côté alternatif, nous avons prévu une charge R-L avec point neutre, pour les modes chargeur lent et traction. Puis pour la configuration en chargeur rapide un banc inductif est sollicité pour le filtrage. Evidemment, ces différentes configurations sont détaillées et étudiées dans la suite de ce chapitre.

III.3. Mode traction : Onduleur triphasé NPC à 3 niveaux

III.3.1. Présentation

Dans ce mode de fonctionnement, le convertisseur transfère l'énergie de la batterie vers le moteur, afin d'assurer la traction électrique du véhicule. Cependant, il est possible de récupérer l'énergie dissipée lors du freinage compte tenu de la réversibilité en courant de l'onduleur de tension, on parle donc de freinage régénératif. En effet, l'enjeu de cette application est très important pour une utilisation en zone urbaine, où la sollicitation du freinage est beaucoup plus marquée que sur des longs trajets. En outre, la récupération de cette énergie permettra d'augmenter l'autonomie du véhicule en mode tout électrique. Comme nous l'avons présentée précédemment, la structure NPC à 3 niveaux est plus efficace au niveau du contenu harmonique, ainsi que du point de vue des pertes générées. Ayant un nombre de composants plus élevé, la topologie NPC est mieux adaptée à notre solution de mutualisation de convertisseur. Ainsi, en repartant de la structure de base, elle offre plus de possibilités de reconfiguration des interrupteurs pour assurer d'autres structures. En fait, l'onduleur de traction sera sollicité pour l'ensemble des fonctionnalités du convertisseur embarqué au sein du

véhicule électrique. La Figure III-8 ci-dessous représente le convertisseur mutualisé dans le mode « *Traction électrique* ».

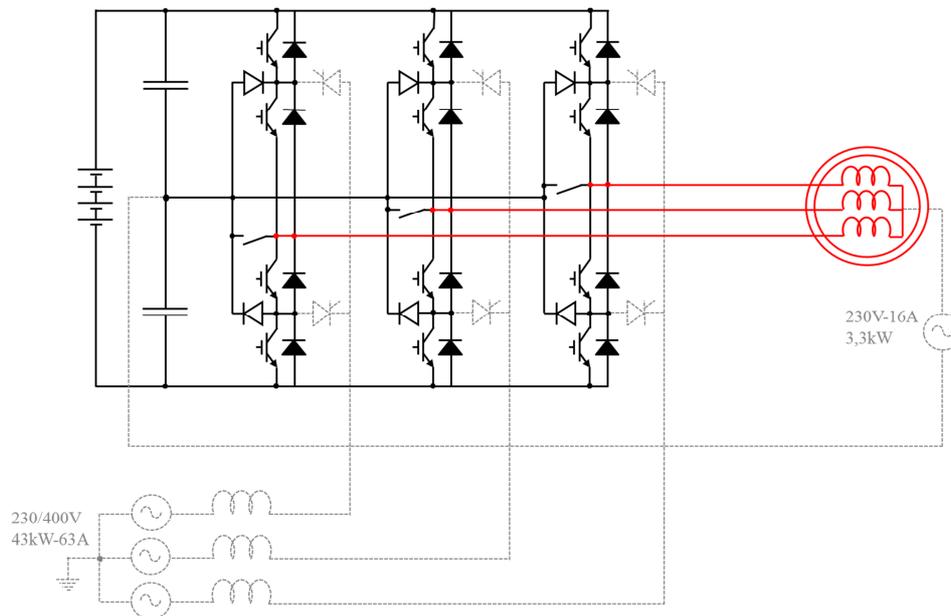


Figure III-8 : Schéma du convertisseur dans le mode traction électrique.

L'alimentation du moteur du véhicule électrique est assurée par l'onduleur triphasé NPC à 3 niveaux. Seuls les éléments en traits pleins sont utilisés dans ce mode. Ici, le moteur (rouge) est raccordé à l'onduleur, alors que les parties grisées seront introduites dans d'autres configurations du convertisseur. Les interrupteurs sont ouverts pour ne pas raccorder le point milieu capacitif aux enroulements du moteur, ce qui engendrerait le court-circuit et empêcherait l'onduleur NPC de fonctionner correctement.

III.3.2. Dimensionnement des éléments passifs

III.3.2.1. Les condensateurs du bus continu

Dans les structures multiniveaux, la répartition homogène de la tension continue est essentielle. Elle permet l'obtention de tensions sous-multiples du bus continu aux bornes des semi-conducteurs. Le schéma Figure III-9 ci-dessous présente les condensateurs de la structure NPC avec les composants périphériques afin d'établir les courants mis en jeu pendant leur fonctionnement dans le mode onduleur.

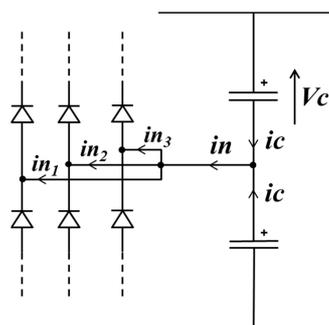


Figure III-9 : Bus continu d'un onduleur triphasé à 3-niveaux NPC.

Le dimensionnement des condensateurs du côté continu dépend de l'ondulation de tension sur la totalité du bus continu, mais aussi de la fréquence de découpage des interrupteurs de puissance. Pour une structure de type NPC, le courant au point milieu capacitif est composé en majorité d'harmoniques de rang 3 à l'échelle de la basse fréquence. Ce sont ces harmoniques de basse fréquence qui engendrent une fluctuation en tension à 3ω au niveau du point milieu capacitif [5]. La première étape consiste à exprimer le courant du point milieu capacitif pour un bras NPC. Il correspond à la somme des courants issus des deux diodes de clamping. La Figure III-10(a) retrace les allures temporelles des trois courants correspondant au point milieu de chacun des bras. Ensuite, le courant du point milieu capacitif pour une structure triphasée est illustré en Figure III-10(b), il est issu de la somme des trois courants tracés en Figure III-10(a). Cette représentation permet de mettre en évidence la présence de l'harmonique 3 dans le signal « $in(\theta)$ ».

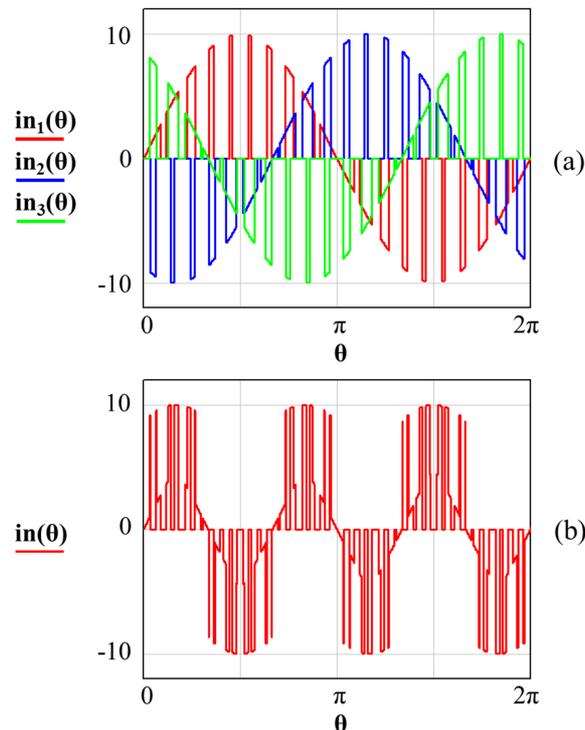


Figure III-10 : Allure des courants dans les points milieu capacitifs : (a) Pour chaque bras, (b) Pour une structure triphasée.

$$in_1(\theta) = (1 - r |\sin(\theta)|). I_{\max} \cdot \sin(\theta - \varphi) \quad (\text{III-1})$$

Avec :

- $r = \frac{V_{\max}}{V_{DC}}$: Profondeur de modulation,
- φ : Déphasage courant-tension du côté alternatif,
- θ : Angle du signal ($\theta = \omega t$).

Dans le cas d'une topologie triphasée, les points milieux de chacun des bras sont reliés entre eux. Il suffit alors de sommer ces trois courants, qui sont identiques mis à part leur déphasage d'un tiers de période basse fréquence. La loi des nœuds peut donc être établie au niveau du courant $in(\theta)$:

$$in(\theta) = in_1(\theta) + in_2(\theta) + in_3(\theta) \quad (\text{III-2})$$

Etant donné que ces courants sont essentiellement concentrés sur l'harmonique de rang 3, il peut être judicieux de s'appuyer sur une approximation au 3^e harmonique. Cette dernière permettrait de quantifier le courant traversant chacun des deux condensateurs avec précision. Par la suite, le courant du point milieu au sein d'un bras, qui sera noté « $in_i(\theta)$ », est déterminé en calculant la valeur de sa composante d'harmonique 3. Nous posons alors les coefficients de Fourier réels A_{In_H3} et B_{In_H3} :

$$A_{In_H3} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi in_1(\theta).cos(3\theta).d\theta = -\frac{4r.sin(\varphi)}{5\pi}.I_{max} \quad (III-3)$$

$$B_{In_H3} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi in_1(\theta).sin(3\theta).d\theta = \frac{8r.cos(\varphi)}{15\pi}.I_{max} \quad (III-4)$$

Pour raisonner sur une seule phase, le module doit être calculé. Enfin, l'amplitude de la composante d'harmonique 3 devient alors :

$$In_H3 = \sqrt{A_{In_H3}^2 + B_{In_H3}^2} = \sqrt{\left[\frac{12r.sin(\varphi)}{15\pi}.I_{max}\right]^2 + \left[\frac{8r.cos(\varphi)}{15\pi}.I_{max}\right]^2} \quad (III-5)$$

Le courant total correspondant aux trois bras, noté « In_H3_tot », est obtenu en multipliant le 3^e harmonique par trois. Effectivement, pour un fondamental à 50Hz dans un système triphasé, les signaux issus des composantes à 150Hz sont en phase. Donc, contrairement aux fondamentaux, ils ne s'annulent pas mais s'ajoutent. Les autres harmoniques de rangs supérieurs sont très faibles, ils peuvent donc être négligés. La Figure III-11(a) montre une comparaison entre le courant total « $in(\theta)$ », et le courant « In_H3_tot » résultant de l'approximation au 3^e harmonique.

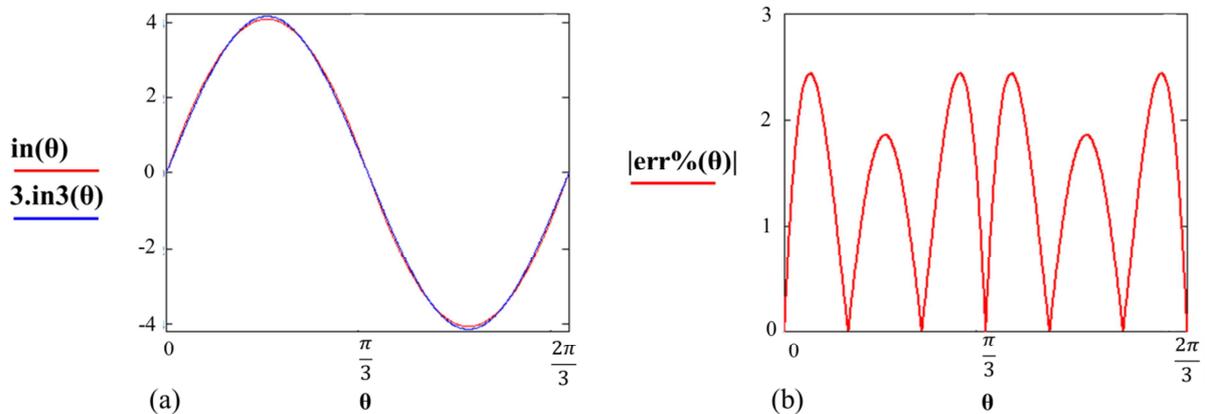


Figure III-11 : Courant total du point milieu et son approximation au 3e harmonique.

La Figure III-11(b) retrace l'erreur entre les deux signaux par rapport à la valeur maximale du courant réel du point milieu capacitif (pour $\theta=\pi/6$). L'erreur maximale entre les deux courants est de 2,44 %. Ainsi l'approximation au 3^e harmonique est satisfaisante pour dimensionner les condensateurs du bus continu d'une topologie de type NPC. Dans une structure à 3 niveaux le bus continu est réparti sur deux condensateurs, le courant dans un condensateur correspond alors à la moitié du courant au point milieu capacitif. Les deux condensateurs sont de valeur identique, la répartition du courant dans chacun des éléments est par conséquent symétrique.

$$i_{c_{\max}} = \frac{3}{2} \cdot I_n - H3 = \frac{2r}{5\pi} \cdot I_{\max} \sqrt{(3 \cdot \sin(\varphi))^2 + (2 \cdot \cos(\varphi))^2} \quad (\text{III-6})$$

Ensuite, les variations de courant et tension aux bornes d'un condensateur interagissent par l'intermédiaire de la loi suivante :

$$\Delta I_c = C \cdot 3\omega \cdot \Delta V_c \quad (\text{III-7})$$

A ce stade, il est possible d'exprimer la capacité minimale pour le côté continu de l'onduleur. La valeur de l'ondulation de tension est fixée en fonction de la tension maximale aux bornes d'un condensateur.

$$C \geq \frac{4r \cdot I_{\max}}{5\pi \cdot \Delta V_c \cdot 3\omega} \sqrt{(3 \cdot \sin(\varphi))^2 + (2 \cdot \cos(\varphi))^2} \quad (\text{III-8})$$

Notons que la capacité minimale du bus continu ne dépend pas du nombre de niveaux de tension du convertisseur. En revanche, le déphasage joue sur la valeur du condensateur, les contraintes maximales sont obtenues pour un couple courant-tension en quadrature, soit une puissance réactive maximale.

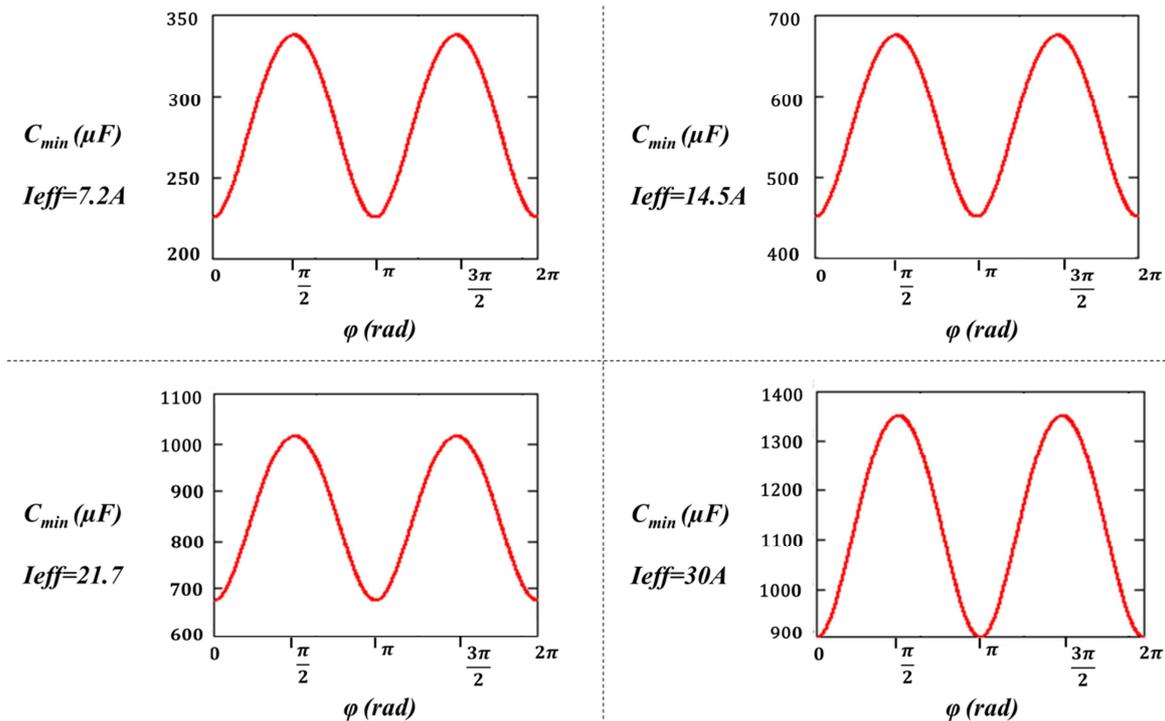


Figure III-12 : Evolution de la capacité minimale en fonction du courant d'entrée et du déphasage.

La courbe en Figure III-12 illustre la variation de la valeur de cette capacité en fonction du déphasage, pour différentes valeurs du courant d'entrée. Effectivement le facteur le plus dimensionnant est bien le courant d'entrée, car ce dernier impacte beaucoup plus le condensateur que le déphasage. Par contre, nous remarquons que pour des courants importants, le déphasage contribue davantage à la variation de la valeur du condensateur.

Application numérique :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DC} = 800V \\ \Delta V_C = 5\% \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) = 20V \\ I_{MAX} = \frac{P}{3V_{eff}} * \sqrt{2} = 10,25A \\ \omega_{BF} = 100\pi \\ P = 5kW \end{array} \right. \quad \text{Donc } C \geq 225\mu F.$$

III.3.2.2. L'inductance de sortie

L'inductance de sortie joue le rôle de source de courant afin de respecter les règles d'associations des sources courant-tension. Elle permet surtout de filtrer le courant de sortie, en atténuant sa composante haute fréquence due à la commutation des semi-conducteurs. Son dimensionnement se fait par rapport à l'ondulation maximale du courant en haute fréquence. Cette donnée est fixée en pourcentage de la valeur du courant nominal (entre 10 et 20% de I_n). Pour la structure NPC à 3 niveaux, l'expression de cette inductance est déterminée facilement en repartant de l'équation pour une structure à 2 niveaux (l'inductance en 2 niveaux est notée L_{2_N}). En effet, connaissant l'intérêt des structures à bus continu réparti, il suffit de le prendre en compte mathématiquement. Le nombre de niveaux de tension correspond directement au facteur à utiliser pour diminuer l'inductance de lissage. Soit pour un convertisseur à « n » niveaux de tension, l'inductance correspondante « L_{n_N} » sera réduite d'un facteur « $n-1$ », ce qui se résume dans l'expression de l'inductance ci-dessous :

$$L_{n_N} = \frac{L_{2_N}}{n-1} \quad \text{(III-9)}$$

La valeur d'inductance minimale peut alors être exprimée en fonction des différents paramètres à prendre en compte :

$$L_{n_N} \geq \frac{1}{n-1} \times \frac{V_{DC}}{4 \cdot \Delta i_{L_MAX} \cdot F_D} \quad \text{(III-10)}$$

Application numérique pour $n=3$:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DC} = 800V \\ F_D = 20kHz \\ P = 5kW \end{array} \right. \quad \text{Donc } L \geq 6,9 \text{ mH.}$$

$$\Delta i_{L_MAX} = 10\% \cdot I_{E_eff} = 0,1 \frac{P}{3V_{eff}} = 0,72A$$

Pour le mode traction :

$$\begin{cases} C_{\min} = 225\mu F \\ i_{c_{\max}} = 2,12 A \\ L_{\min} = 6,9mH \end{cases}$$

III.3.3. Contrôle de l'onduleur de traction

Dans cette partie, nous présenterons la technique de contrôle retenue pour solliciter le convertisseur en tant qu'onduleur de traction. L'objectif de notre travail sera de proposer et valider une structure de puissance capable de fournir les signaux adaptés pour le mode traction (signaux sinusoïdaux). Rappelons que l'intérêt de ce travail n'est pas de proposer un algorithme de contrôle pour la traction, mais plutôt un contrôle permettant de prouver que la topologie proposée peut s'adapter à une chaîne de traction. Pour valider la configuration en mode traction, l'onduleur débitera donc dans une charge passive triphasée (R-L) avec une fréquence fixe (50 Hz). Ici nous verrons les moyens mis en place pour contrôler l'onduleur NPC à 3 niveaux, dans le but de générer les signaux nécessaires pour valider la topologie de puissance d'une chaîne de traction.

La démarche de modélisation consiste en un raisonnement par phase du système. Ensuite, il suffit de dupliquer l'étude monophasée sur chacun des trois bras du convertisseur. Bien sûr, le passage en triphasé est pris en compte par le déphasage en basse fréquence, introduit entre les trois bras de l'onduleur. Nous établirons alors la fonction de transfert d'un onduleur de tension monophasé, débitant sur une charge inductive (une phase moteur). Dans un premier temps, la modélisation s'effectuera sur un onduleur monophasé à 2 niveaux, comme l'illustre la Figure III-13 suivante :

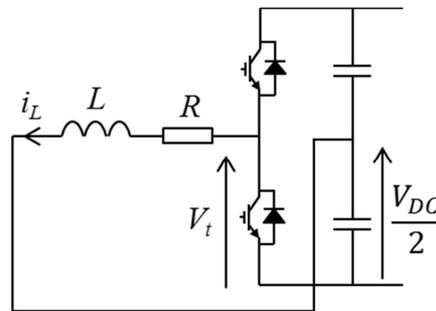


Figure III-13 : Schéma équivalent de l'onduleur monophasé.

Pour établir la fonction de transfert permettant le contrôle du courant de sortie de l'onduleur, il faut appliquer la loi des mailles au niveau des grandeurs fondamentales basse fréquence en sortie. Ceci se traduit par la relation suivante :

$$V_{t_BF} = L \frac{di_{L_BF}}{dt} + Ri_{L_BF} \tag{III-11}$$

La tension « V_{t_BF} » correspond au fondamental de la tension découpée appliquée aux bornes d'une phase du moteur. En approximant l'onduleur à un simple gain en tension par rapport au bus continu, cette tension peut aussi s'écrire ainsi :

$$V_{t_BF} = m \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{III-12})$$

Avec « m » la fonction de modulation.

La tension « V_{t_BF} » et le courant « i_{L_BF} » sont couplés par la charge inductive « R, L ». Cette information permet alors d'établir la fonction de transfert entre les deux grandeurs de sortie de l'onduleur, que l'on notera « $H(s)$ ». Cette dernière suit la loi ci-dessous, dans le domaine de Laplace :

$$H(s) = \frac{i_{L_BF}(s)}{V_{t_BF}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (\text{III-13})$$

La relation (III-13) peut également être représentée par un schéma-bloc (Figure III-14) :

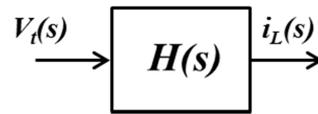


Figure III-14: Fonction de transfert représentée par son schéma-bloc.

Dans cette étude, seule la boucle de courant a été développée et la tension du bus continu est supposée fixe. Une fois cette partie terminée, il reste à mettre en place le modèle de régulation. Celui-ci permet de visualiser les interactions entre les différentes variables à considérer dans le contrôle. La Figure III-15 représente le schéma de la régulation adoptée pour le contrôle en courant d'une phase du moteur. Pour le contrôle en mode traction, la vitesse est supposée constante (donc fréquence constante), ainsi l'étude sera établie pour des courants de fréquence 50 Hz.

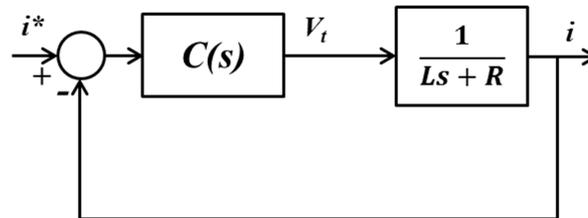


Figure III-15 : Schéma bloc de la régulation du courant moteur.

La fonction de transfert étant établie, il faut à présent déterminer un correcteur pour garantir un courant fourni de nature sinusoïdale, ainsi qu'une erreur statique nulle. La mise en place d'un contrôle est basée sur trois spécifications importantes :

- Réponse en régime transitoire
- Stabilité du système
- Erreur statique ou de régime permanent

Un correcteur de type PI classique n'a de réel intérêt que pour un signal de consigne continu. En effet, il n'est pas utilisé pour les signaux de nature alternative car il engendre une erreur en régime établi. La fonction de transfert d'un PI classique introduit un intégrateur pur, il se traduit par un gain infini pour les signaux de fréquence nulle. Or, pour garantir une réponse en courant sinusoïdale, le

correcteur doit fournir un gain infini à la fréquence des signaux délivrés. Ainsi, l'erreur statique en sortie du processus est éliminée.

Le correcteur résonant fondamental permet de garantir une erreur de régime permanent nulle pour des signaux sinusoïdaux. De la même façon que le PI, il possède un gain et un paramètre résonant qui comporte deux pôles complexes conjugués purement imaginaires [6]. Ainsi, en réglant la fréquence de résonance du correcteur égale celle du signal de consigne (50Hz), la phase en sortie est naturellement fixe et identique à l'entrée sinusoïdale à reproduire. La fonction de transfert du correcteur résonant fondamental est présentée dans l'équation (III-14) [7], [6].

$$C(s) = K_p + \frac{K_p}{T_r} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (\text{III-14})$$

Avec :

- K_p : Gain proportionnel,
- T_r : Constante de temps du correcteur,
- ω_0 : Fréquence de résonance du correcteur.

Par contre, il faut bien noter que le correcteur résonant fondamental est adapté aux signaux purement sinusoïdaux, donc pour des systèmes dits « mono-fréquentiels ». Pour les signaux alternatifs composés de plusieurs fréquences, les correcteurs multi-résonants sont utilisés, ils permettent de travailler non seulement sur le fondamental mais aussi sur les harmoniques contenus dans le signal. Cette dernière catégorie de correcteurs sera présentée dans une section ultérieure.

La seconde partie de la fonction de transfert peut être représentée par la fonction suivante :

$$\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{III-15})$$

En appliquant la loi (III-15) à l'équation (III-14), la fonction de transfert peut aussi s'écrire sous la forme suivante :

$$C(s) = K_p \cdot \left[1 + T_r^{-1} \cdot \frac{N(s)}{D(s)} \right] \quad (\text{III-16})$$

Ainsi, la stabilité du système est réglée grâce à la marge de phase désirée « MP_{des} », qui est définie par la relation (III-17) ci-dessous. La fonction de transfert « $H(s)$ » est décrite en (III-1), puis celle du correcteur en (III-16). Cette définition de la marge de phase désirée prend en compte la phase du système physique mais aussi celle introduite par le correcteur.

$$MP_{des} = \pi + \angle H(j\omega_{cg}) + \angle C(j\omega_{cg}) \quad (\text{III-17})$$

Avec :

- ω_{cg} : Pulsation de coupure de la chaîne directe du système.

Ensuite, en se référant à la méthode présentée dans les travaux de [7], le gain « K_p » et la constante de temps « T_r » sont déterminés en appliquant les équations (III-18) et (III-19) définies ci-dessous,

$$T_r = \frac{\text{Im}[N(j\omega_{cg})]}{\text{Re}[D(j\omega_{cg})] \text{tg}(MP_{des} - \angle H(j\omega_{cg}) - \pi)} \quad (\text{III-18})$$

$$K_p = \frac{|\text{Re}[D(j\omega_{cg})]|}{|H(j\omega_{cg})| \times \sqrt{(\text{Re}[D(j\omega_{cg})])^2 + (T_r^{-1} \cdot \text{Im}[N(j\omega_{cg})])^2}} \quad (\text{III-19})$$

Dans cette approche de dimensionnement de correcteur, le découpage dû à la modulation de largeur d'impulsion (MLI) du convertisseur doit être pris en compte [7]. Ce phénomène se modélise par un retard pur sur le système à contrôler [8].

$$MLI(s) \approx e^{-s.T_{dec}} \approx \frac{1 - \frac{s.T_{dec}}{4}}{1 + \frac{s.T_{dec}}{4}} \quad (\text{III-20})$$

Pour atteindre les performances souhaitées, entre autres en termes de réponse dynamique et de stabilité, le correcteur est calculé en respectant la méthode de réponse fréquentielle détaillée dans [7]. Il faut tout d'abord considérer la chaîne directe du système « H_{BO} », qui est le résultat de la mise en série des fonctions de transfert de l'onduleur (III-13), du retard pur (III-20) et du correcteur résonant (III-16).

$$H_{BO}(s) = H(s) \times MLI(s) \times C(s) \quad (\text{III-21})$$

Ensuite, grâce à la relation ci-dessous, il est très simple de déterminer la fonction de transfert du système en boucle fermée. Dans notre cas l'expression de la chaîne directe est suffisante, étant donné que le retour est unitaire.

$$H_{BF}(s) = \frac{H_{BO}(s)}{1 + H_{BO}(s)} \quad (\text{III-22})$$

Avec cette méthode de dimensionnement de correcteur, il est possible de fixer la pulsation de coupure du système corrigé ainsi que la marge de phase désirée. Une fois ces deux paramètres choisis, les éléments « T_r » et « K_p » peuvent alors être déterminés en appliquant les équations (III-18) et (III-19). Bien sûr, ces deux caractéristiques influent fortement sur la réponse du système. Une marge de phase trop faible a tendance à rendre le système en boucle fermée plus oscillant (limite de stabilité). Physiquement, cela se traduit par une réponse lente et peu amortie, donc les valeurs des dépassements sont aussi importantes. La stabilité du système peut être caractérisée par le diagramme de Bode. En effet, le module doit être inférieur à l'unité lorsque la phase du système est égale à 180°. De plus, dans un système du second ordre la marge de phase est fortement liée au coefficient d'amortissement « ζ ». Cette dépendance est explicitée par l'approximation suivante :

$$\xi \approx \frac{MP_{des}}{100} \quad (III-23)$$

En se basant sur [9], nous pouvons considérer qu'un correcteur correctement déterminé a une marge de gain supérieure à 6 dB et une marge de phase comprise entre 30° et 60°. Afin de garantir une poursuite de référence sans introduire d'erreur (amplitude et phase), il est indispensable de choisir une bande passante du contrôle, d'au moins une décade en dessus de la pulsation de coupure du système seul. A partir des informations évoquées précédemment, nous avons choisi 60° de marge de phase et une pulsation de coupure de la chaîne directe de 20 krad/sec. Notons que cette pulsation de coupure correspond à la bande passante du système corrigé. Une fois ces éléments déterminés, la fonction de transfert du système peut alors être établie en repartant des équations (III-17), (III-18) et (III-19). L'étude de la chaîne directe (ici boucle ouverte) permet de définir les performances du contrôle en régime permanent, nous parlerons de fonction de transfert en « poursuite ». La Figure III-16 représente le diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle ouverte corrigée. Ainsi, la marge de phase désirée de 60° est respectée, avec une marge de gain est bien supérieure à 6 dB. De plus, le gain est infini à la fréquence de résonance, l'erreur sera donc nulle pour une consigne à cette fréquence. La condition de stabilité est aussi validée par le fait que le gain est inférieur à l'unité lorsque la phase est de 180°.

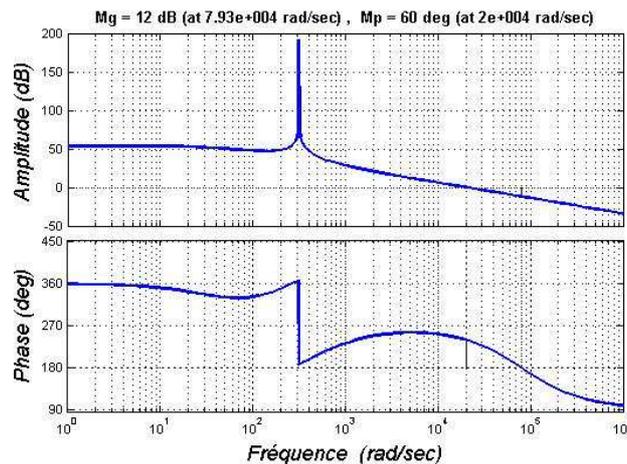


Figure III-16 : Diagramme de Bode du système en boucle ouverte avec correcteur résonant.

Les caractéristiques en boucle fermée sont nécessaires pour fournir les informations sur les performances du système face à la réjection de perturbations, analyse évaluant la fonction de transfert en « régulation ». Pour l'exemple en traction, nous n'avons pas considéré de perturbations au système. L'analyse des lieux de Bode du système en boucle fermée (Figure III-17), montre que le gain est unitaire à la fréquence de résonance, et que la phase associée est bien nulle.

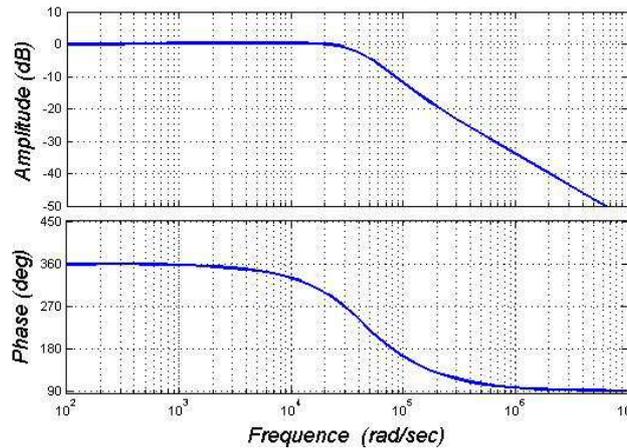


Figure III-17 : Lieux de Bode du système en boucle fermée avec correcteur résonant.

Pour finir le travail sur le correcteur, il ne reste plus qu'à établir sa fonction de transfert discrétisée. En effet, le procédé réel est implanté dans une cible numérique (FPGA Spartan6), c'est la raison pour laquelle la commande du système ne peut être continue. En conséquence, l'ensemble du processus de contrôle doit être discrétisé. Notons aussi que la commande discrétisée est de ce fait constante sur une période d'échantillonnage. Ce phénomène est dû au bloqueur d'ordre zéro utilisé lors des conversions. Sa fonction consiste au maintien de la même valeur de sortie tant que la grandeur en entrée n'a pas varié. Ces paliers correspondent donc à une des limites physiques du procédé en termes de rapidité. Il est conseillé de fixer la fréquence d'échantillonnage en fonction de la bande passante [9].

$$6.F_{Bde_Passante} \leq F_{ech} \leq 25.F_{Bde_Passante} \quad (\text{III-24})$$

Nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage égale à celle de découpage (20 kHz), il est inutile de l'augmenter car le système ne pourrait pas répondre plus rapidement. Plusieurs méthodes de discrétisation des correcteurs sont possibles et envisageables. Pour des raisons de fiabilité nous retenons la méthode de Tustin, en effet, elle est surtout intéressante du fait qu'elle conserve la stabilité du système continu après sa discrétisation.

III.3.4. Simulation du mode traction – MATLAB/Simulink

Dans cette partie, le mode de traction est simulé afin de vérifier l'étude théorique du contrôle réalisée précédemment. En effet, l'ensemble de la topologie de puissance est modélisée dans MATLAB/Simulink. Les paramètres des éléments, ainsi que la méthodologie de contrôle sont pris en compte dans un fichier d'instructions Matlab. L'intérêt étant de démontrer que le convertisseur choisi sera capable de s'adapter à une chaîne de traction. La tension du bus continu est maintenue constante grâce à une source de tension électronique régulée. Cela permet alors de se concentrer sur l'asservissement de courant dans chaque phase du moteur. Pour cette raison, seule la boucle de régulation en courant est présentée. Rappelons que la solution élaborée doit permettre de fournir des signaux sinusoïdaux, afin de prouver son aptitude à assurer la fonction d'onduleur de traction. En reprenant le modèle d'une charge inductive R-L, le contrôle en courant du moteur est mis en place grâce à une poursuite de sinusoïdes de référence. En général, les convertisseurs destinés aux véhicules électriques sont pilotés en commande par modulation vectorielle [10], [11]. Cette technique est très

utilisée dans les applications de véhicules électriques. Elle permet de garantir un contrôle moteur plus optimisé, tout en gérant les différents flux de puissances.

Tout d'abord, il faut mettre en place la loi de commande du convertisseur. Cette phase consiste à trouver la solution adaptée pour générer les bons ordres de commande des interrupteurs. En pratique elle correspond à la commande éloignée, en amont de l'étage d'isolation et d'amplification pour la préparation de la commande rapprochée. Dans l'étude précédente, le modèle du convertisseur correspondait à une structure d'onduleur monophasé à 2 niveaux (Figure III-13), or il s'agit dans cette application d'une topologie de type NPC à 3 niveaux. En fait, l'adaptation est tout à fait possible, car le passage vers une structure en multiniveaux n'affecte pas les termes de basse fréquence.

Pour le deuxième cas, configuration en NPC à 3 niveaux, la même modulation est gardée, simplement, elle fusionne deux cellules à 2 niveaux. La première cellule fonctionnant sur l'alternance positive de la modulante, avec « $cde2=1$ » et « $cde1$ » en commutation. Tandis que la seconde cellule est commandée sur les phases négatives de la sinusoïde, soit pour « $cde3=1$ » et « $cde4$ » en commutation. En générale, la détection du signe de la modulante est assurée par la présence de deux porteuses. Chaque porteuse permet la modulation suivant le signe qui lui est alloué. Cette méthode de modulation a été présentée dans la partie II.5.2. Dans notre cas, le choix s'est porté vers une solution avec une seule porteuse, ce qui permet de simplifier la génération des signaux de commande. En fait, lorsque la modulante devient négative la modulation est faite par rapport à son opposé. Ainsi, la même porteuse est retenue pour l'ensemble du signal à moduler. Rappelons que pour cette méthode, l'interrupteur 1 est commandé si la modulante (mod) est supérieure à la porteuse, alors que 2 est activé si l'opposée de la modulante ($-mod$) est inférieure à la porteuse. Ensuite, il suffit d'appliquer les complémentarités associées pour les commandes 2 et 4.

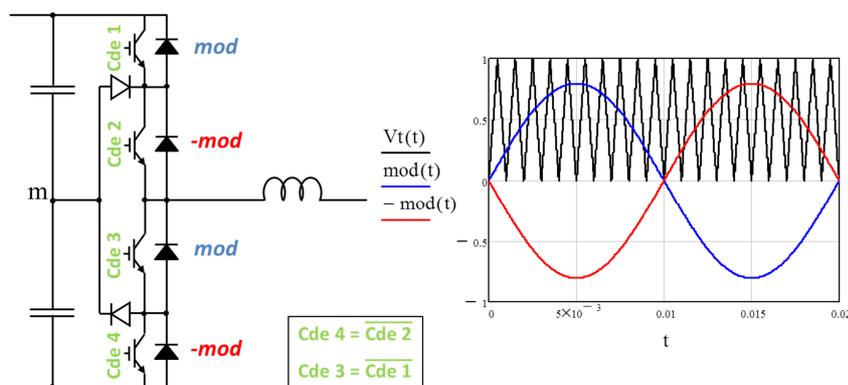


Figure III-18 : Commande équivalente adoptée pour un bras NPC à 3 niveaux.

A ce stade, la commande d'un bras de l'onduleur NPC à 3 niveaux est alors élaborée. Ensuite, pour un convertisseur triphasé, les trois bras devront être déphasés d'un tiers de période en basse fréquence.

La Figure III-19 montre les courants de phases au point de fonctionnement choisi pour la simulation du convertisseur en mode traction. L'application d'une consigne en rampe permet de bien visualiser le comportement du correcteur sur toute la phase dynamique. Ainsi, le correcteur sera évalué sur les phases transitoires pendant la rampe de consigne, puis sur une phase statique lorsque l'amplitude de la consigne devient constante. Les paramètres de simulation retenus sont une tension composée en sortie de 400 V efficace, avec une consigne en courant de 7 A efficace, pour une tension

de batterie à 700 V. Ce qui correspond à une puissance apparente de 4,8 kW, afin de se positionner sur des grandeurs dans la gamme de puissance du dispositif expérimental. Les trois courants de phases suivent bien les consignes en termes de formes d'ondes, mais aussi de phase. La courbe du haut prouve que le correcteur est suffisamment rapide pour ce type d'application car le dépassement est supprimé en moins de 10 ms. De plus, le résultat du découpage se répercute sur l'enveloppe haute fréquence des courants de phases (*bleu, vert, rouge*). La courbe du bas met surtout en évidence les tensions dues à ce point de fonctionnement ; à savoir la tension du bus continu (*pointillés violets*), les tensions simples des phases 1 et 2 (*pointillés rouges et bleus*), la tension composée issue des phases 1 et 2 (*bleu ciel*) et enfin le courant de la phase 1 (*vert*). Les mesures de tensions sont filtrées afin de ne retenir que leur composante fondamentale. Tout d'abord, les déphasages entre les différentes tensions sont respectés, tout comme leur amplitude.

Pour cette simulation le déphasage entre tension et courant par phase est presque nul. En effet, ces derniers sont en phase car la charge utilisée est très résistive. Néanmoins, cela valide tout à fait les attentes en contrôle de courant d'un onduleur de traction.

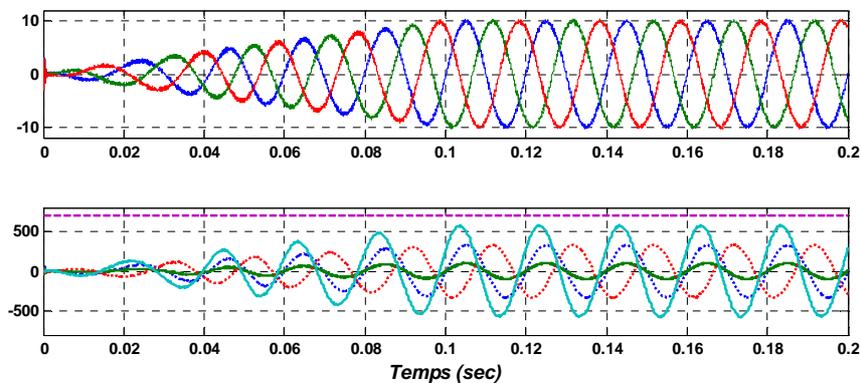


Figure III-19 : Courants de phases en mode traction.

Ensuite, il est aussi intéressant de visualiser le résultat obtenu sur les tensions simples et composées sans l'application de filtres. La Figure III-20 représente sur la courbe du haut les tensions simples des phases 1 et 2 (*respectivement bleu et vert*), avec le courant associé à la phase 1 (*rouge*). Ensuite, le relevé du bas représente la tension composée des phases 1 et 2 (*bleu*), la tension du bus continu (*violet*) et toujours le courant dans la phase 1 (*rouge*).

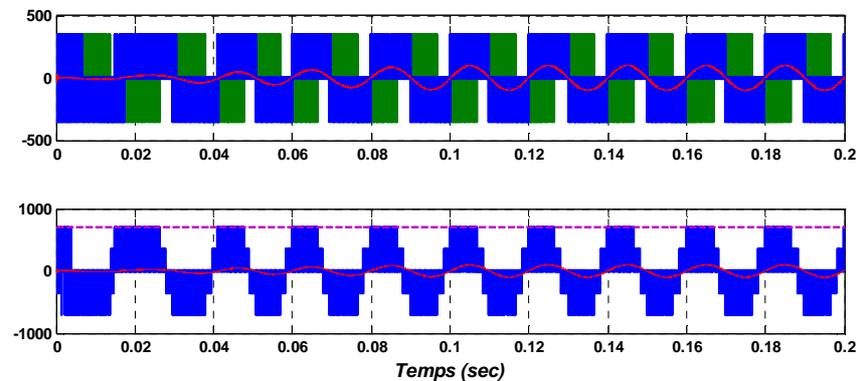


Figure III-20 : Courbes des courants et tension pour le mode traction.

Le résultat sur la tension composée montre explicitement les différents niveaux de tension résultant de la topologie de l'onduleur multiniveaux à NPC. Il apparaît clairement que les niveaux de

tension intermédiaires (V_{dc} , $V_{dc}/2$ et 0 , *idem en négatif*), permettent à la tension composée de se rapprocher d'une onde sinusoïdale. Ainsi, la réduction de la taille des passifs au sein des filtres est alors justifiée. Les simulations réalisées convergent avec le travail théorique établi en amont. Cependant, ce comportement doit être validé par l'approche expérimentale.

III.3.5. Mesures expérimentales en traction

La validation du mode traction est faite pour une configuration en onduleur triphasé NPC à 3 niveaux, débitant sur une charge passive R-L triphasée (remplaçant le moteur). Ce scénario correspondrait concrètement à une phase de déplacement du véhicule électrique. Il est évident que pour une application de traction réelle, les signaux de puissances sont à fréquences variables. En revanche, il suffirait alors de lui associer un contrôle-commande adéquat. L'objectif ici étant uniquement de valider la structure de puissance, le simple fait de fournir des signaux de sortie sinusoïdaux est donc satisfaisant. La Figure III-21 représente les oscillogrammes des signaux de puissance relevés pour illustrer et évaluer le mode de traction.

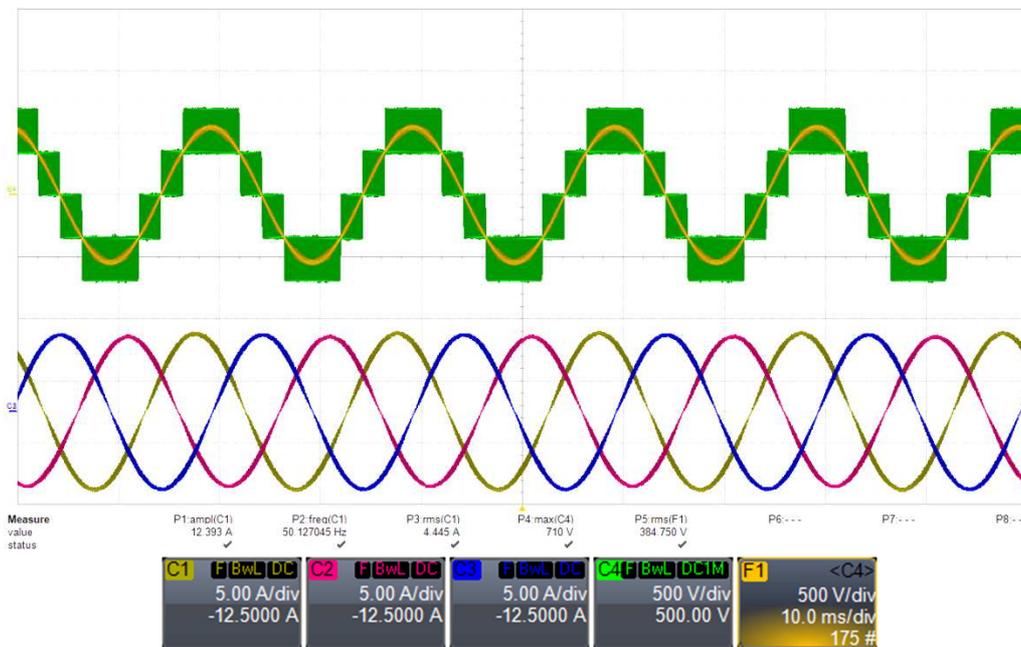


Figure III-21 : Mesures expérimentales d'un point de fonctionnement en mode traction.

Ce relevé met bien en évidence l'intérêt majeur qu'offre l'utilisation de l'onduleur NPC à 3 niveaux. Effectivement, l'association des différents niveaux retrace l'évolution d'une tension composée en sortie de l'onduleur ($C4$ « vert »), sa valeur efficace étant de 385 V. La fonction « $F1$ orange » est une moyenne de cette tension de sortie, ce qui permet de valider que son fondamental est bien à 50 Hz. Rappelons que le bus continu est maintenu à 700 V par une charge électronique régulée en tension. Ensuite, la seconde partie de l'oscillogramme représente les trois courants de phase du moteur ($C1$, $C2$ et $C3$), ces derniers sont bien de nature sinusoïdale et déphasés d'un tiers du temps sur l'échelle de la basse fréquence.

Leur valeur efficace étant de 4,4 A, le relevé correspond alors à un point de fonctionnement pour une puissance de 3 kW. Enfin, le dispositif de puissance est adapté, étant donné qu'il fournit des signaux de sortie sinusoïdaux.

III.4. Mode chargeur lent : Redresseur MLI entrelacé

III.4.1. Présentation de la structure

Cette topologie offre la possibilité de charger la batterie sur un réseau monophasé 230 V à une puissance allant jusqu'à 3,3 kW. Connue sous la dénomination de « recharge lente », elle s'effectue en moyenne dans un temps compris entre 6 et 8 h (réseau domestique). Cette solution est conçue de manière à réutiliser la structure de puissance qui est le convertisseur NPC à 3 niveaux utilisé pour la traction du véhicule [5]. Le plus souvent, l'intérêt principal est de mettre au point des chargeurs fonctionnant en absorption sinusoïdale (PFC). Cette technique contraint les concepteurs à envisager des solutions garantissant un courant d'entrée purement actif pour les chargeurs. Généralement ce contrôle est évalué sur la qualité du facteur de puissance global, qui dans cette logique doit être unitaire.

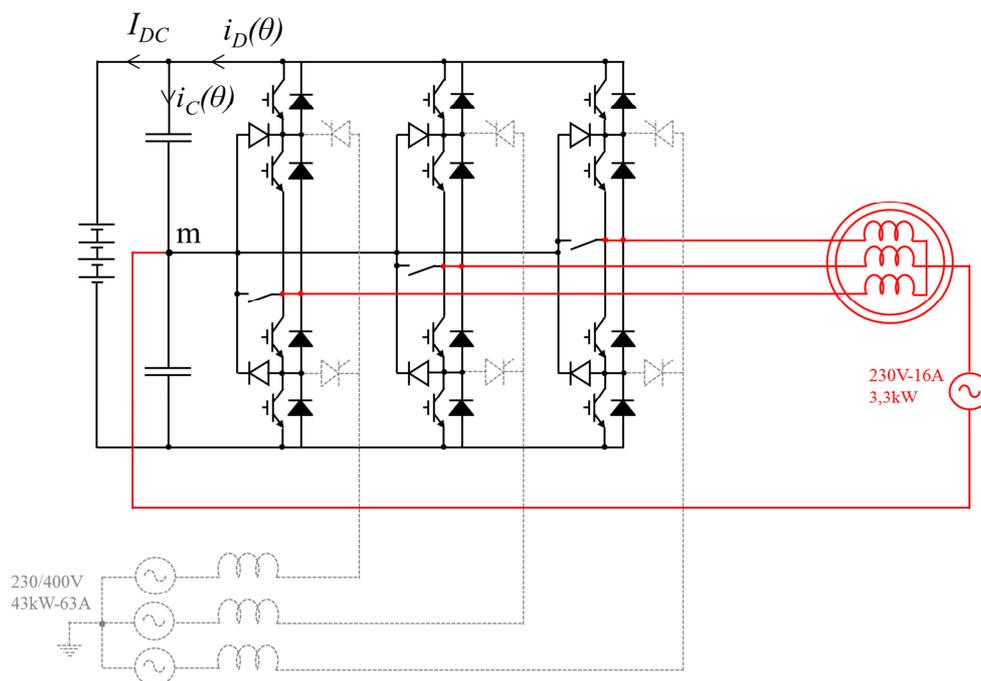


Figure III-22 : Structure redresseur MLI entrelacé NPC à 3 niveaux.

La grande particularité de la structure proposée est l'utilisation des enroulements présents au sein de la machine en tant qu'inductances de filtrage [12]. Cette solution permet de supprimer un élément passif triphasé non négligeable dans le volume total de la chaîne de traction. En ce qui concerne la machine électrique, le point neutre des enroulements doit obligatoirement être accessible, ce dernier permettra ainsi le raccordement à la source d'énergie électrique. Le raccordement du point neutre du réseau se fait au niveau du repère « m », correspondant au point milieu capacitif du bus continu (Figure III-22).

Pour cette topologie l'onduleur de traction est employé en qualité de redresseur monophasé MLI NPC à 3 bras entrelacés. Contrairement à un montage triphasé, les trois bras sont en phase sur le plan de la basse fréquence, tandis que leurs commandes sont déphasées d'un tiers de la période de découpage [13]. L'entrelacement présente de nombreux intérêts pour les éléments passifs au sein du convertisseur. Il vise à réduire l'ondulation du courant d'entrée du chargeur (identique au hacheur boost entrelacé étudié en section II.6.2), ce qui revient à atténuer les harmoniques hautes fréquences

injectées vers le réseau de distribution. De plus, pour les chargeurs utilisant les enroulements du moteur, ces derniers bénéficient de valeurs d'inductances plutôt importantes, la qualité du filtrage est généralement satisfaisante. Dans ce type d'application de chargeur, le risque majeur est la mise en rotation de l'arbre du moteur pendant les phases de recharge. En toute logique la traction et la recharge sont deux actions indépendantes, excepté la phase de freinage régénératif qui n'intervient pas dans cette configuration. L'ensemble des exigences à respecter pour ces chargeurs est régi par la norme de « système de charge conductive pour véhicules électriques » (IEC 61851-1, [14]). Dans notre cas, aucune raison ne justifierait une rotation du moteur pendant la charge. Rappelons que la rotation est la conséquence d'un champ tournant en basse fréquence issu de l'alimentation triphasée du stator. Or, dans notre application, les enroulements du moteur sont entrelacés à la fréquence de découpage et, à l'échelle des basses fréquences, les bras sont en phase. Cette méthode engendre un flux constant au sein de la machine, ce qui se traduit par un maintien de l'arbre en position bloquée. En revanche, entrelacer les trois bras risque de créer des vibrations en hautes fréquences au sein de la transmission. Heureusement, ces vibrations, liées à la composante HF, seront fortement atténuées par le filtrage dû aux enroulements.

Pour simplifier l'étude basse fréquence du chargeur monophasé, les trois bras du redresseur sont réunis afin de n'en former qu'un seul. Par contre, ce dernier transitera le triple de la puissance de chacun des bras. Ainsi, la topologie s'avère équivalente à un redresseur monophasé MLI NPC à 3 niveaux. Le dimensionnement étant réalisé pour les contraintes maximales (P_{max}), il est donc plus judicieux de considérer directement un contrôle en PFC (courant et tension en phase). Ainsi, l'évolution du rapport cyclique peut être déterminée via la loi de mailles en entrée, exprimée à l'échelle de la basse fréquence. En régime sinusoïdal, en négligeant la chute de tension inductive, les grandeurs électriques sont couplées grâce aux relations suivantes :

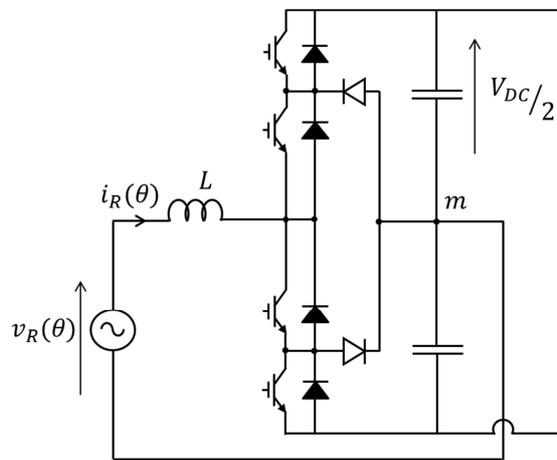


Figure III-23 : Schéma de principe du redresseur monophasé à MLI NPC à 3 niveaux.

$$V_R(\theta) = \alpha(\theta) \cdot \frac{V_{DC}}{2} = V_{MAX} \cdot \sin \theta \quad (III-25)$$

Ainsi, la loi de commande associée en découle directement :

$$\alpha(\theta) = r |\sin \theta| \quad (III-26)$$

Avec « r » la profondeur de modulation définie ci-dessous :

$$r = \frac{2V_{MAX}}{V_{DC}} \quad (III-27)$$

Une fois la modulation du rapport cyclique déterminée, les courants et tensions caractérisant les différents éléments du montage, peuvent être exprimés sur le plan de la basse fréquence. Cette étape est indispensable pour le dimensionnement des composants au sein d'une topologie de puissance.

III.4.2. Dimensionnement des éléments passifs

III.4.2.1. Le condensateur de sortie

La valeur du condensateur de sortie sera dimensionnée par la fréquence basse alors qu'il sera nécessaire de considérer l'intégralité du signal pour obtenir la contrainte en courant. L'expression de l'ondulation de tension aux bornes du condensateur permet de dimensionner la valeur de la capacité minimale. Cette démonstration est détaillée dans l'Annexe B.

L'ondulation de tension maximale sur l'intervalle considéré peut s'exprimer par la relation suivante :

$$\Delta V_C = \frac{1}{C\omega_{BF}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(I(1 - \cos(2\theta)) - \frac{I}{2} \right) d\theta \quad (III-28)$$

Nous pouvons ensuite en déduire le dimensionnement final du condensateur minimal pour respecter la condition d'ondulation maximale en tension que nous fixerons.

$$C \geq \frac{I_{DC}}{\Delta V_C \omega_{BF}} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \right) \quad (III-29)$$

Application numérique :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DC} = 800V \\ \Delta V_C = 5\% (V_{DC}) = 40V \\ I_{MAX} = I_{E_eff} * \sqrt{2} = \frac{P}{V_{eff}} * \sqrt{2} = 30,75A \\ \omega_{BF} = 100\pi \\ P = 5kW \end{array} \right. \quad \text{Donc } C \geq 4,9 \text{ mF}.$$

A ce stade, le condensateur a été dimensionné en ne tenant compte que des grandeurs basse fréquence. Or, le chargeur fonctionne à une fréquence de découpage de 20kHz, il est donc indispensable de considérer la composante haute fréquence pour obtenir la contrainte en courant. Cette phase consiste à exprimer le courant traversant le condensateur sur toute la plage de fréquence (*BF et HF*).

L'expression du rapport cyclique correspond à la loi démontrée précédemment à travers l'équation (III-26). Bien sûr, cette modulation est la même sur chaque bras, hormis qu'elle est déphasée d'un tiers de période de découpage, ce qui permet de bénéficier des avantages liés au triphasé en termes de contenu harmonique, mais sur la partie haute fréquence. Selon la valeur de chacun des trois rapports cycliques, le courant haute fréquence « $i_d(t)$ » sera composé de paliers à 0 , $\frac{i_e}{3}$, $\frac{2i_e}{3}$ et i_e . Les courbes Figure III-24 ci-dessous représentent les évolutions hautes fréquences du courant « $i_d(t)$ » pour les différents intervalles de rapports cycliques.

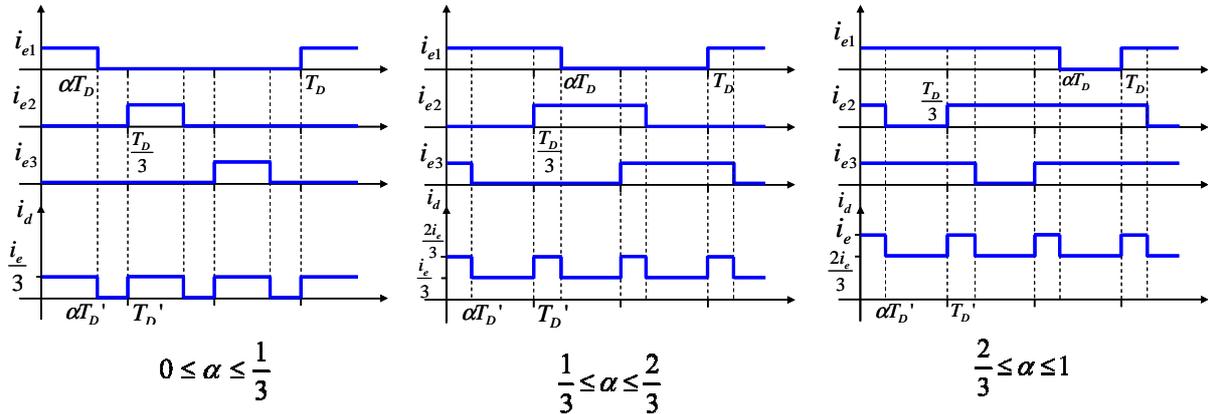


Figure III-24 : Allures HF du courant de sortie $i_d(t)$ sur les trois intervalles de α .

Les trois cas de figure précédents correspondent à différents intervalles de valeurs pour le courant « $i_d(t)$ ». Il est indispensable de déterminer les moments « θ_i » pour lesquels le courant « $i_d(t)$ » change de palier. L'intérêt est donc de trouver les instants où le courant transite d'un palier à un autre, ou encore, de déterminer les instants où le rapport cyclique change d'intervalle en fonction de la valeur de « α » (Figure III-25).

$$\begin{cases} r \sin(\theta_1) = \frac{1}{3} \\ \theta_1 = \arcsin\left(\frac{1}{3r}\right) \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

$$\begin{cases} r \sin(\theta_2) = \frac{2}{3} \\ \theta_2 = \arcsin\left(\frac{2}{3r}\right) \end{cases} \quad (\text{III-31})$$

Ces changements de paliers permettent de retracer la forme du courant $i_d(t)$ à l'échelle de la basse fréquence, mais tout en considérant les variations dues à la fréquence de découpage des interrupteurs. La Figure III-25 représente les formes d'ondes du courant de sortie « $i_d(t)$ » et du rapport cyclique « $\alpha(\theta)$ » correspondant. La synchronisation présente entre les deux courbes montre que l'évolution du rapport cyclique est à l'origine des paliers introduits dans le signal découpé. L'enveloppe basse fréquence du courant est constituée d'une combinaison de trois sinusoïdes issues des commutations haute fréquence des interrupteurs.

L'expression du courant efficace sur une période haute fréquence dans les trois intervalles est déduite ainsi :

$$- \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{1}{3} : \quad i_{d_eff} = \frac{i_e}{3} \sqrt{3\alpha}, \text{ avec } \alpha' = 3\alpha \quad (\text{III-32})$$

$$- \quad \frac{1}{3} \leq \alpha \leq \frac{2}{3} : \quad i_{d_eff} = \frac{i_e}{3} \sqrt{9\alpha - 2}, \text{ avec } \alpha' = 3 \times \left(\alpha - \frac{1}{3} \right) \quad (\text{III-33})$$

$$- \quad \frac{2}{3} \leq \alpha \leq 1 : \quad i_{d_eff} = \frac{i_e}{3} \sqrt{15\alpha - 6}, \text{ avec } \alpha' = 3 \times \left(\alpha - \frac{2}{3} \right) \quad (\text{III-34})$$

Le courant efficace total se calcule en intégrant les différentes portions de courants de haute fréquence sur chaque intervalle basse fréquence. De plus, la forme d'onde du courant présente une symétrie sur trois périodes distinctes du signal, qui sont les suivantes (Figure III-25) : $[0; \theta_1]$, $[\theta_1; \theta_2]$ et $[\theta_2; \pi/2]$.

$$i_{d_eff_tot}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1} \frac{i_e^2(\theta)}{9} \alpha'(\theta) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{i_e^2(\theta)}{9} [3\alpha'(\theta) + 1] d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{2}} \frac{i_e^2(\theta)}{9} [5\alpha'(\theta) + 4] d\theta \quad (\text{III-35})$$

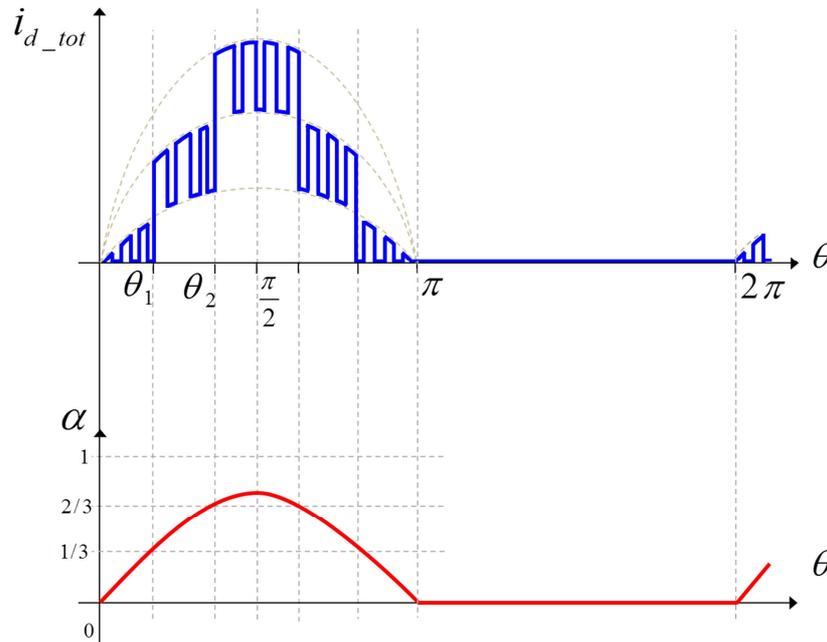


Figure III-25 : Evolution du courant de sortie $i_d(\theta)$ et $\alpha(\theta)$ sur une période BF.

Une fois le courant efficace de la diode sortie connu, celui dans le condensateur peut être rapidement déterminé. De plus, le terme croisé dû au développement de la formule est nul, étant donné la valeur moyenne nulle du courant dans le condensateur.

$$I_{C_eff} = \sqrt{I_{d_eff_tot}^2 - I_{DC}^2} \quad (\text{III-36})$$

Application numérique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Données} \\ i_e(\theta) = I_{MAX} \cdot \sin \theta \\ \alpha(\theta) = r |\sin(\theta)| \\ I_{DC} = \frac{P}{V_{DC}} = 6,25A \end{array} \right. \quad \text{Donc } I_{C_eff} = 12,8 A.$$

III.4.2.2. L'inductance d'entrée

Comme pour le cas précédent, le dimensionnement de l'inductance minimale découle de l'expression de l'ondulation de courant en fonction des autres grandeurs électriques (Annexe C).

$$\Delta i_L(\theta) = \frac{V_{DC}/2}{3 L F_D} \alpha_{eq} (1 - \alpha_{eq}) \quad (\text{III-37})$$

Ensuite, nous pouvons déterminer le maximum de l'ondulation (pour $\alpha < 1/3$) grâce à l'annulation de sa dérivée, soit pour $\frac{d(\Delta i_L(\theta_0))}{d\theta} = 0$, avec « θ_0 » l'instant vérifiant cette condition (Annexe C) :

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{1}{6r}\right) \quad (\text{III-38})$$

Ce qui ramène la condition sur le dimensionnement de l'inductance minimale à l'expression suivante :

$$L \geq \frac{V_{MAX}}{\Delta i_{L_MAX} \cdot F_D} \cdot \frac{1}{12r} \quad (\text{III-39})$$

Application numérique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Données :} \\ r = \frac{2V_{MAX}}{V_{DC}} = 0,813 \\ F_D = 20kHz \\ P = 5kW \\ V_{eff} = 230V \\ \Delta i_{L_MAX} = 10\% \cdot I_{E_eff} = 0,1 \frac{P}{3V_{eff}} = 0,72A \end{array} \right. \quad \text{Donc } L \geq 2,3 \text{ mH.}$$

Les contraintes de dimensionnement sur les passifs utilisés au sein du chargeur monophasé sont redéfinies ci-dessous :

$$\begin{cases} C_{\min} = 4,9mF \\ I_{Ceff} = 12,8A \\ L_{\min} = 2,3mH \end{cases}$$

III.4.3. Contrôle du chargeur lent

Comme présenté dans l'étude en mode traction, dans une optique de contrôle, le chargeur de batterie sera étudié sur la base d'un redresseur monophasé à 2-niveaux. Un seul enroulement du moteur est considéré pour le modèle proposé. La Figure III-26 représente le schéma équivalent du redresseur raccordé au réseau monophasé. En effet, dans l'étude qui suit le contrôle sera basé sur cette modélisation.

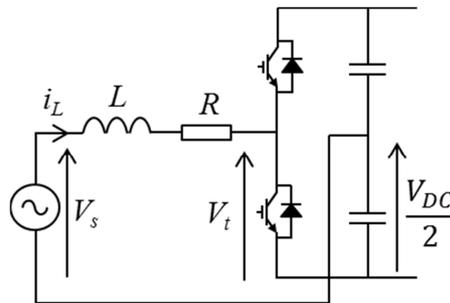


Figure III-26 : Schéma équivalent du chargeur de batterie.

Le travail de régulation établi dans le mode traction (section III.3.3) s'applique de façon identique dans la configuration en chargeur lent. Bien sûr, la consigne de courant doit être en phase avec la tension du réseau, afin de garantir un fonctionnement en PFC. Pour ce genre de régulation, le bus continu doit forcément être contrôlé en tension. En effet, ce sont les variations de la tension continue qui permettent de fixer l'amplitude de la consigne en courant [7]. Dans cette étude, seule la boucle de courant a été développée, ainsi nous rappelons que la tension du bus continu est supposée déjà contrôlée. Le maintien de la tension continue est assuré par une charge électronique régulée en tension, directement placée sur le bus continu du système. L'unique différence apportée à ce modèle est la présence de la tension du réseau « V_s ». Effectivement, il est indispensable de prendre en compte la tension sinusoïdale de la source. Comme illustré dans la Figure III-27, elle agit sur le système comme une perturbation [15]. Ainsi, le correcteur doit assurer l'asservissement du courant tout en rejetant les perturbations dues à la tension du réseau, mais aussi aux harmoniques de rang faible présents sur le réseau.

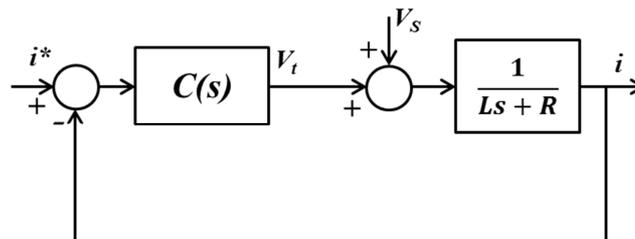


Figure III-27 : Schéma bloc de l'asservissement de courant du chargeur lent.

Par contre, il serait maladroit d'opter pour un filtrage passif à de telles valeurs de fréquences, car le volume serait insensé par rapport à l'application. Tandis que l'idée de filtrer ces harmoniques par l'intermédiaire du contrôle est très appréciée et surtout moins coûteuse. Dans l'étude dédiée au contrôle de l'onduleur de traction (section III.3.3), le correcteur résonant fondamental était suffisant pour sélectionner une seule fréquence. En revanche, dans le cas d'une configuration de la structure en chargeur, le correcteur doit permettre l'atténuation des harmoniques de rang faible afin de respecter la norme associée (CEI 61000-3-2 [16]). Le correcteur résonant multi-fréquentiel permet la réjection de perturbations à différentes fréquences [7]. En effet, il se comporte de la même façon que le correcteur résonant fondamental, mais sur l'ensemble des fréquences de résonance prédéfinies. En repartant de la relation (III-14), qui définit la fonction de transfert du correcteur résonant fondamental, la relation du correcteur multi-fréquentiel peut s'établir en généralisant la fonction à l'ensemble des harmoniques. Nous posons :

$$K_r = \frac{K_p}{T_r} \quad (\text{III-40})$$

De nombreux travaux existent sur ces types de correcteurs, qui peuvent prendre une forme série ou parallèle. Ici, le choix s'est porté vers une forme parallèle car il présente moins de termes que la structure série [17]. Ainsi, la fonction de transfert du correcteur résonant multi-fréquentiel « $C_{//}(s)$ », devient :

$$C_{//}(s) = K_p + \sum_{i=0}^n \frac{K_r s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (\text{III-41})$$

Le lieu de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte en Figure III-28, résultant de la mise en série du système « $H(s)$ » et du correcteur résonant multi-fréquentiel « $C_{//}(s)$ », permet de vérifier les performances du système corrigé, non seulement sur les marges de gain et de phase, mais aussi sur le gain aux fréquences de résonance, ainsi que le déphasage introduit lors de perturbations.

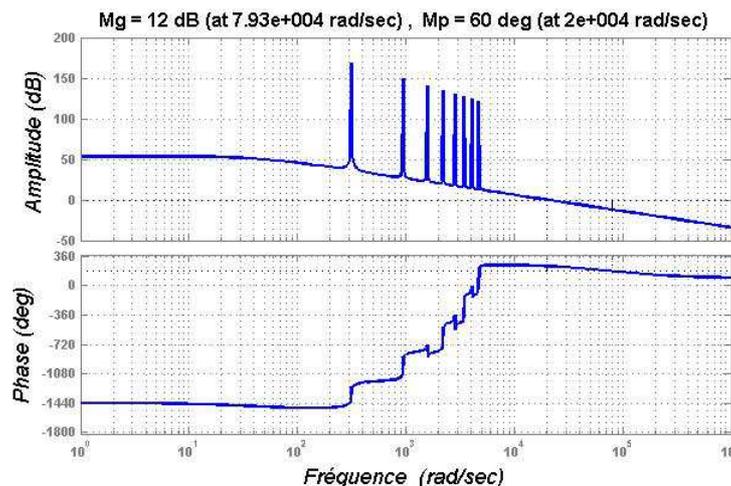


Figure III-28 : Lieu de Bode de la boucle ouverte avec correcteur à multi-résonance.

Ensuite, il reste à établir les deux fonctions de transfert du contrôle, la première concerne la poursuite de référence (équation (III-42)), alors que la seconde caractérise la régulation du système, ou réjection de perturbations (équation (III-43)).

- Fonction de transfert de la poursuite du signal de référence :

$$T_{//}(s) = \frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{K_p \cdot \prod_{i=1}^n (s^2 + \omega_i^2) + \sum_{i=1}^n \left(K_r s \cdot \prod_{j=1, i \neq j}^n (s^2 + \omega_j^2) \right)}{(Ls + R + K_p) \cdot \prod_{i=1}^n (s^2 + \omega_i^2) + \sum_{i=1}^n \left(K_r s \cdot \prod_{j=1, i \neq j}^n (s^2 + \omega_j^2) \right)} \quad (\text{III-42})$$

- Fonction de transfert de la régulation :

$$P_{//}(s) = \frac{i(s)}{V_s(s)} = \frac{\prod_{i=1}^n (s^2 + \omega_i^2)}{(Ls + R + K_p) \cdot \prod_{i=1}^n (s^2 + \omega_i^2) + \sum_{i=1}^n \left(K_r s \cdot \prod_{j=1, i \neq j}^n (s^2 + \omega_j^2) \right)} \quad (\text{III-43})$$

Vérifions maintenant vers quelles valeurs les fonctions de transfert convergent pour les fréquences de résonance.

$$\begin{cases} T_{//}(j\omega_i) = 1 \\ P_{//}(j\omega_i) = 0 \end{cases} \quad (\text{III-44})$$

Les valeurs des fonctions de transfert en poursuite et en perturbation convergent bien vers les valeurs attendues. Ensuite, comme pour le correcteur résonant fondamental, les diagrammes de Bode du système contrôlé grâce à la résonance multi-fréquentielle (Figure III-29), montrent le bon comportement de ce correcteur en poursuite de consigne, mais aussi en termes de réjection des perturbations aux différentes fréquences sélectionnées.

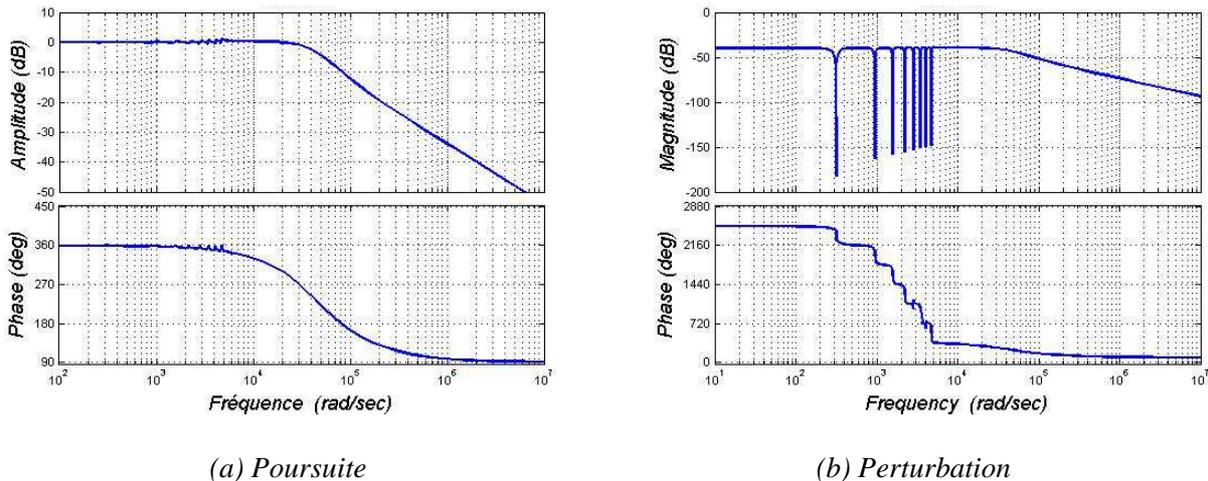


Figure III-29 : Lieux de Bode de la fonction de transfert du système avec correcteur multi-fréquentiel.

Les caractéristiques en poursuite sont satisfaisantes car le gain est unitaire sur toute la bande passante du système (Figure III-29(a)). De plus, la poursuite est assurée sur la bande passante sans introduire de phase sur le signal de réponse. La réjection des perturbations est bien justifiée en Figure

III-29(b), en effet, à chaque fréquence de résonance, l'atténuation du gain est très importante. Ainsi, les harmoniques déformant le courant absorbé sont éliminés grâce au correcteur résonant multi-fréquentiel.

Remarquons qu'avec cette méthode de contrôle il est possible de gérer des échanges de puissances active et réactive au sein du chargeur. Cependant, pour maîtriser ces flux de puissances, il faut prévoir une solution pour connaître la phase du réseau. Pour cette étude, le choix d'une boucle à verrouillage de phase (ou Phase Locked Loop, PLL) semble indispensable. La priorité dans un premier temps est que le dispositif présenté doit garantir une absorption de courant sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire (PFC). Ensuite, grâce à la connaissance de la phase de la source, plusieurs types d'échanges de puissances sont envisageables et réalisables. Ceci devient très intéressant pour l'utilisateur car le dispositif est apte à fournir des services réseau ou autres (V2G, V2H, ...) [18].

III.4.4. Simulation du mode chargeur lent – MATLAB/Simulink

La simulation de la topologie du chargeur permet de valider le convertisseur sur le plan de la régulation. La Figure III-30 ci-dessous représente la topologie de puissance avec l'ensemble des dispositifs de mesures de courants et tensions. De plus, le sous-système « PLL » permet de bénéficier de la phase de la tension réseau « V_S », ce qui est indispensable pour réaliser un chargeur en PFC mais aussi pour gérer les différents échanges de puissances.

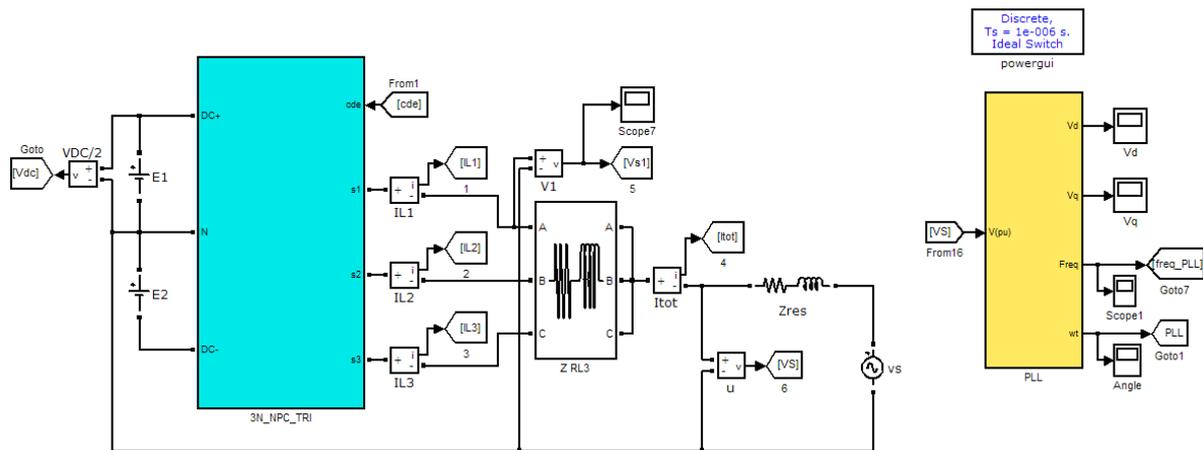


Figure III-30 : Schéma du chargeur lent dans Matlab/Simulink.

Afin de se rapprocher au mieux de la réalité, il est judicieux de prendre en compte l'impédance du réseau, « Z_{res} ». Celle-ci intervient directement entre le réseau et l'entrée du chargeur, elle correspond au point d'accès au réseau du point de vue de l'utilisateur. Dans ce cas, le bloc R-L triphasé représente les enroulements du moteur utilisés pour le filtrage. Le bus continu est stabilisé par la présence des deux sources de tension, chacune réglée à 350 V, alors que la tension du réseau est fixée à 230 V efficace. Enfin, le sous-système « $3N_NPC_TRI$ » est la structure de puissance choisie dans cette application afin de permettre le fonctionnement en redresseur MLI NPC à 3 niveaux entrelacé. La loi de commande adoptée est la solution n'utilisant qu'une porteuse pour l'ensemble de la modulation du signal basse fréquence, cette méthode a été présentée précédemment (Figure III-18). La consigne de courant est de nature sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau « V_S », ce qui permet donc de garantir un fonctionnement en PFC. La Figure III-31 représente les courants absorbés dans chacune des phases (bleu), puis la référence en courant toujours en rampe (rouge). Cette simulation prouve effectivement que le correcteur agit de la manière attendue sur l'amplitude du

courant mais aussi sur la nature sinusoïdale de celui-ci. Dans cet exemple, chaque phase absorbe un courant de 5 A efficace, ce qui donne une puissance de charge totale de 3,3 kW. Pendant que l'amplitude de la consigne augmente, les réponses en courant sont réactives et leur évolution ne présente pas de retard ou de dépassement. De plus, ceci permet de vérifier le correcteur résonant multi-fréquentiel pendant toute la phase dynamique, qui correspond à la durée de la rampe du courant de référence

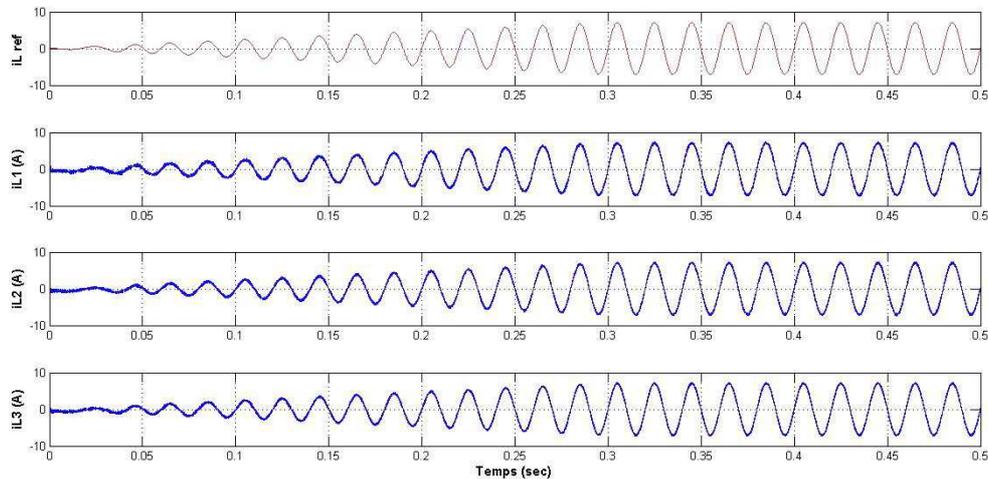


Figure III-31 : Tracé des courants par phase ainsi que leur référence.

La réactivité du correcteur peut être mise en évidence en dilatant l'échelle temporelle, de manière à se focaliser sur l'origine de la consigne. La Figure III-32 illustre le temps de réponse de la régulation adoptée. La consigne étant sinusoïdale et avec une évolution de son amplitude en rampe, le système est bien stable sur toute la réponse, car il ne subit aucune discontinuité (exemple de l'échelon en consigne).

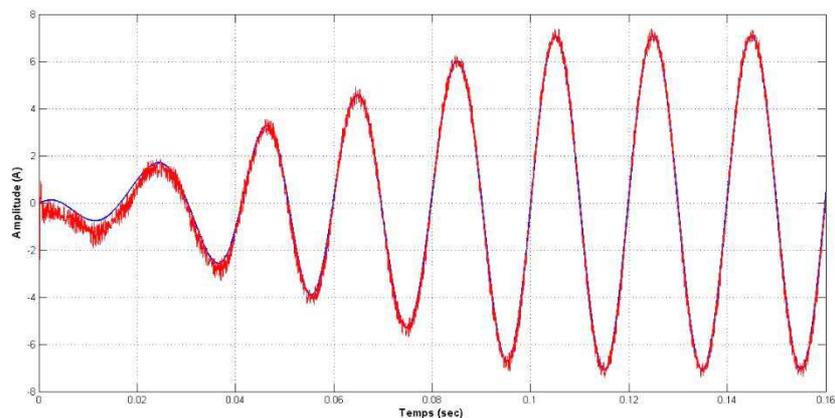


Figure III-32 : Réponse du système à une consigne sinusoïdale.

Pour cette consigne de courant, le système présente une réponse satisfaisante, et surtout sans engendrer de dépassements significatifs. La dernière étape de validation concerne le fonctionnement en PFC du chargeur. Cette caractéristique est définie par le fait d'absorber un courant sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau. La Figure III-33 représente le courant total absorbé « i_{tot} » (rouge) ainsi que les tensions « V_s », qui sont respectivement la tension du réseau (bleu).

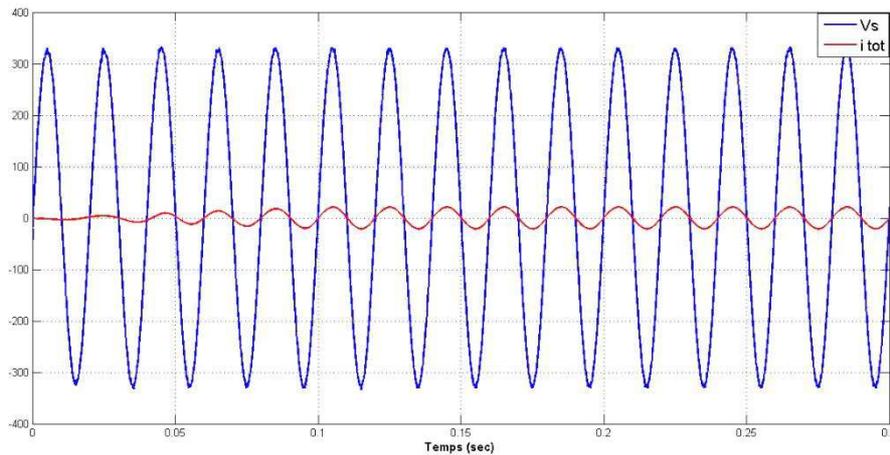


Figure III-33 : Courant absorbé par le chargeur, ainsi que les tensions réseau et du redresseur.

La tension du réseau et le courant absorbé par le chargeur sont bien en phase, ce qui justifie tout à fait le comportement en PFC. Même pour les faibles valeurs de courant, l'absorption sinusoïdale est vérifiée.

III.4.5. Mesures expérimentales en chargeur lent

Les différents travaux théoriques et de simulation étant réalisés, il reste néanmoins à mettre en pratiques ces méthodes sur le prototype expérimental. Ici les enroulements du moteur sont remplacés par des inductances, ce qui ne présente pas de changement sur un point de vue électrique. Dans cette étape, le bus continu est maintenu à 730 V, ce grâce à une charge électronique régulée en tension, puis polarisée par une source continue. Ceci remplace l'ensemble du dispositif de régulation de tension du bus continu, puis l'organe d'adaptation de tension avec la batterie. En fait, avant de se raccorder au réseau, il est indispensable d'avoir un bus continu déjà chargé. En effet, cela permet d'éviter les forts appels de courants lors de la connexion, dus à la présence des condensateurs du convertisseur NPC. En alimentant la charge électronique par la source continue, le bus continu est régulé en tension grâce à la charge électronique. Il est évident que la charge joue le rôle de la batterie associée au hacheur d'adaptation de tension avec le bus continu. La charge est nécessaire car l'alimentation n'est pas 4 quadrants, la puissance maximale étant limitée par la capacité de dissipation de la charge. Tout d'abord, les tests sont réalisés sur un seul bras, ainsi, plusieurs échanges de puissances ont été validés. La Figure III-34 montre la configuration en PFC assurée par le chargeur, le courant absorbé (bleu) est bien en phase avec la tension du réseau (jaune). La tension découpée en entrée du chargeur (vert) n'est pas filtrée, ainsi les niveaux tensions dues au découpage sont mis en évidence, ce qui permet de comprendre comment le chargeur injecte cette tension. De plus, cette dernière présente un léger déphasage par rapport aux grandeurs du réseau. Elle est en avance car le chargeur compense l'énergie réactive consommée par l'ensemble du convertisseur, donc il se comporte de manière capacitive.

Les grandeurs intéressantes mesurées (voltmètre, ampèremètre numériques) pour ce test sont :

- Tension efficace du réseau : $V_s = 236 \text{ V}$
- Tension efficace entrée chargeur : $V_{s1} = 228 \text{ V}$
- Courant efficace absorbé : $I_{s1} = 5,1 \text{ A}$
- Puissance de charge : $P = 1,2 \text{ kW}$

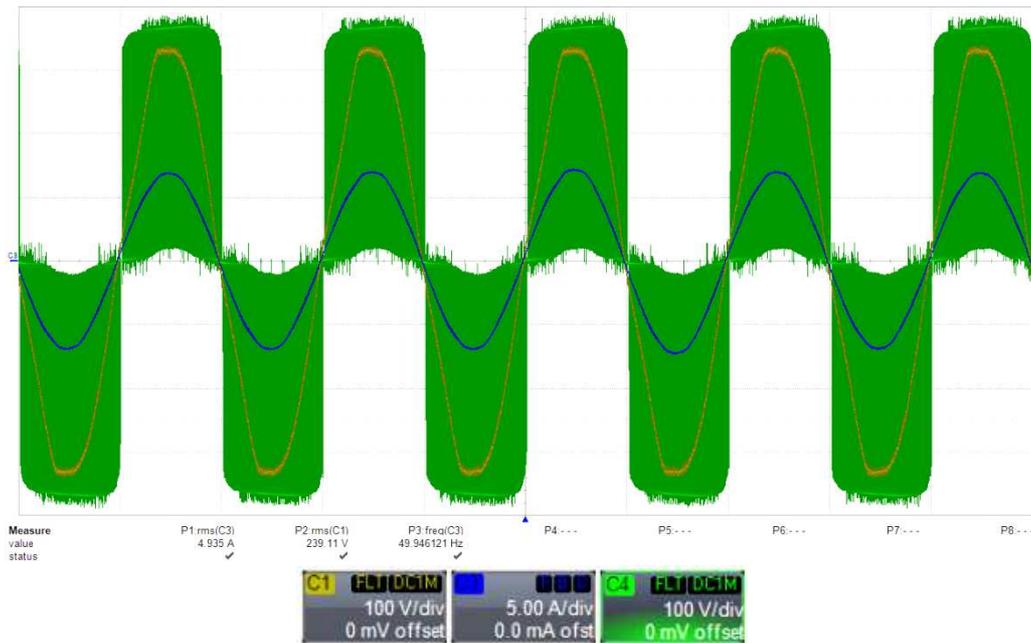


Figure III-34 : Mesures courant et tensions pour un bras du chargeur en PFC.

Cependant, il est encore plus judicieux de charger la batterie tout en fournissant de la puissance réactive au réseau, méthode qualifiée de « compensation réactive ». L'intérêt majeure de cette solution se résume au fait de soutenir le réseau en puissance réactive, alors que lui-même fournit la puissance active nécessaire pour assurer la recharge de la batterie. La Figure III-35 illustre cette méthode de recharge, sachant que les mesures sont réalisées avec le même bras de puissance que pour le relevé précédent. Remarquons d'ailleurs que pour ce cas de figure, la tension injectée par le chargeur devient plus élevée que la tension du réseau. Ce phénomène s'explique plus concrètement par le fait que le chargeur fournit plus d'énergie réactive au réseau.

- Tension efficace du réseau : $V_s = 240 \text{ V}$
- Tension efficace entrée chargeur : $V_{sI} = 256 \text{ V}$
- Courant efficace absorbé : $I_{sI} = 5,5 \text{ A}$
- Puissance de charge : $P = 930 \text{ W}$
- Puissance réactive fournie au réseau : $Q = 940 \text{ W}$

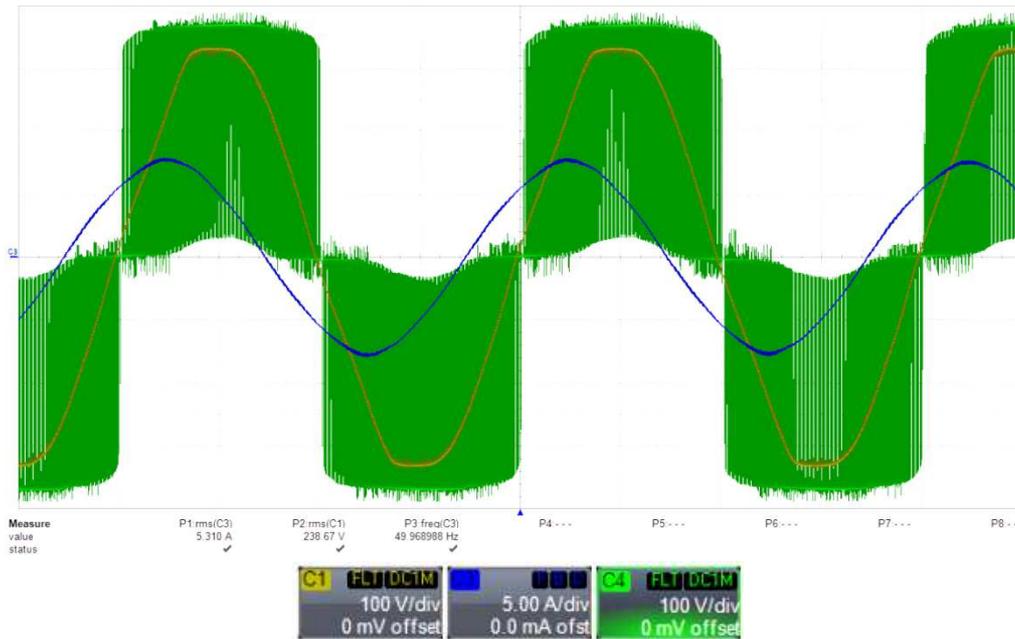


Figure III-35 : Mesures courant et tension pour un bras du chargeur en compensation réactive.

Les deux précédentes mesures ont permis de vérifier que le chargeur peut assumer le type de fonctionnement étudié préalablement. Cependant l'objectif final de cette partie du travail est de mettre en place cette technique de recharge de batterie sur une topologie entrelacée. La Figure III-36 représente un point de fonctionnement en chargeur de batterie assurant à la fois la recharge de la batterie en puissance active, et fournissant de l'énergie réactive au réseau (V2G).

- Tension efficace du réseau : $V_s = 240 \text{ V}$
- Tension efficace entrée chargeur : $V_{s1} = 247 \text{ V}$
- Courant efficace absorbé : $I_s = 2 \text{ A/bras}$
- Puissance de charge : $P = 1,2 \text{ kW}$
- Puissance réactive fournie au réseau : $Q = 840 \text{ W}$

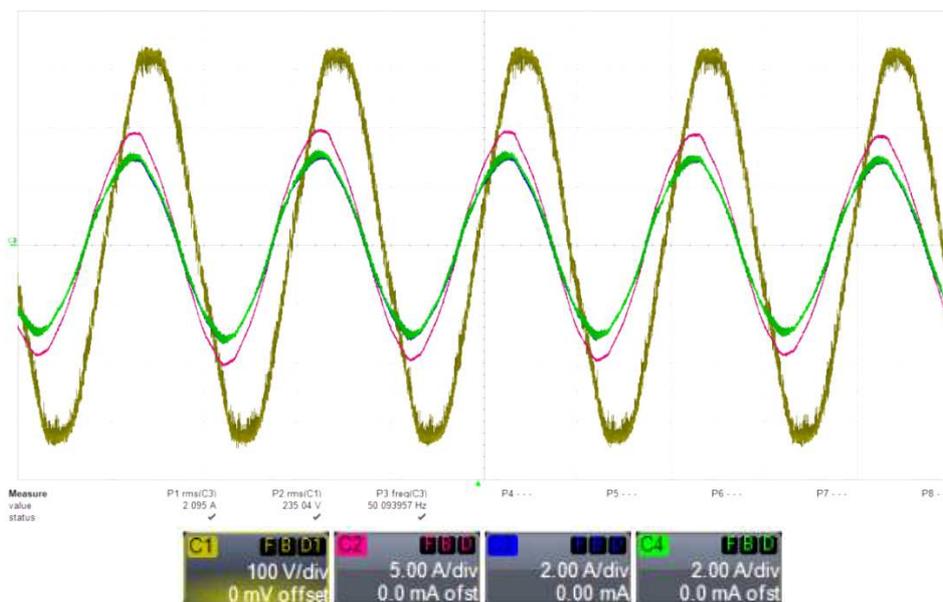


Figure III-36 : Mesures des grandeurs électriques caractérisant le chargeur « lent ».

Le relevé ci-dessus résume le mode de fonctionnement présenté, en effet, les courants de deux phases (bleu et vert) ainsi que le courant total absorbé (violet) sont représentés. Bien sûr les courants sont en phases, étant donné que leurs commandes sont simplement décalées en haute fréquence. Mais aussi chaque bras transite le tiers de la puissance totale, cette propriété est visible sur les amplitudes des courants relevés ci-dessus (les calibres de courants sont différents). Puis ces derniers sont déphasés en avance par rapport à la tension du réseau, ce qui converge tout à fait vers le comportement attendu pour ce mode de fonctionnement. Enfin, le point très intéressant de cette approche est la justification pratique de l'entrelacement de la structure de puissance.

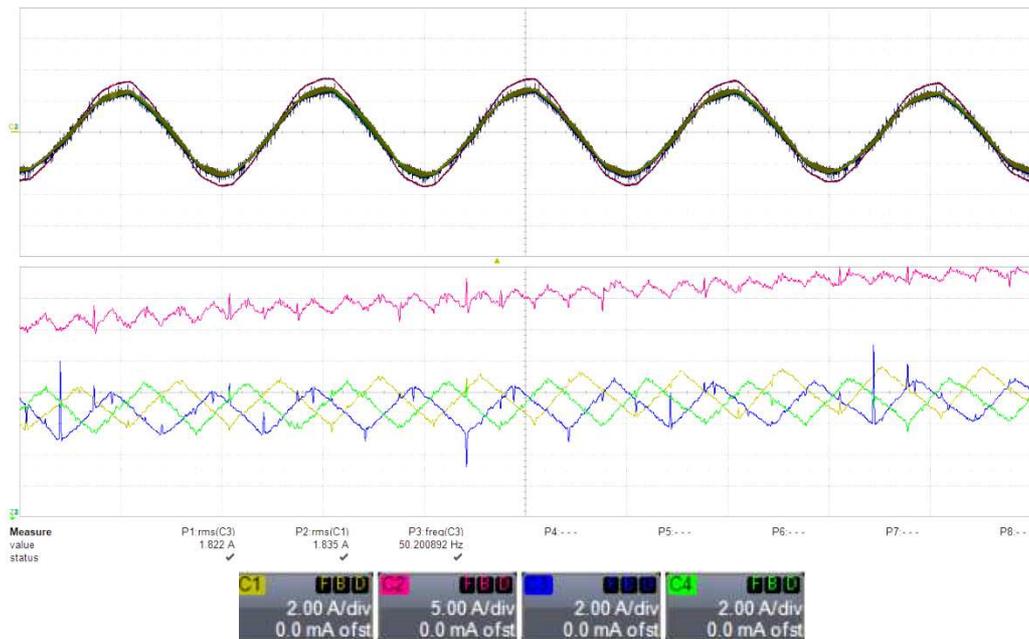


Figure III-37 : Relevés des courants entrelacés et du courant d'entrée du chargeur « lent ».

Enfin, en dilatant les échelles temporelles des acquisitions de courants, l'intérêt de l'entrelacement est alors perceptible. La Figure III-37 ci-dessus, montre les trois courants de phases (jaune, vert et bleu) puis le courant total (violet). L'entrelacement se répercute directement sur les ondulations hautes fréquences des courants. Le courant d'entrée « total » présente alors une ondulation atténuée d'un rapport trois, à fréquence triple. Ceci est le résultat de la somme des trois courants haute fréquence, comme l'illustrent les travaux élaborés dans [19], [20], [21].

III.5. Mode chargeur rapide : Double-Boost PFC Triphasé

III.5.1. Présentation de la structure

Le mode chargeur sur réseau triphasé est assuré grâce à une structure « double-boost » [22], [23], [24], [25], devant procurer une puissance de recharge de 43kW pour une période comprise entre 20 et 30 minutes. Nous parlons alors de « recharge rapide ». Le schéma de la solution est représenté ci-après en Figure III-38. Chaque hacheur travaille sur une demi-période du réseau. Les thyristors placés en entrée jouent le rôle d'aiguillage du courant en fonction de son signe. Lors de la mise sous tension, le retard à l'amorçage permettra de limiter le courant d'appel (dans notre exemple fonctionnement en diode). La commande est réalisée de telle manière à garantir un facteur de puissance unitaire, « Power Factor Corrector » (PFC) ou « absorption sinusoïdale ». Il faut noter qu'il

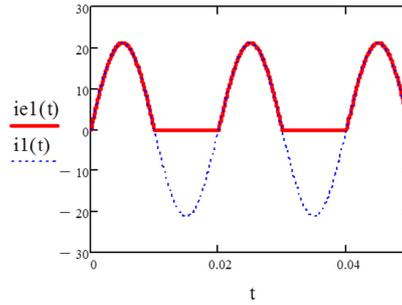


Figure III-40 : Forme d'onde du courant d'entrée d'un boost haut « $i_{L1}(t)$ ».

III.5.2. Dimensionnement des éléments passifs

III.5.2.1. Le condensateur de sortie

Sur une demi-alternance, l'expression du fondamental du courant dans une diode est établie grâce à l'égalité des puissances instantanées d'entrée et de sortie par phase.

$$V_M \cdot I_M \cdot \sin^2(\theta) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot i_{D1}(\theta) \quad (\text{III-45})$$

Donc l'expression du courant dans une diode devient :

$$i_{D1}(\theta) = \frac{V_M I_M}{V_{DC}} \times (1 - \cos(2\theta)) \quad (\text{III-46})$$

Le courant $i_{D1}(\theta)$ se compose d'une valeur continue et d'une composante alternative à 100 Hz. Sa valeur moyenne sera divisée par deux pour un signal redressé simple alternance, étant donné que le courant est nul sur $\left\{k\frac{T}{2}; kT\right\}$. Le courant moyen dans une diode peut donc s'écrire en fonction des grandeurs d'entrée et de sortie :

$$I_{D1} = \frac{1}{2} \times \frac{V_M I_M}{V_{DC}} \quad (\text{III-47})$$

Le courant de sortie des trois bras $i_R(\theta)$ correspond à la somme des courants de sortie de chaque bras, soit :

$$I_R = I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} = \frac{3}{2} \times \frac{V_M I_M}{V_{DC}} = \frac{P}{V_{DC}} = I_{DC} \quad (\text{III-48})$$

Notons que la conservation de puissance établie au départ est toujours vérifiée :

$$P = 3V_{eff} I_{eff} = V_{DC} I_{DC} \quad (\text{III-49})$$

De même, pour établir l'expression analytique de $i_R(\theta)$, il suffit d'appliquer la loi des nœuds entre les différents courants mis en jeu :

$$i_R(\theta) = i_{D1}(\theta) + i_{D2}(\theta) + i_{D3}(\theta) \quad (\text{III-50})$$

La Figure III-41 montre les formes d'ondes des courants des diodes ainsi que leur somme, correspondant au courant de sortie du convertisseur. Pour ce type de topologie de puissance, une modulation d'harmonique 3 est introduite dans le courant de sortie. Tandis que les harmoniques de rangs supérieurs sont négligeables.

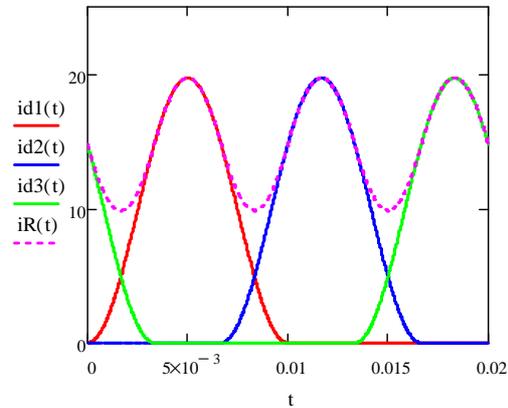


Figure III-41 : Tracé des courants des diodes et de sortie.

En s'appuyant sur l'équation (III-50) et l'allure de $i_R(t)$, représenté en Figure III-41, l'onde peut se décomposer en deux parties :

- Un courant continu I_{DC} , représentant la valeur moyenne de $i_R(t)$.
- Une composante sinusoïdale à une fréquence de 150 Hz ($3.F_{Réseau}$), qui sera filtrée par le condensateur de sortie.

En considérant une approximation au 3^e harmonique du courant de sortie, l'expression de ce dernier s'écrit de la manière suivante :

$$i_{R_H3}(\theta) = \frac{P}{V_{DC}} \left(1 - \frac{1}{3} \sin(3\theta) \right) \quad (\text{III-51})$$

La Figure III-42 est une comparaison entre le courant de sortie analytique et son approximation au 3^e harmonique. L'écart entre les deux ondes n'est pas visible (valeur maximale de 0,81%), ce qui démontre que l'estimation au 3^e harmonique est très proche du signal de sortie réel.

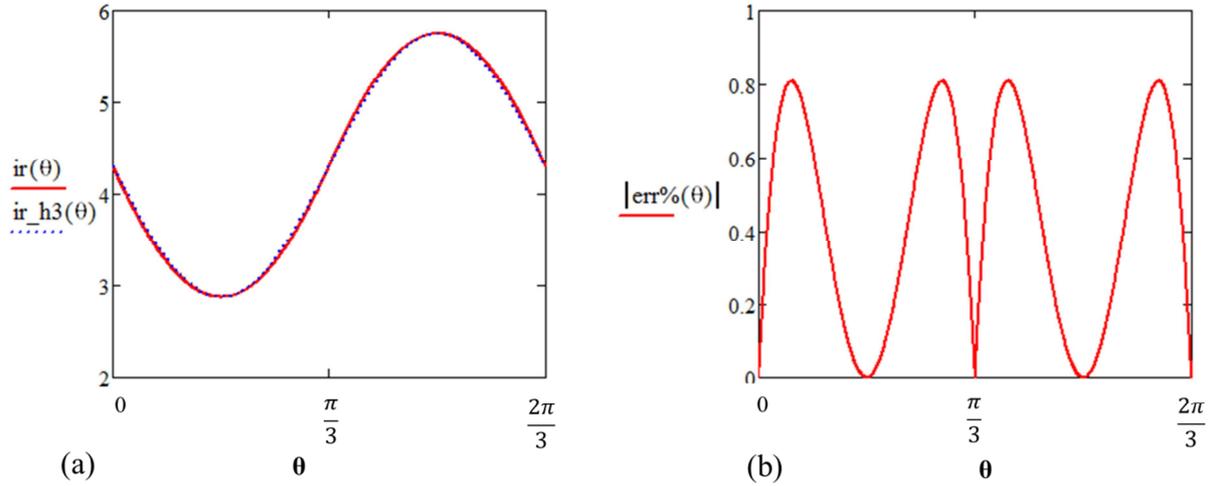


Figure III-42 : Allures du courant de sortie et de l'approximation au 3^e harmonique.

Le courant i_C traversant le condensateur de sortie est déterminé en appliquant la loi des nœuds suivante :

$$i_C(\theta) = i_{R_{H3}}(\theta) - I_{DC} = -\frac{P}{3V_{DC}} \times \sin(3\theta) \quad (\text{III-52})$$

Le condensateur filtre la composante du courant portée par l'harmonique de rang 3. Pour dimensionner la valeur minimale du condensateur, il faut exprimer son amplitude crête à crête en fonction de l'ondulation de tension maximale. Pour l'ensemble de notre étude, cette ondulation sera fixée à 5% de la tension $V_{DC}/2$.

$$\hat{I}_{C \text{ crête-crête}} = C \cdot 3\omega \cdot \Delta\left(\frac{V_{DC}}{2}\right)_{max} = \frac{2}{3} \times \frac{P}{V_{DC}} \quad (\text{III-53})$$

Ce qui impose la condition suivante sur la valeur minimale du condensateur :

$$C \geq \frac{2P}{9V_{DC} \cdot \omega \cdot \Delta\left(\frac{V_{DC}}{2}\right)_{max}} \quad (\text{III-54})$$

Etant donné que le courant dans le condensateur est purement sinusoïdal, la valeur efficace basse fréquence se déduit directement du courant crête à crête :

$$I_{C_{eff_BF}} = \frac{\hat{I}_{C \text{ crête-crête}}}{2\sqrt{2}} = \frac{I_{DC}}{3\sqrt{2}} \quad (\text{III-55})$$

Application numérique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{DC}}{2} = 400V \\ \Delta \left(\frac{V_{DC}}{2} \right)_{max} = 5\% \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) = 20V \\ \omega = 100\pi \\ P = 5kW \end{array} \right. \quad \text{Donc } C \geq 221\mu F.$$

Ce qui donne les caractéristiques suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{min} = 221\mu F \\ I_{Ceff_BF} = 1,47A \end{array} \right.$$

Comme pour l'étude du chargeur lent, il est indispensable de déterminer le courant total du condensateur ($BF+HF$). Pour ce faire, il faut tout d'abord repartir de la forme instantanée du courant de sortie $i_R(t)$, en sommant temporellement les courants de chaque diode (Figure III-43).

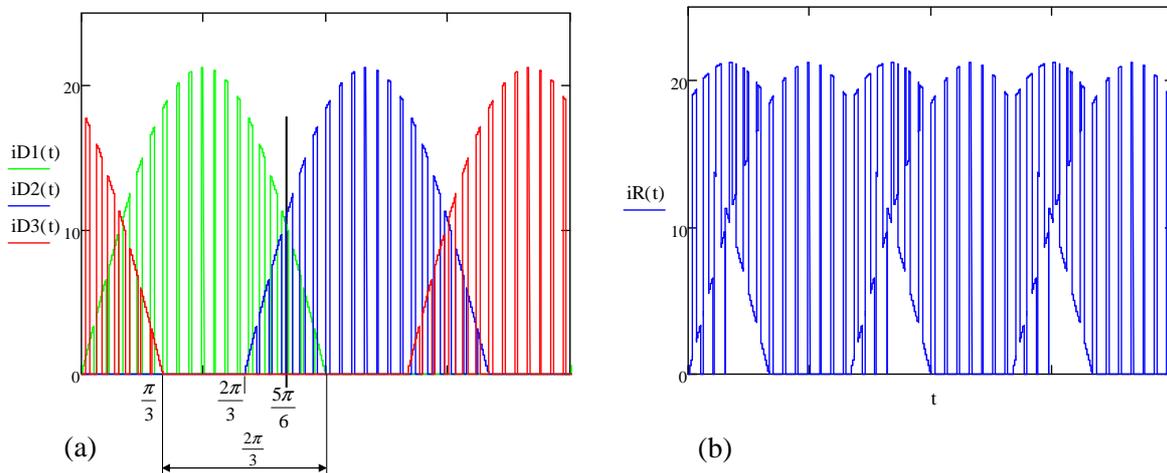


Figure III-43 : Formes instantanées des courants : (a) des diodes $i_{D_i}(t)$, (b) de sortie $i_R(t)$.

La fréquence du fondamental de $i_R(t)$ sera à $3F$. Sur sa propre période $\frac{2\pi}{3}$, nous distinguons trois phases distinctes :

- de $\frac{\pi}{3}$ à $\frac{2\pi}{3}$: $i_R(t) = i_{D1}(t)$
- de $\frac{2\pi}{3}$ à π :
 - de $\frac{2\pi}{3}$ à $\frac{5\pi}{6}$: $i_R(t) = i_{D1}(t) + i_{D2}(t)$, avec $\alpha_1 < \alpha_2$

- de $\frac{5\pi}{6}$ à π : $i_R(t) = i_{D1}(t) + i_{D2}(t)$, avec $\alpha_1 > \alpha_2$

L'égalité entre $i_{D1}(t)$ et $i_{D2}(t)$ à $\frac{5\pi}{6}$ est un point crucial pour établir la relation du courant efficace en sortie. En effet, à cet instant précis, les rapports cycliques sont eux aussi égaux (Figure III-44). Cet instant correspond au moment où « α_1 » devient supérieur à « α_2 ».

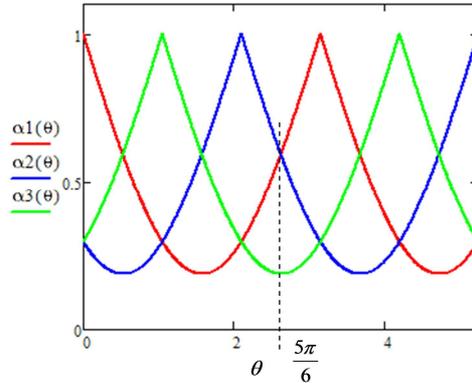


Figure III-44 : Evolution des rapports cycliques

La Figure III-45 illustre une composition de période des courants à l'échelle de découpage, en faisant l'hypothèse que les commutations hautes fréquences sont synchrones entre chaque bras.

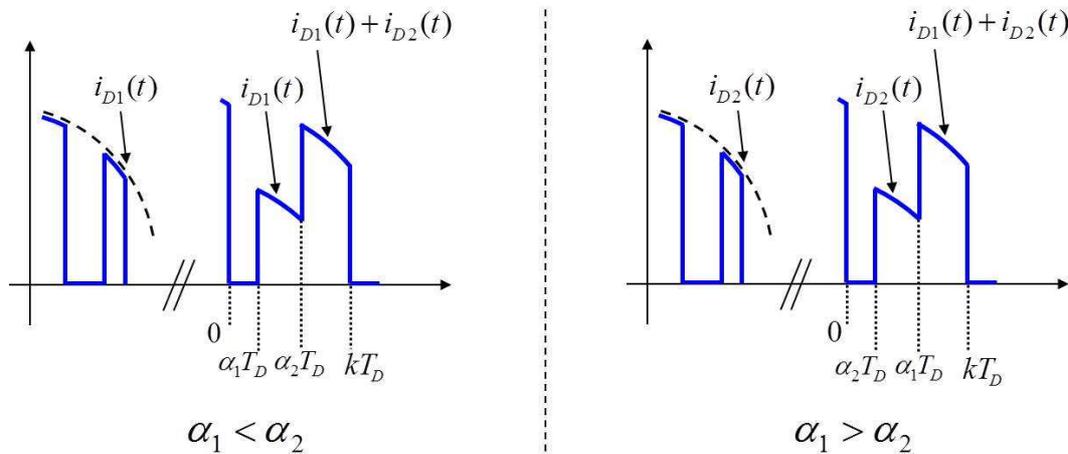


Figure III-45 : Composition des courants $i_{D1}(t)$ et $i_{D2}(t)$ sur une période de découpage.

En ce qui concerne le calcul du courant efficace, les bornes d'intégration peuvent être déduites plus simplement grâce à la représentation graphique. En effet, le comportement à l'échelle de découpage étant déterminé, l'intégrale permet de répéter cette évolution sur toute la période basse fréquence. Non seulement en tenant compte de la variation du rapport cyclique, mais aussi du courant absorbé. Ainsi, l'expression du courant efficace de sortie $i_R(t)$ est démontrée ci-dessous par l'intégrale (III-56).

$$I_{Reff}^2 = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} (1 - \alpha_1) \cdot i_1(\theta)^2 d\theta + 2 \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(\alpha_2 - \alpha_1) \cdot i_1(\theta)^2 + (1 - \alpha_2) \cdot [i_1(\theta) + i_2(\theta)]^2 \right] d\theta \right] \quad (\text{III-56})$$

Le courant efficace dans le condensateur peut ensuite être évalué grâce à la loi des nœuds vue précédemment :

$$I_{Ceff} = \sqrt{I_{Re,ff}^2 - I_S^2} \quad (\text{III-57})$$

Il faut noter que comme pour le cas du dimensionnement du chargeur lent, les termes croisés du développement s'annulent (courant moyen nul dans un condensateur).

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Données :} \\ i_e(\theta) = I_{MAX} \cdot \sin \theta \\ \alpha(\theta) = 1 - r \cdot \sin(\theta) \\ I_{DC} = \frac{P}{2 \cdot V_{DC}} = 6,25A \end{array} \right. \quad \text{Donc } I_{Ceff} = 4,45A.$$

III.5.2.2. L'inductance d'entrée

Pour le dimensionnement de l'inductance d'entrée, il faut encore considérer une structure boost du haut, dans l'intérêt de se ramener aux équations générales du convertisseur élévateur de tension. Tout d'abord, il est important de rappeler les lois régissant les grandeurs électriques présentes dans cette étude. Sur une période haute fréquence, le transistor est commandé sur l'intervalle $[0; \alpha T_{HF}]$, puis la diode conduit sur $[\alpha T_{HF}; T_{HF}]$. Le chargeur fonctionnant en PFC, ce qui implique que le courant absorbé est de nature sinusoïdale, le système est donc régi par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(\theta) = V_{MAX} \sin \theta \\ i_L(\theta) = I_{MAX} \sin \theta \\ v_T(\theta) = [1 - \alpha(\theta)] \cdot \frac{V_{DC}}{2} \\ v_L(\theta) = L\omega \frac{di_L(\theta)}{d\theta} \end{array} \right.$$

La formulation du rapport cyclique se fait aisément en repartant du modèle équivalent du hacheur élévateur de tension (Figure III-46).

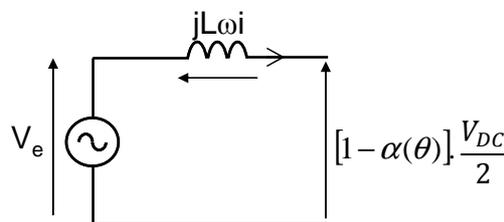


Figure III-46 : Modèle équivalent d'un hacheur boost commandé en PFC.

Le terme lié à la chute de tension basse fréquence aux bornes de L peut être négligé compte tenu du dimensionnement de cette inductance fait en haute fréquence. Ce terme représente moins de 10% de la valeur maximale de la tension d'entrée (V_{MAX}).

$$[1 - \alpha(\theta)] = \frac{2.V_{MAX}}{V_{DC}} \sin \theta - \frac{2.L\omega.I_{MAX}}{V_{DC}} \cos \theta \quad (\text{III-58})$$

Ensuite, en posant le rapport de modulation « r » :

$$r = \frac{2.V_{MAX}}{V_{DC}} \quad (\text{III-59})$$

L'expression du rapport cyclique suit alors la loi suivante :

$$\alpha(\theta) = 1 - r \cdot \sin \theta \quad (\text{III-60})$$

L'étape suivante consiste à trouver l'équation permettant d'exprimer le comportement du courant pendant les phases de commutations. La Figure III-47 illustre les oscillations haute fréquence du courant réel, autour de sa valeur moyenne qui correspond au fondamental à 50Hz.

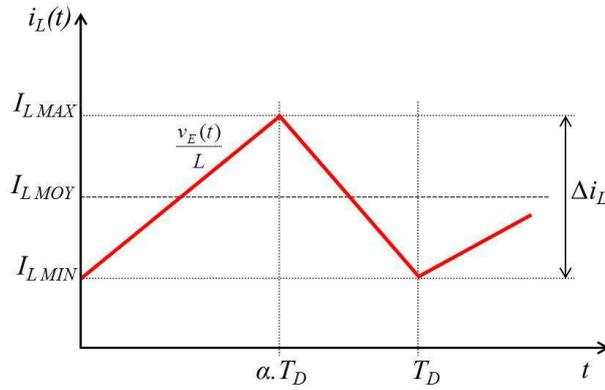


Figure III-47 : Courant dans l'inductance sur une période de découpage.

En supposant que l'évolution du courant est triangulaire sur une période haute fréquence, pendant la phase croissante il correspond à une droite, il peut donc être exprimé sur l'intervalle $[0; \alpha T_{HF}]$ de la manière suivante :

$$i_L(t) = \frac{v_E(t)}{L} t + I_{L_MIN} \quad (\text{III-61})$$

Ce courant atteint son maximum à l'instant $t = \alpha T_{HF}$, soit au moment de la fin de la séquence de charge de l'inductance :

$$i_L(\alpha T_{HF}) = \frac{v_E}{L} \alpha T_{HF} + I_{L_min} = I_{L_MAX} \quad (\text{III-62})$$

Connaissant la plage de variation de l'amplitude du courant dans l'inductance, l'ondulation liée à ce courant peut maintenant être exprimée :

$$\Delta i_L = I_{L_MAX} - I_{L_min} \quad (\text{III-63})$$

En remplaçant les termes par leurs expressions instantanées, l'évolution de l'ondulation du courant suit la loi définie ci-dessous :

$$\Delta i_L(\theta) = \frac{V_{MAX} \cdot \sin\theta}{L \cdot F_D} \cdot [1 - r \cdot \sin\theta] \quad (\text{III-64})$$

En ce qui concerne le dimensionnement de l'inductance, les contraintes maximales doivent être prises en compte. Cela permet de fixer l'amplitude de l'ondulation de courant la plus critique sur une période basse fréquence. L'ondulation est maximale au moment où sa dérivée s'annule, cet instant est déterminé ci-dessous :

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{1}{2r}\right) \quad (\text{III-65})$$

Ce qui implique l'égalité suivante pour l'ondulation de courant maximale :

$$\Delta i_L(\theta_0) = \Delta i_{L_MAX} \quad (\text{III-66})$$

Après avoir déterminé le maximum de la fonction de l'ondulation du courant, la contrainte sur la valeur minimale de l'inductance peut ensuite être établie :

$$L \geq \frac{V_{DC} / 2}{4F_D \cdot \Delta i_{L_MAX}} \quad (\text{III-67})$$

Application numérique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Données :} \\ V_{DC} = 800V \\ F_D = 20kHz \\ P = 5kW \\ V_{eff} = 230V \\ \Delta i_{L_MAX} = 10\% \cdot I_{E_eff} = 0,1 \frac{P}{3V_{eff}} = 0,72A \end{array} \right. \quad \text{Donc } L \geq 6,9 \text{ mH.}$$

Les valeurs numériques liées au dimensionnement des passifs dans le mode chargeur rapide sont récapitulées ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{min} = 221\mu F \\ I_{Ceff} = 4,45A \\ L_{min} = 6,9mH \end{array} \right.$$

III.5.3. Contrôle du chargeur rapide

Pour ce mode de fonctionnement, la structure utilisée est un montage en double-boost triphasé contrôlé en PFC. Comme nous venons de l'expliquer dans la partie III.5.1, la topologie de puissance se résume à deux hacheurs élévateurs superposés, pour chaque bras du redresseur, chacun travaillant sur une demi-période du réseau afin de redresser l'ensemble de l'onde de la source. Ainsi, nous conserverons la même fonction de transfert que nous avons utilisé jusqu'à présent. L'étude du chargeur lent réalisée au paragraphe III.4.3, s'applique de la même manière pour le chargeur triphasé. La différence se situe au niveau de la commande des transistors, mais aussi sur la structure, car pour ce mode l'interrupteur du point milieu capacitif « m » est maintenu fermé. D'ailleurs, cette solution ne présente aucun risque de rotation du moteur car celui-ci est entièrement court-circuité. Rappelons que les deux transistors externes ne sont sollicités que par l'intermédiaire de leur diode antiparallèle. Comme nous l'avons expliqué en III.5.1, les thyristors d'aiguillage en entrée permettent le redressement basse fréquence du signal issu du réseau, notons aussi qu'ils sont responsables de la non-réversibilité du chargeur rapide. Cependant, elle est tout à fait adaptée pour assurer un fonctionnement en PFC. Ainsi, la commande des interrupteurs doit prendre en compte cette fonction « d'aiguillage » afin de sélectionner le hacheur boost correspondant à la demi-période adéquate. Le schéma en Figure III-48 représente la structure de puissance équivalente adoptée pour un bras du redresseur double-boost triphasé. Ce schéma reprend aussi la technique de modulation associée, afin de mettre en œuvre les ordres de commutations des deux interrupteurs internes (les deux autres étant des diodes).

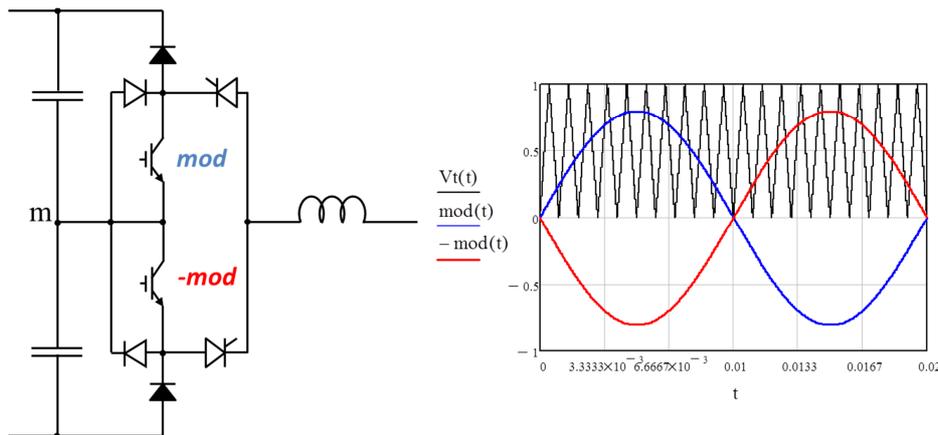


Figure III-48 : Schéma de la structure équivalente d'un bras du chargeur triphasé, avec la modulation qui lui est associée.

Dans cette configuration les services réseaux ne sont pas envisageables. Néanmoins, l'information sur la phase du réseau est utile pour le fonctionnement en PFC. Mais il est possible de remplacer la PLL par une simple détection du signe de la tension du réseau. En effet, pour ce chargeur, chacun des deux hacheurs boost est activé suivant le signe de la tension d'entrée. Pour notre cas, nous continuerons avec une PLL comme pour le cas précédent du chargeur lent.

Maintenant, analysons de plus près le comportement du hacheur élévateur de tension. Le gain en tension pour ce convertisseur dc-dc s'exprime grâce à la loi suivante [26] :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{III-68})$$

Etant donné que pour une commande en PFC la tension d'entrée « V_e » est sinusoïdale, le gain en tension va aussi varier. Il est très clair que pour les faibles valeurs de tension d'entrée, le gain doit être élevé, ce qui implique des valeurs de rapport cyclique qui tendent vers l'unité. Cette brève analyse sur le comportement du hacheur élévateur permet de comprendre qu'à chaque changement de signe de la tension d'entrée (passage par 0), le rapport cyclique sera saturé à 1. Il existe une condition minimale sur la tension d'entrée pour que le transistor commence à commuter à la fréquence de découpage [27]. Cet effet se traduit par une distorsion sur le courant, ainsi l'absorption sinusoïdale sera de qualité plus médiocre que pour un autre convertisseur. Cette déformation est donc spécifique à ce montage lorsqu'il présente une tension d'entrée de faible valeur. L'inductance joue un rôle primordial sur ce phénomène, car elle fixe directement la pente du courant pendant cette phase de non commutation. Bien sûr, cette distorsion au niveau des passages par 0 de tension ne peut être supprimée. De la même façon que pour le chargeur lent, le contrôle du chargeur rapide est réalisé grâce au correcteur résonnant multi fréquentiel. L'étude du correcteur reste alors identique, celle-ci a été précédemment détaillée lors du travail sur le chargeur lent en section III.4.3. L'intérêt est encore une fois de poursuivre la sinusoïde au fondamental (à 50 Hz), puis de rejeter les harmoniques de basses fréquences susceptibles d'être présentes sur le réseau.

III.5.4. Simulation du mode chargeur rapide – MATLAB/Simulink

Comme dans la section III.4.4 dédiée à la simulation du chargeur lent, et afin de valider la loi de contrôle du chargeur rapide, il est primordial de vérifier l'étude théorique sur un modèle en simulation. Bien sûr, la topologie de puissance est identique, sauf pour les thyristors d'aiguillage basse fréquence et l'interrupteur du raccordement du point milieu « m ». Ces modifications correspondent aux éléments représentés en rouge dans le schéma du chargeur rapide en Figure III-38. Notons aussi que ces liaisons resteront inchangées pendant tout le fonctionnement en mode chargeur rapide. Les détails concernant la gestion du point milieu « m » seront présentés au sein de la section III.6. Afin de garantir un fonctionnement en PFC, chaque bras est synchronisé à sa phase correspondante, à l'aide de montages à verrouillage de phase « *PLL* ». Rappelons que la loi de commande par bras est réalisée de manière à faire fonctionner l'élément boost du haut ou du bas, selon l'alternance positive ou négative du réseau. Seuls les deux interrupteurs internes sont commandés, les deux interrupteurs externes n'étant sollicités qu'à travers leur diode anti-parallèle. Remarquons aussi que pour ce cas, les diodes de clamping se retrouvent reliées en parallèle aux diodes anti-parallèles des transistors internes. Pour cette simulation le bus continu est maintenu à 700 V, avec un point de fonctionnement en courant de sortie par phase de 6 A efficace, soit pour une puissance de recharge de 4 kW. Evidemment, la consigne en courant est sinusoïdale et l'amplitude varie encore en rampe. Ici, chaque phase est commandée et contrôlée de manière individuelle. Etant donné que la structure est triphasée, il est donc nécessaire de décaler les ordres de commande d'un tiers du temps en basse fréquence. Comme nous l'avons présenté précédemment, le hacheur élévateur présente des distorsions non négligeables pour les faibles valeurs de tension d'entrée (phénomène inévitable). D'autres déformations liées à la qualité du réseau impactent le courant d'entrée, puis elles engendrent essentiellement des harmoniques de rangs impairs (jusqu'au rang 15). Pour atténuer ce dernier phénomène, un correcteur résonnant multi-fréquentiel est mis en place. La Figure III-49 illustre le fonctionnement du chargeur rapide en PFC, en effet, le courant absorbé est bien en phase avec la tension du réseau. Ici, seul l'échange de puissance active du réseau vers la batterie est possible. Afin de mieux visualiser l'absorption sinusoïdale, un gain de dix est appliqué sur la mesure de courant.

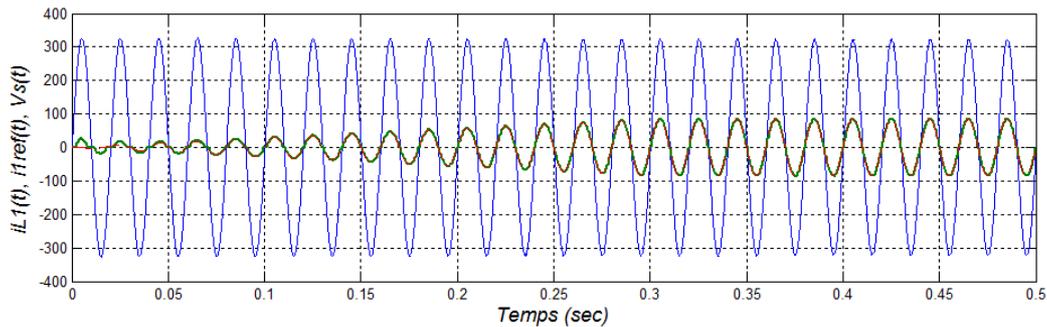


Figure III-49 : Tension réseau et courant du chargeur triphasé (PFC à 4 kW).

La Figure III-50 montre que le courant absorbé par chaque bras est sinusoïdal avec le déphasage correspondant. Dans ce cas, aucun filtre n'est appliqué sur la mesure, le but étant de vérifier que la déformation ne soit pas trop importante. La réponse du correcteur entraîne un bref dépassement au début de la consigne, mais les valeurs atteintes restent très correctes. Cependant, nous vérifierons aussi la présence du phénomène de distorsion dû aux propriétés du boost en PFC.

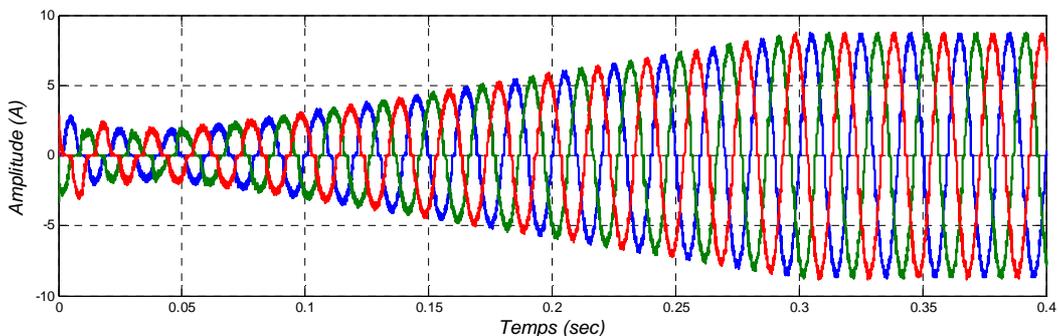


Figure III-50 : Formes des 3 courants absorbés par le chargeur triphasé.

Les simulations du chargeur rapide sont satisfaisantes par rapport à la qualité des signaux du convertisseur double-boost triphasé. Ceci valide la méthode de contrôle par correcteur résonant multi-fréquentiel sur le plan de la simulation.

III.6. Gestion du raccordement du point milieu capacitif « m »

Le passage d'une configuration à une autre nécessite de modifier la structure de puissance. En effet, seul le mode chargeur rapide n'est pas assuré par une topologie en NPC à 3 niveaux, mais un montage en double-boost. La principale différence consiste à connecter le point milieu capacitif, noté « m », avec la sortie de chacun des bras du chargeur. Pour le mode traction, cette liaison n'a pas lieu, car les sorties de bras sont connectées au moteur électrique. Il en est de même pour le chargeur lent, qui maintient cette connexion avec le moteur, lui-même raccordé au réseau par l'intermédiaire de son point neutre. En fait, l'organe de gestion de ce raccordement ne sera sollicité que pendant le mode chargeur rapide. Habituellement, des contacteurs électromécaniques de puissance sont placés au sein du véhicule afin de réaliser ce type de fonction. Dans notre cas, en vue de réduire les contraintes de poids et volume engendrées par la solution liée aux dispositifs électromécaniques, une solution à base de composants électroniques est donc proposée. De plus, cet élément change d'état uniquement lors d'une reconfiguration du convertisseur en rapport avec le mode chargeur rapide. Il n'est donc pas question de commander cet interrupteur à la fréquence de découpage, au contraire il est maintenu passant ou bloqué suivant la topologie à établir. Celui-ci doit alors présenter des performances élevées

en conduction seulement, étant donné qu'il ne sera sollicité en commutation que lors d'une activation ou désactivation du chargeur rapide. Trois types de composants semi-conducteurs seront évalués en conduction (IGBT, MOSFET et Thyristor). Comme nous l'avons rappelé dans la section II.2.2.1, pour définir les pertes par conduction, il est primordial d'exprimer les contraintes en courants moyen et efficace. Ainsi, la première étape est donc l'expression temporelle du courant au sein de l'interrupteur. En fait, en se référant à la Figure III-39, l'interrupteur permet de relier l'émetteur de l'IGBT au point milieu capacitif « m ». Pour un bras, ce courant correspond à l'association des courants des deux transistors internes. Le calcul de ce courant peut se réaliser en raisonnant toujours sur le même schéma du boost haut équivalent (Figure III-39). En effet, il suffira ensuite de considérer le double du courant du transistor, car l'interrupteur du point milieu est sollicité en courant sur toute la période du réseau, donc sur les phases positives et négatives. Ceci revient donc au même courant que le transistor utilisé dans un boost en PFC, dû au redressement du courant en amont. L'étude dans [26], détaille les expressions des courants moyen et efficace au sein de l'interrupteur du point milieu, que l'on note « I_{Th_i} », avec « i » correspondant au numéro du bras.

- Le courant moyen « $I_{Th_i_moy}$ » :

$$I_{Th_i_moy} = \frac{P}{V_s} \left(\frac{4}{\pi} \frac{V_s}{V_{max}} - 1 \right) \quad (\text{III-69})$$

- Le courant efficace « $I_{Th_i_eff}$ » :

$$I_{Th_i_eff} = \frac{\sqrt{2}P}{V_{max}} \sqrt{1 - \frac{8V_{max}}{3\pi V_s}} \quad (\text{III-70})$$

Maintenant, il reste à définir les propriétés que doit présenter le composant utilisé. Tout d'abord, pendant le mode chargeur rapide, ce dernier est maintenu passant. Cela implique un courant alternatif et il faut donc forcément prévoir un interrupteur bidirectionnel en courant. Ensuite, pour ce qui est de la tension, l'interrupteur est bloqué pendant les deux autres modes (traction et chargeur lent), il voit donc à ses bornes la moitié du bus continu et ce dernier doit aussi être bidirectionnel en tension. Il s'agira donc d'un interrupteur quatre quadrants. Notons que le thyristor, étant donnée sa structure interne, bénéficie naturellement de la bidirectionnalité en tension. L'étude effectuée dans [28] montre que le thyristor est surtout dédié aux applications à faibles fréquences. Ce premier point le place en tête pour notre choix de l'interrupteur. Afin de réaliser la réversibilité en courant et tension, nous optons pour le montage de composants en antiparallèle. De plus, le thyristor est un composant qui requiert moins de quantité de silicium que les autres familles de composants (MOSFET, IGBT entre autres). Le TRIAC sera aussi investigué dans cette partie, ce dernier est bidirectionnel en courant-tension, il bénéficie de caractéristiques équivalentes à une association de thyristors en antiparallèle à gâchette commune. Cependant, pour le thyristor et le TRIAC il est nécessaire de les réamorcer lorsque le courant s'annule (commande impulsionnelle). Concernant le calibre en tension, ces composants doivent supporter $V_{DC}/2$, soit 400V ; nous choisirons donc des composants 600V compte tenu du fait qu'ils n'ont pas de surtensions de commutation.

Les pertes par conduction sont évaluées à partir des caractéristiques statiques fournies par le fabricant dans la documentation technique. Nous avons retenu les composants suivants, avec leur modèle de pertes associé :

- **IGBT : International Rectifier IRG4PC40UDPbF 600V – 21A**

Pour le calcul des pertes par conduction dans l'IGBT, il est nécessaire de prendre en compte sa résistance dynamique mais aussi la tension de saturation à l'état passant [3].

$$P_{cond_IGBT} = R_{T0} \cdot (I_C - eff)^2 + V_{T0} \cdot I_C - moy \quad (III-71)$$

Avec :

- R_{T0} : Résistance dynamique de l'IGBT (Ω),
- V_{T0} : Tension de saturation de l'IGBT (V).

- **MOSFET : Fuji electric FMH30N60S1 600V – 19A**

Pour le MOSFET, les pertes par conduction sont liées à la résistance série du composant, celle-ci est définie par la résistance entre drain et source du composant, notée « $R_{DS(on)}$ ». Ici, les pertes correspondent à l'échauffement produit par $R_{DS(on)}$ qui est traversée par le courant du drain [29] :

$$P_{cond_MOSFET} = R_{DS(on)} \cdot I_{D_eff}^2 \quad (III-72)$$

Avec :

- $R_{DS(on)}$: Résistance drain-source à l'état passant (Ω).

- **Thyristor : ST Microelectronics TYN640RG 600V – 25A**

$$P_{cond_Thyristor} = R_{Th0} \cdot (I_T - eff)^2 + V_{Th0} \cdot I_T - moy \quad (III-73)$$

Pour ce composant le constructeur fournit une courbe d'évolution des pertes en conduction en fonction du courant moyen traversant le thyristor [30].

- **TRIAC : Littelfuse Q6035RH5 600V – 35A**

$$P_{cond_TRIAC} = R_{T0} \cdot (I_T - eff)^2 + V_{T0} \cdot I_T - moy \quad (III-74)$$

Ce composant supporte un courant efficace de 25A à 100°C. Le constructeur fournit la courbe de l'évolution des pertes à l'état passant mais en fonction du courant efficace [31].

L'évolution des pertes par conduction en fonction de la puissance de charge (chargeur rapide) en Figure III-51, montre que le thyristor est le composant le plus efficace en conduction. En revanche, le MOSFET est le composant le moins performant à l'état passant, ce dernier est plutôt réputé pour ses qualités en commutation.

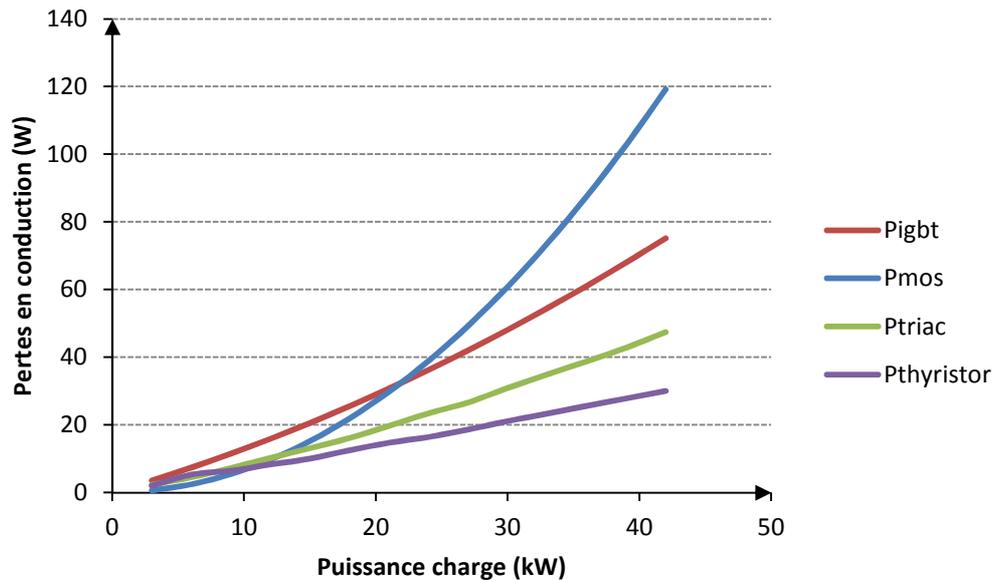


Figure III-51 : Pertes par conduction en fonction du courant (IGBT, MOSFET SiC, Thyristor, TRIAC).

Ainsi, nous choisissons la solution des thyristors en antiparallèle pour réaliser la fonction de l'interrupteur bidirectionnel, indispensable pour réaliser la fonction de chargeur triphasé (Double-boost triphasé).

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, le principal intérêt du travail fut de montrer que la structure de puissance choisie est adaptée à une application pour véhicule électrique pour assurer les principales fonctions requises, traction et charge. Nous avons tout d'abord présenté le mode de traction, en se concentrant sur le dimensionnement des passifs sur toute la plage de fréquence. La partie dédiée au contrôle a permis de comprendre le comportement du système en traction. Ainsi, pour assurer la poursuite du courant, le choix s'est porté vers un correcteur proportionnel résonant fondamental. Ce dernier est très adapté aux applications de contrôle de grandeurs sinusoïdales. De plus, l'étude théorique a été réalisée en simulation sur MATLAB/Simulink afin de vérifier que les deux approches coïncident correctement. Les essais expérimentaux montrent que les signaux de sortie sont bien conformes aux signaux de référence.

La seconde étude a permis d'étudier une configuration en chargeur monophasé de 3,3 kW s'appuyant sur la structure de puissance existante. Le chargeur lent se comporte en redresseur monophasé entrelacé NPC à 3 niveaux. De plus, dans cette partie les enroulements du moteur sont utilisés pour le filtrage du courant. Des solutions ont été proposées afin de s'affranchir de risques de mise en rotation du moteur pendant la charge. En plus de fonctionner en PFC, le chargeur lent peut proposer la fonction de compensation réactive pendant le cycle de charge de la batterie. Pour cette étude, le correcteur résonant multi-fréquentiel a été sélectionné, permettant de rejeter les perturbations dues à la présence d'harmoniques de rangs faibles sur le réseau (jusqu'à 15). La mesure expérimentale sur un point de fonctionnement a permis de valider le mode chargeur lent.

Un autre mode de chargeur de batterie a été développé, le chargeur rapide pour une puissance de 43 kW. La topologie adoptée fut basée sur un double boost en triphasé. Le dimensionnement fut

réalisé par analogie au boost en PFC. La réutilisation des composants de puissance impose 3 interrupteurs additionnels pour le passage en chargeur triphasé. Concernant le contrôle, le même correcteur résonant multi-fréquentiel que pour le chargeur lent s'est avéré adapté au chargeur rapide. Cette technique a permis la réjection d'harmoniques, mais aussi de proposer des performances en poursuite toujours aussi fiables que la précédente.

III.8. Bibliographie chapitre 3

- [1] www.voiture-electrique-populaire.fr, « Les nouveautés de la Renault Zoé ZE dévoilées à Genève ».
- [2] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, et S. Gao, « Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home, Vehicle-to-Vehicle, and Vehicle-to-Grid Technologies », *Proc. IEEE*, vol. 101, n° 11, p. 2409-2427, nov. 2013.
- [3] International Rectifier - Technical Datasheet, « IRG4PC40UDPbF », www.irf.com.
- [4] <http://france.ni.com/>, « National Instruments : systèmes de test, de mesure et embarqués ».
- [5] M. Marzouk, J.-P. Ferrieux, D. Frey, et B. Sarrazin, « A shared traction drive and battery charger modes for Plug-In Hybrid Electric Vehicle application », in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, p. 1-10.
- [6] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, et T. Kataoka, « A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, n° 3, p. 480-486, mai 1998.
- [7] P. S. Nascimento Filho, T. A. dos Santos Barros, M. Gradella Villalva, et E. Ruppert Filho, « Design methodology of P-res controllers with harmonic compensation for three-phase DC-AC grid-tie inverters with LCL output filter », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2014, p. 1-8.
- [8] S. Buso, J. Hudgins and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, MORGAN AND CLAYPOOL. 2006.
- [9] I. D. Landau and G. Zito, *Digital Control Systems - Design, Identification and Implementation*, Springer. 2006.
- [10] J. M. Retif, « Commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones », Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008.
- [11] F. Mehazzem, « Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique », Engineering Sciences. Université Paris-Est; Université de Mentouri de Constantine, French. <NNT / 2010PEST1032>. <tel-00597698>, 2010.
- [12] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, et O. Carlson, « Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 2, p. 459-473, févr. 2013.
- [13] G. Pellegrino, E. Armando, et P. Guglielmi, « An Integral Battery Charger With Power Factor Correction for Electric Scooter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 3, p. 751-759, mars 2010.
- [14] Norme internationale - IEC 61851-1, « Partie 1 : Règles générales - Systèmes de charge conductive pour véhicules électriques », 2001.
- [15] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems : modeling, control, and applications.*, New Jersey : John Wiley & Sons. 2010.
- [16] Norme internationale - IEC 61000-3-2, « Partie 3-2 : Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils <16 A par phase) - (CEM) », 2000.

- [17] Amaia Lopez De Heredia Bermeo, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension », Electric power. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, French. <tel-00162092>, 2006.
- [18] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, R. Almeida, J. C. Ferreira, A. A. Nogueiras Melendez, et J. L. Afonso, « On-board electric vehicle battery charger with enhanced V2H operation mode », in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, p. 1636-1642.
- [19] A. A. Bento, E. R. da Silva, et E. C. dos Santos, « Reducing the inductor size and current stress by interleaved bidirectional boost rectifiers used for power factor correction », in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, 2006, p. 7 pp. -.
- [20] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. R. Vidor, et J. E. Baggio, « Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter », in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99*, 1999, vol. 1, p. 137-142 vol.1.
- [21] M. Marzouk, J.-P. Ferrieux, D. Frey, et B. Sarrazin, « Considerations to choose an appropriate charger topology for plug-in electric vehicles », in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, p. 1-8.
- [22] Y. Zhao, Y. Li, et T. A. Lipo, « Force commutated three level boost type rectifier », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, n° 1, p. 155-161, janv. 1995.
- [23] L. Pham, F. Richardeau, H. Helali, G. Gateau, M. Cousineau, et M. Iturriz, « 5-level double-boost PFC with fault-tolerant capability », in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, p. 1-9.
- [24] J. R. Pinheiro, D. L. R. Vidor, et H. A. Grundling, « Dual output three-level boost power factor correction converter with unbalanced loads », in , *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record*, 1996, vol. 1, p. 733-739 vol.1.
- [25] P. Le Moigne, « Multilevel three-phase rectifier with sinusoidal input currents », in , *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record*, 1996, vol. 2, p. 1595-1600 vol.2.
- [26] J.-P. Ferrieux, F. Forest, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, Édition Masson. 1994.
- [27] A. Cunière, G. Feld, « Etude et simulation d'une alimentation AC/DC à absorption sinusoïdale de courant ».
- [28] C. M. Benboujema, « Etude d'une structure d'interrupteur 4 quadrants à faibles pertes à base de transistors à forts gains », Tours, 2011.
- [29] FujiElectric - Technical Datasheet, « FMH30N60S1 », www.fujielectric.com.
- [30] STMicroelectronics - Technical Datasheet, « CD00001992 », www.st.com.
- [31] Littelfuse - Technical Datasheet, « Q6035RH5 », <http://www.littelfuse.com>.

Chapitre 4

Chargeur de batterie à double ponts actifs isolés, ou Dual Active Bridge (DAB).

Chapitre IV	Chargeur de batterie à double ponts actifs isolés, ou Dual Active Bridge (DAB)	143
IV.1.	Présentation	143
IV.1.1.	Conversion à deux étages	145
IV.1.2.	Conversion mono-étage	146
IV.2.	Etude statique en conversion dc-dc	146
IV.2.1.	Présentation de la topologie DAB dc-dc	146
IV.2.2.	Réglage du courant de sortie par déphasage des ponts	147
IV.2.3.	Dimensionnement de l'inductance primaire	152
IV.3.	Etude dynamique en conversion ac-dc mono-étage	153
IV.3.1.	Présentation du DAB ac-dc	153
IV.3.2.	Commande en absorption sinusoïdale	154
IV.3.3.	Dimensionnement du filtre LC en entrée du DAB	158
IV.3.4.	Dimensionnement du filtre LC en sortie du DAB	162
IV.3.5.	Convertisseur DAB ac-dc en chargeur de batterie triphasé	165
IV.4.	Conclusion	167
IV.5.	Bibliographie chapitre 4	168
Conclusion générale et perspectives		174

Ce dernier chapitre introduit une solution de chargeur de batterie isolé ; nous présenterons une commande assurant l'absorption sinusoïdale. De plus les filtres en entrée et sortie sont aussi étudiés afin respecter les restrictions normatives en vigueur. Ces travaux seront validés par des simulations (boucle ouverte) mettant en évidence les différents flux de puissance entre le réseau et la source.

Chapitre IV CHARGEUR DE BATTERIE A DOUBLE PONTS ACTIFS ISOLES, OU DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

IV.1. Présentation

La fonction de chargeur de batterie isolé peut être réalisée par de nombreuses structures de conversion DC-DC, éventuellement AC-DC. Ces topologies s'organisent selon le synoptique de la Figure IV-1 et présentent de façon générale un étage onduleur permettant l'alimentation en haute fréquence d'un transformateur suivi d'un redresseur, rôles pouvant être inversés selon le sens de transit de la puissance.

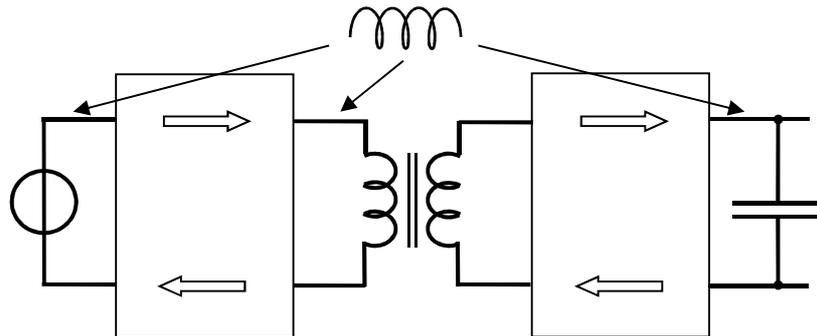


Figure IV-1 : Synoptique général d'une conversion DC-DC isolée.

Cet ensemble de structures peut être classé en grandes familles :

- Les structures asymétriques telles que le Flyback et le Forward et leurs variantes. Ces structures présentent des inconvénients liés à l'inductance de fuites du transformateur (Flyback) ou à sa démagnétisation (Forward). Elles sont réservées aux faibles puissances, bien que des réalisations de forte puissance ont été conduites grâce à la parallélisation [1].
- Les structures symétriques à entrée en tension (voltage fed), dont la structure en ponts complets est représentée Figure IV-2-a. Des variantes sont possibles telles que le point milieu capacitif en entrée, le push-pull ou bien le doubleur de courant en sortie (Figure IV-2-b). Cette dernière variante est particulièrement bien adaptée pour les forts courants de sortie.

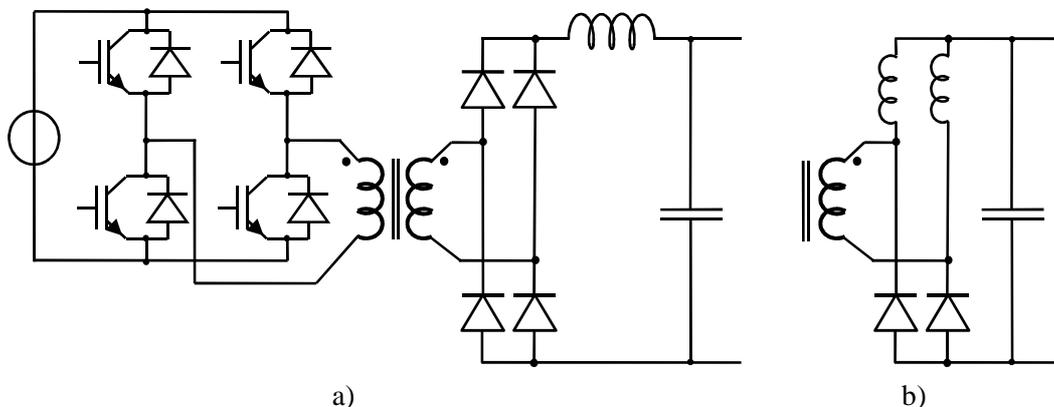


Figure IV-2 : Convertisseur DC-DC à entrée en tension : a) ponts complets, b) sortie à point milieu inductif.

- Les structures symétriques à entrée en courant (current fed) qui sont similaires aux précédentes. Un exemple est donné Figure IV-3 pour la réalisation d'un convertisseur à faible tension d'entrée [2], dont le montage primaire peut être vu comme le doubleur de courant de la Figure IV-2-b avec un fonctionnement qui s'apparente à deux boost entrelacés. Ces structures sont bien adaptées aux fortes puissances mais présentent l'inconvénient de l'inductance de fuites du transformateur qui engendre, selon le mode de fonctionnement, des chutes de tension ou des surtensions au blocage des semi-conducteurs.

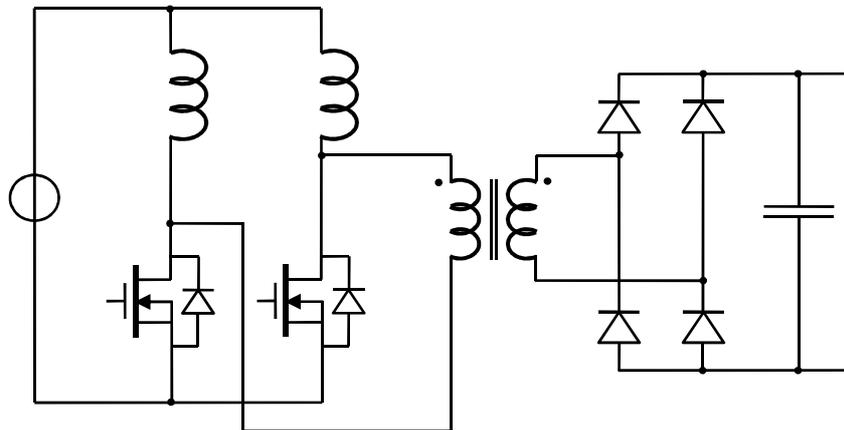


Figure IV-3 : Convertisseur DC-DC à entrée en courant.

- Les structures symétriques tension-tension qui présentent une source de courant (inductance ou circuit résonant) placée sur la partie alternative haute fréquence. La Figure IV-4 montre un exemple en ponts complets commandés (Dual Active Bridge, DAB) alors que la Figure IV-5 représente un convertisseur à résonance série non réversible.

Ces structures autorisent l'emploi du transformateur dans de bonnes conditions, sans l'inconvénient de l'inductance de fuites.

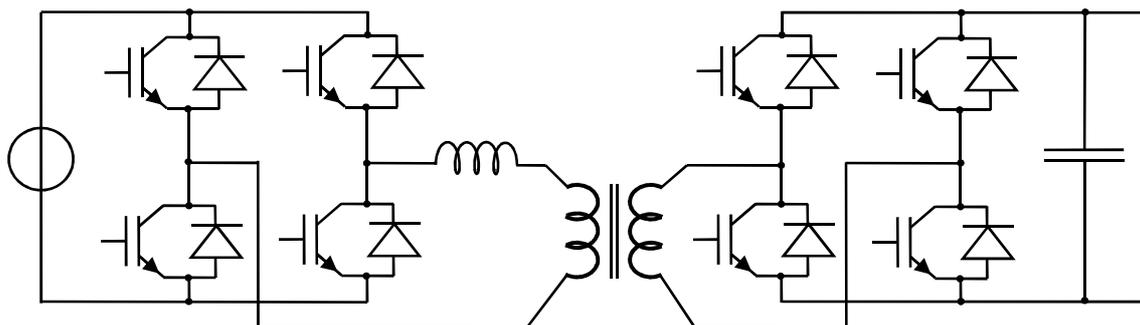


Figure IV-4 : Schéma d'une topologie Dual Active Bridge.

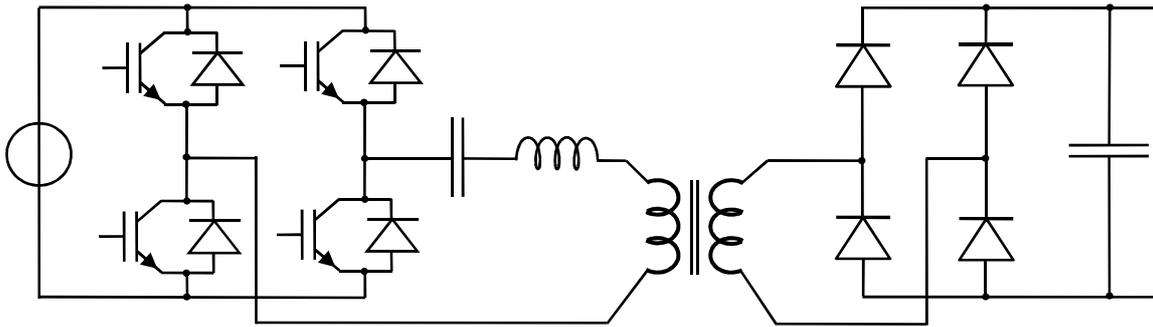


Figure IV-5 : Convertisseur à résonance série.

Compte tenu de notre application (puissance moyenne de 3 kW, tension de sortie comprise entre 804 et 911 V, II.3.2), le Dual-Active-Bridge nous paraît le plus adapté pour explorer ses possibilités, en particulier sous tension sinusoïdale en mode PFC (Power factor Correction). En effet, au-delà de sa structure de puissance, ce montage présente des moyens de commande (rapports cycliques des ponts, déphasage entre ceux-ci) qui pourront être mis à profit pour la structure mono-étage.

Le développement des réseaux intelligents « smart grids » est un nouveau marché pour le DAB, en effet ce dernier permet de mettre en place différentes interactions avec la source de distribution d'énergie [3]. Lorsqu'ils sont raccordés à un réseau alternatif pour assurer la recharge de batterie par exemple, deux configurations de conversions sont envisageables.

IV.1.1. Conversion à deux étages

Dans une conversion à double étage, le DAB permet avant tout de jouer le rôle d'adaptation en tension, par l'intermédiaire du bus continu créé à l'issue de la première conversion ac-dc. Cette solution implique donc l'obligation d'ajouter un stockage d'énergie sur le bus continu, d'où la présence d'un condensateur à ce niveau de la conversion. Dans plusieurs cas le redressement est réalisé par un redresseur à diodes directement raccordé au réseau. Le point bloquant d'une telle solution est l'absence de réversibilité du convertisseur, aussi il peut être intéressant d'utiliser un redresseur commandé afin de permettre le renvoi d'énergie vers le réseau. La seconde conversion, de type dc-dc avec isolation galvanique par transformateur, permet le transfert de la puissance en haute fréquence. La structure isolée est composée de deux ponts complets, l'un fonctionnant en onduleur alors que l'autre est utilisé en tant que redresseur. Le transformateur adapte la tension pour s'adapter avec la charge continue placée en aval du redresseur dc-dc. Le schéma en Figure IV-6 représente la chaîne de conversion pour une topologie de DAB à double étage. Bien sûr, pour une configuration monophasée, le fonctionnement en PFC est toujours envisageable, et ce avec un redresseur commandé mais aussi avec un simple redresseur à diodes [4].

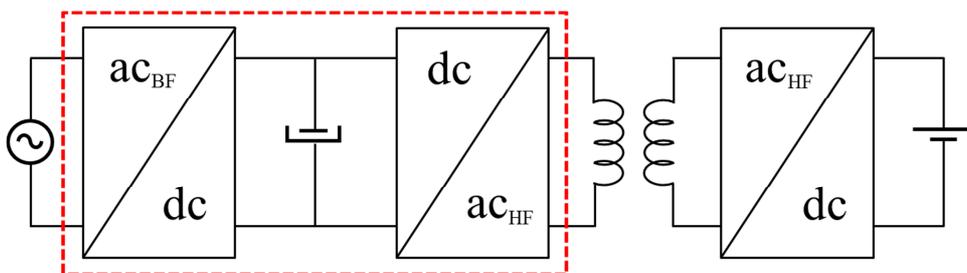


Figure IV-6 : Schéma fonctionnel d'une conversion avec DAB en double étage.

IV.1.2. Conversion mono-étage

Dans ce second type de conversion, l'onduleur est directement raccordé au réseau alternatif sans passer par un redresseur en amont [5]. En revanche, il est indispensable de prévoir des composants actifs réversibles en courant et tension pour l'onduleur (interrupteurs 4 quadrants). Pour cette configuration de conversion, il n'est plus nécessaire d'introduire un redresseur en aval du réseau car l'onduleur joue directement le rôle de redresseur, mais permet aussi d'alimenter le transformateur par un signal en haute fréquence. En contrepartie, cette solution mobilise un nombre d'interrupteurs plus important, ce qui impacte le rendement du convertisseur ainsi que son coût. Nous verrons par la suite le type de loi de commande adoptée pour satisfaire les conditions de cette conversion par DAB ac-dc à mono-étage. Le schéma en Figure IV-7 ci-dessous met en évidence la différence par rapport à la solution précédente.

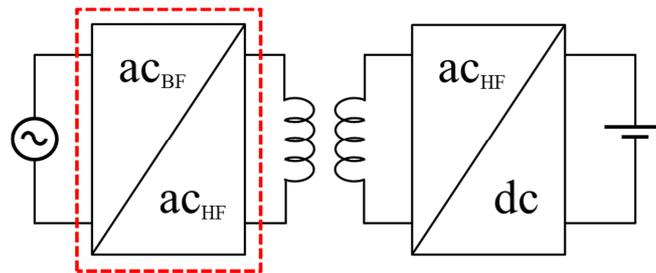


Figure IV-7 : Schéma fonctionnel d'une conversion avec DAB en mono-étage.

Plusieurs possibilités de configurations du montage DAB sont possibles par associations série-parallèle [6]. De plus ce dernier peut être à résonance afin d'améliorer les rendements et réduire les volumes des convertisseurs. Les structures résonantes ne sont pas introduites dans notre travail, seuls les convertisseurs à étage inductif sont étudiés. Notons aussi que ces solutions sont de plus en plus sollicitées pour des applications de véhicules électriques, d'alimentations sans interruption, mais aussi au sein de systèmes photovoltaïques. Plusieurs travaux réalisés présentent plusieurs solutions de DAB, en demi-pont [7] ou en pont complet [8], mais aussi en introduisant des exemples de structures à résonance [9].

IV.2. Etude statique en conversion dc-dc

IV.2.1. Présentation de la topologie DAB dc-dc

La structure permet d'associer deux sources de tension. L'inductance série au primaire associe alors ces deux sources de tension. Comme l'indique la Figure IV-8 ci-dessous, la structure dc-dc est composée d'un onduleur et d'un redresseur, tous deux en ponts complets, mais aussi des éléments passifs (L et C). L'inductance est l'élément dimensionnant pour le réglage du courant maximal en sortie du convertisseur. Elle permet entre autres de fixer le fonctionnement souhaité pour le chargeur de batterie. Les condensateurs, sollicités pour le filtrage, permettront d'atténuer les perturbations générées par la structure vers la source et vers la charge. Rappelons que les charges possèdent en générale des tolérances en termes d'ondulations de courant ou tension. Pour le cas des batteries, les tolérances en courant n'obligent pas à fournir un courant complètement lisse. Par contre, se comportant en source de tension, les batteries imposent une tension continue. Cette dernière varie sur une plage de tension dépendant fortement de son état de charge.

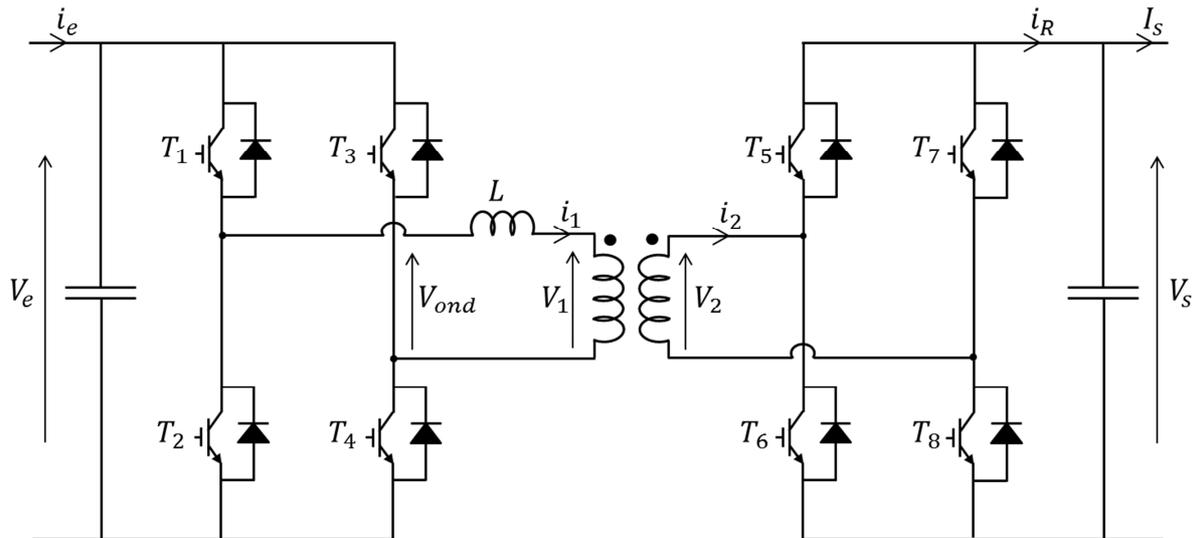


Figure IV-8 : Schéma de la structure DAB pour une conversion dc-dc.

Du fait de la présence de deux convertisseurs de type pont complet, les possibilités de commande sont multiples :

- Angle de conduction du pont primaire,
- Angle de conduction du pont secondaire,
- Déphasage entre les angles des ponts primaires et secondaires.

Nous allons présenter par la suite le mode classique en déphasage entre les deux ponts pour une structure DC-DC, puis nous explorerons les possibilités qu'apportent les autres modes de commande en absorption sinusoïdale.

IV.2.2. Réglage du courant de sortie par déphasage des ponts

Dans cette partie nous montrons que le réglage du courant de sortie est réalisé en jouant sur la valeur du déphasage entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension d'entrée du redresseur. Cette technique de commande est appelée Phase Shift Modulation (PSM), soit modulation par décalage de phase [10]. En repartant de la structure présentée en Figure IV-8, le système est mis en équations sur une période de découpage des interrupteurs. Pour cette étude les pertes dans le convertisseur seront négligées. Chaque paire d'interrupteurs est commandée de manière complémentaire. Cette méthode de commande « diagonale » correspond à modulation bipolaire, en effet la tension découpée prend les valeurs positives ou négatives du bus continu (onduleur et redresseur). Les allures des signaux électriques au niveau primaire du transformateur sont représentées au sein de la Figure IV-9. Nous repartirons de cette représentation temporelle pour établir les équations liant les différentes variables régissant le système. Pour cet exemple, nous avons fixé le déphasage entre les deux ponts à une valeur de 40° .

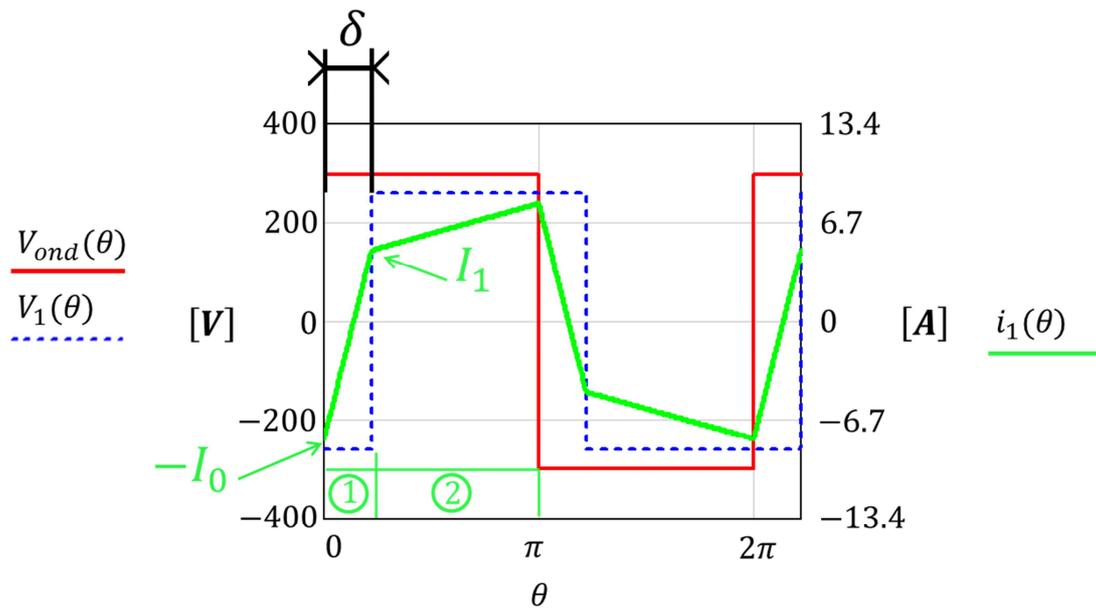


Figure IV-9 : Evolution des grandeurs électriques au sein du transformateur.

Seule une demi-période est considérée pour la mise en équation, en effet les signaux présentent une symétrie de glissement sur la seconde partie de la période. De plus nous raisonnons sur la maille au primaire, formée par la tension de sortie de l'onduleur, la tension primaire aux bornes du transformateur et de la chute de tension de l'inductance. Notons que cette représentation correspond au modèle d'une ligne électrique monophasée, où le transfert de puissance est réalisé par l'action sur les valeurs efficaces des tensions d'entrée et de sortie. Cette action peut être directe, en modifiant l'amplitude d'une des tensions, mais elle peut également être indirecte si le réglage est fait par le déphasage entre les deux tensions.

Pour notre étude, le transfert de puissance est contrôlé par l'action directe sur le déphasage entre les deux tensions, cela grâce au décalage des commandes des bras de ponts noté « δ » (Figure IV-10). Il est possible pour ce type de structure de régler les valeurs efficaces des tensions « V_{ond} » et « V_1 », en modifiant les rapports cycliques des ponts [11], [12]. Dans cette partie les rapports cycliques sont constants et maintenus à une valeur de 50%, ainsi les valeurs efficaces des tensions des ponts sont fixes dans ce travail.

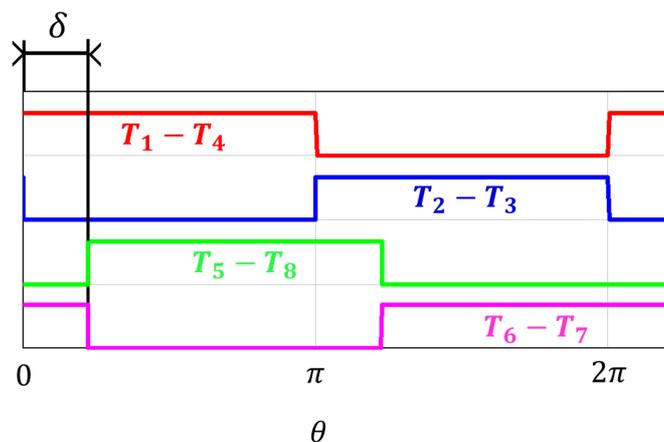


Figure IV-10 : Chronogramme des signaux de commandes des interrupteurs.

Avant de commencer les calculs, nous divisons cette demi-période en deux parties, numérotées phases 1 et 2 sur la courbe. De plus, nous considérerons le changement de variable suivant :

$$\theta = \omega.t \tag{IV-1}$$

Soit :

$$\delta = \omega_d.t_1 \tag{IV-2}$$

Chaque phase correspond à une configuration d'interrupteurs, elles sont détaillées ci-dessous :

- **Phase 1 :**

Sur la phase 1, la paire de transistors commandée pour l'onduleur est composée de T_1 et T_4 , ainsi la tension de sortie « V_{ond} » est égale à la tension d'entrée continue « $+V_e$ ». Alors que pour le redresseur la paire d'interrupteurs active correspond à T_7 et T_6 , la tension d'entrée du redresseur est donc négative et vaut dans ce cas « $-V_s$ ». Notons aussi que l'angle de la phase 1 correspond à l'angle du déphasage des commandes. La Figure IV-11(a) ci-dessous met en évidence les composants sollicités pendant la phase 1, afin de tracer le chemin du transfert de courant au sein de la structure DAB. De plus la Figure IV-11(b) illustre le modèle de la maille équivalente au niveau du primaire du transformateur.

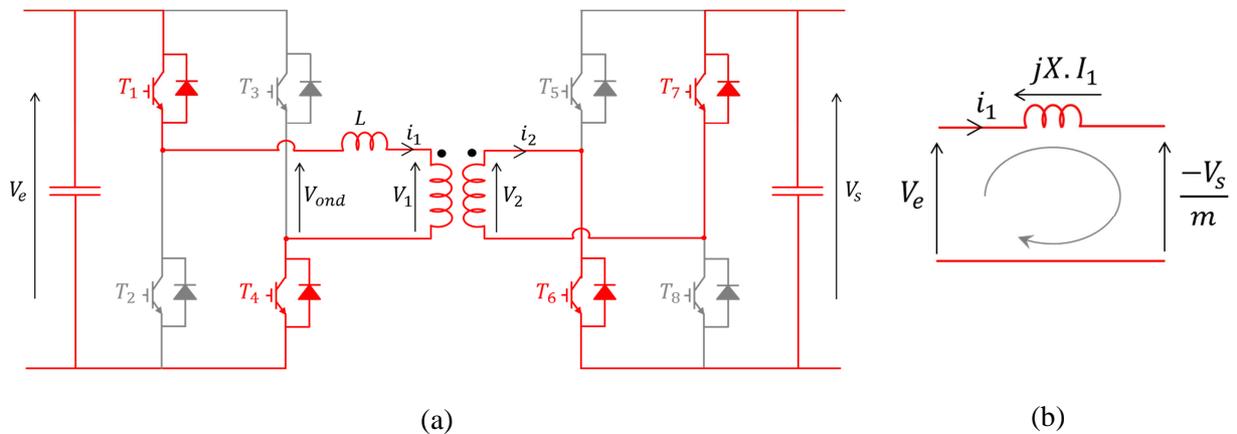


Figure IV-11 : Configuration de la structure DAB pendant la phase 1 : (a) Interrupteurs commandés, (b) Maille équivalente au primaire du transformateur.

Sachant que dans cette configuration nous avons les deux égalités suivantes pour les tensions :

$$V_{ond} = +V_e \text{ et } V_1 = \frac{-V_s}{m} \tag{IV-3}$$

Où « m » désigne le rapport de transformation entre le secondaire et le primaire du transformateur :

$$m = \frac{V_2}{V_1} \tag{IV-4}$$

Donc sur cet intervalle l'évolution du courant primaire suit la relation suivante, nous notons « I_0 » la valeur minimale du courant :

$$i_1(t) = \frac{V_e + \frac{V_s}{m}}{L} t - I_0 \quad (IV-5)$$

Nous pouvons alors déterminer l'expression de « I_1 », correspondant à la valeur du courant primaire à l'instant $t_1 = \delta/\omega$, qui est aussi la valeur maximale pendant la phase 1 :

$$I_1 = \frac{V_e + \frac{V_s}{m}}{L} \times \left(\frac{\delta}{\omega_d} \right) - I_0 \quad (IV-6)$$

- **Phase 2 :**

Pour la phase 2 la configuration des transistors commandés est inchangée, ce sont toujours T_1 et T_4 qui conduisent, ainsi la tension « V_{ond} » reste égale à « $+V_e$ ». La paire d'interrupteurs commandés pour le côté redresseur est T_5 et T_8 , ce qui explique que la tension au secondaire du transformateur est égale à « V_s ».

La Figure IV-12 ci-dessous illustre la phase 2 en représentant la configuration des interrupteurs adoptée (Figure IV-12(a)), ainsi que le modèle de la maille de tension au primaire du transformateur permettant la mise en équation (Figure IV-12(b)).

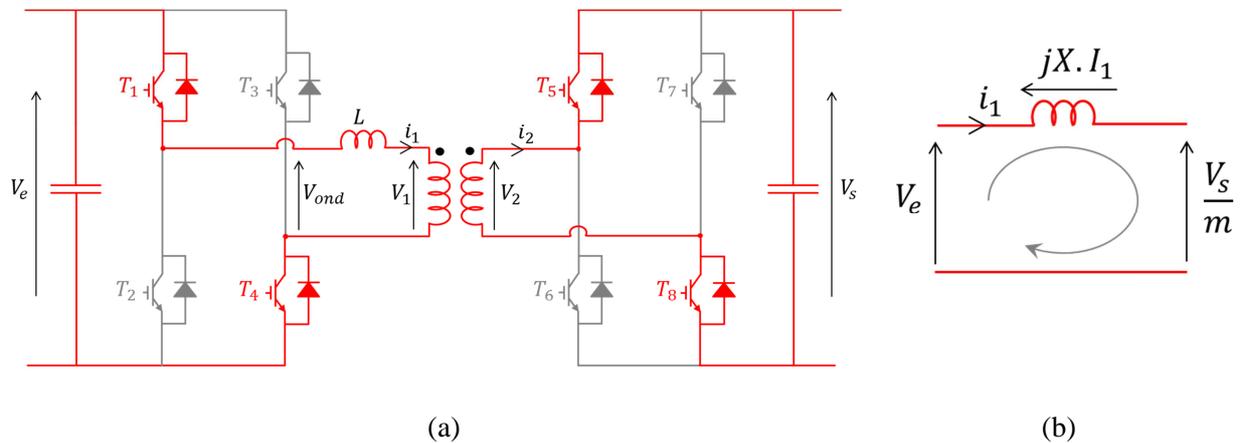


Figure IV-12 : Configuration de la structure DAB pendant la phase 2 : (a) Interrupteurs commandés, (b) Maille équivalente au primaire du transformateur.

Ainsi nous pouvons à nouveau exprimer les tensions au niveau de la maille primaire pour la phase 2 :

$$V_{ond} = +V_e \text{ et } V_1 = \frac{+V_s}{m} \quad (IV-7)$$

Ensuite, nous établissons la loi régissant le courant primaire pour cette configuration :

$$i_1(t) = \frac{V_e - V_s}{L} t + I_1 \quad (\text{IV-8})$$

Soit l'expression du courant maximal dans le cas où V_e/m est inférieur à V_e :

$$I_0 = \frac{\pi m V_e + (2\delta - \pi) V_s}{2mL\omega_d} \quad (\text{IV-9})$$

L'étape suivante consiste à exprimer le courant de sortie du redresseur, noté « i_R » sur le schéma de la structure en Figure IV-8. Ce courant est issu de la fonction de redressement appliquée au courant fourni par l'enroulement secondaire du transformateur, nous avons noté ce courant « i_2 ». Ce dernier est identique au courant primaire « i_1 », bien sûr au rapport de transformation près. Nous repartons alors de l'évolution du courant de sortie afin d'exprimer directement sa valeur moyenne en fonction des variables du montage (Figure IV-13). Le courant moyen « I_s » est aussi tracé sur le même graphique, ce qui correspond à la forme d'onde obtenue après un filtrage idéal (I_s purement continu).

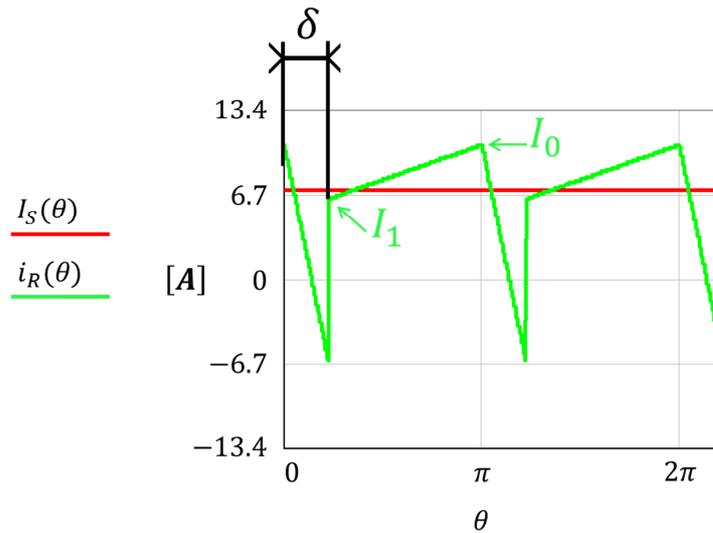


Figure IV-13 : Evolution du courant de sortie du redresseur « $i_R(\theta)$ ».

La valeur moyenne du courant de sortie peut être établie grâce au calcul de l'intégrale du courant « i_R » sur une période. Dans notre cas, nous réalisons le calcul sur une demi-période compte tenu de la symétrie du signal.

$$I_s = \frac{2}{2\pi} \int_{\delta}^{\pi+\delta} i_r(\theta) d\theta \quad (\text{IV-10})$$

Avec δ : Le déphasage de la tension générée par le pont secondaire par rapport au pont primaire.

Nous pouvons alors exprimer le courant de sortie moyen en fonction du déphasage des deux ponts :

$$I_s = \frac{V_e}{mL\omega_d\pi} \times \delta(\pi - \delta) \quad (\text{IV-11})$$

Nous obtenons une équation du second degré par rapport au déphasage δ et un comportement en générateur de courant. La puissance de charge en fonction du déphasage est représentée sur la Figure IV-14 (bidirectionnalité des flux de puissance).

$$P_s = V_s \times I_s = \frac{V_e V_s}{mL\omega_d\pi} \times \delta(\pi - \delta) \quad (\text{IV-12})$$

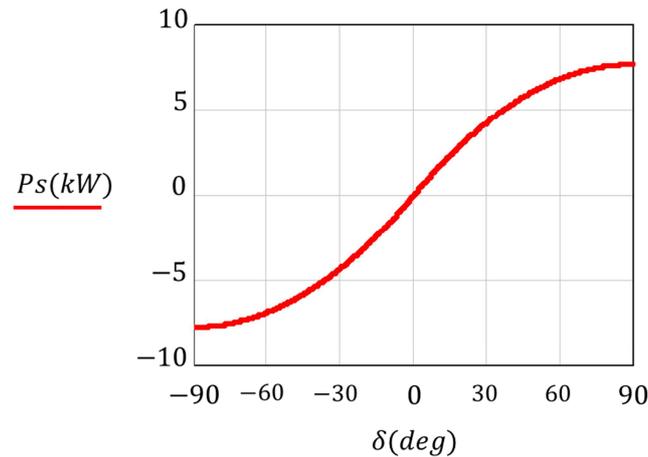


Figure IV-14 : Caractéristique de l'évolution de la puissance de sortie « P_s » en fonction de « δ » (déphasage entre les deux ponts).

IV.2.3. Dimensionnement de l'inductance primaire

Nous remarquons que la caractéristique est maximale pour un déphasage de 90° . La valeur de l'inductance primaire « L » doit être dimensionnée de façon à limiter le courant débité dans la charge. De plus, si cette dernière est trop grande le convertisseur ne pourra fournir le courant maximal admissible par la charge. Ainsi, l'inductance maximale garantissant les conditions nominales peut se dimensionner grâce à la relation (IV-13).

$$L_{min} < \frac{V_e}{8 m F_d I_{s_max}} \quad (\text{IV-13})$$

Nous pouvons aussi souligner que pour cette topologie le courant de sortie ne dépend pas de la tension de sortie, ce qui est intéressant pour des applications de chargeurs de batteries, car le convertisseur est équivalent à une source de courant.

IV.3. Etude dynamique en conversion ac-dc mono-étage

IV.3.1. Présentation du DAB ac-dc

Dans le cas d'une conversion ac-dc avec un seul étage, le DAB est directement connecté à la source sinusoïdale (Figure IV-7). En fait l'onduleur permet à la fois de redresser la sinusoïde basse fréquence issue du générateur, mais aussi de découper le signal redressé. Ensuite, les signaux en créneaux haute fréquence sont transférés à l'étage redresseur via le transformateur. En revanche, l'étage onduleur étant directement raccordé à la source sinusoïdale, les interrupteurs de l'onduleur devront être bidirectionnels en tension car ils commutent des tensions soit positives soit négatives suivant le signe de l'onde du réseau d'alimentation. La seconde bidirectionnalité est de type courant, car le convertisseur doit être capable d'assurer tous les échanges d'énergie avec la batterie et la source. Ces deux dernières conditions sur la structure de l'onduleur d'un DAB ac-dc en mono-étage, justifient la nécessité de choisir des interrupteurs quatre quadrants pour le pont onduleur (bidirectionnalité courant-tension). Les travaux développés dans [13] et [14] présentent plusieurs configurations du DAB pour des conversions ac-ac. Avec certains exemples présentant le montage en monophasé mais aussi avec entrelacement.

Le filtrage des harmoniques dus au découpage est réalisé grâce à des filtres passifs de type LC en entrée et en sortie. L'étude de ces filtres sera présentée dans une section suivante de ce chapitre (IV.3.3 et IV.3.4). La Figure IV-15 ci-dessous représente le schéma électrique de la solution adoptée pour réaliser le convertisseur DAB ac-dc mono-étage.

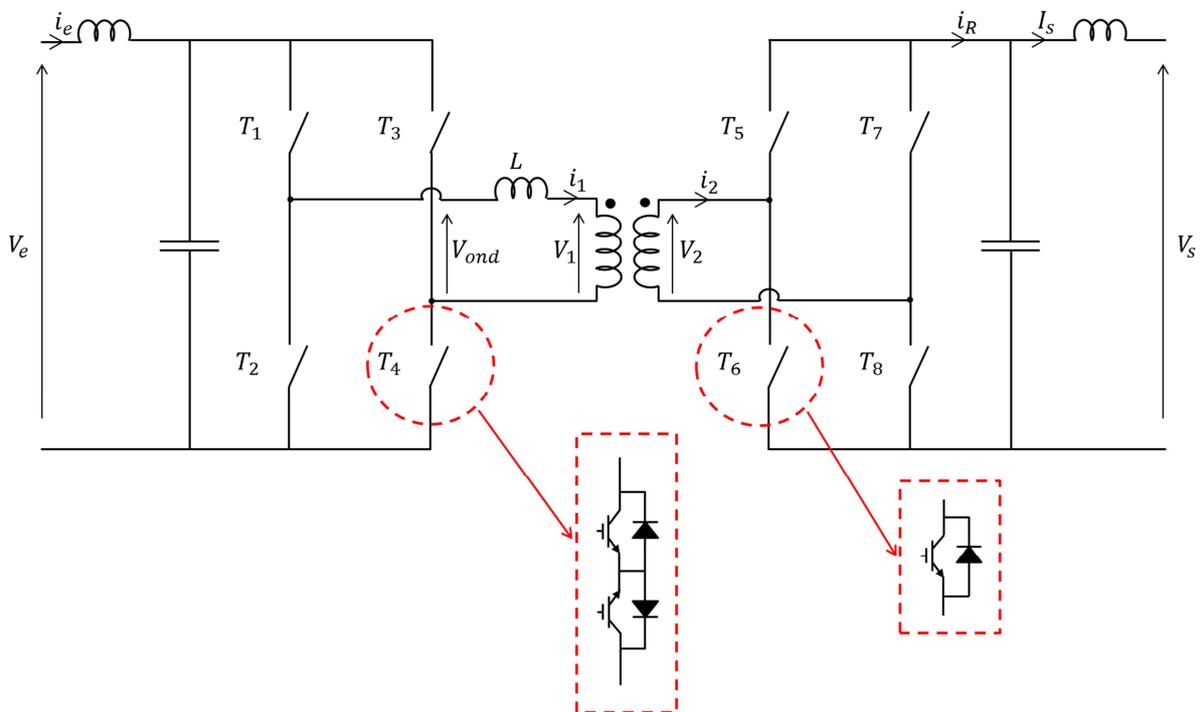


Figure IV-15 : Schéma de la solution de DAB ac-dc mono-étage avec les filtres en entrée-sortie.

IV.3.2. Commande en absorption sinusoïdale

L'objectif du convertisseur « Dual Active Bridge » est d'avoir une version isolée du chargeur de batterie à base d'un transformateur haute fréquence. Sa principale mission est d'absorber en ligne un courant sinusoïdal, mais également de pouvoir fournir/absorber de la puissance réactive pour permettre des services réseau.

Une des contraintes liée aux convertisseurs pour chargeurs de batterie embarqués est d'éviter au maximum les risques d'électrocution pour les personnes. La protection des personnes est assurée au secondaire par le transformateur HF ; néanmoins, une isolation adéquate de la partie primaire est nécessaire. Par ailleurs la structure mono-étage présente l'intérêt de ne pas avoir d'étage continu intermédiaire ; en effet, le fonctionnement des protections différentielles peut être perturbé par un défaut continu, comme l'ont montré les travaux post-doctoraux d'Elena Dimitrova dans le cadre du projet CITYBRID.

Afin de simplifier au maximum l'étage primaire du transformateur, il a été choisi de ne pas utiliser l'angle de conduction du pont primaire comme paramètre de réglage. Les deux paramètres qui pourront donc être utilisés est l'angle de conduction du pont secondaire et le déphasage entre le pont primaire et le pont secondaire.

Dans la partie précédente, nous avons vu que le pilotage du déphasage entre les deux ponts permet de régler le niveau de puissance. Néanmoins, comme nous le verrons par la suite, il n'est pas suffisant pour assurer la forme du courant d'entrée.

Modélisation du convertisseur :

Le pilotage du convertisseur DAB s'effectue en modulant l'échange d'énergie au niveau de l'inductance placée au primaire du transformateur. Il faut donc contrôler deux ondes de tensions :

- La première issue du découpage de la tension réseau par le pont primaire ;
- La deuxième due au découpage de la tension de sortie par le pont secondaire et au rapport de transformation du transformateur.

L'échange de puissance est donc analogue à celle d'une ligne électrique. La Figure IV-16 illustre cette analogie grâce à une représentation de Fresnel des courants et tensions. Dans cette représentation nous considérons les grandeurs approximées au premier harmonique.

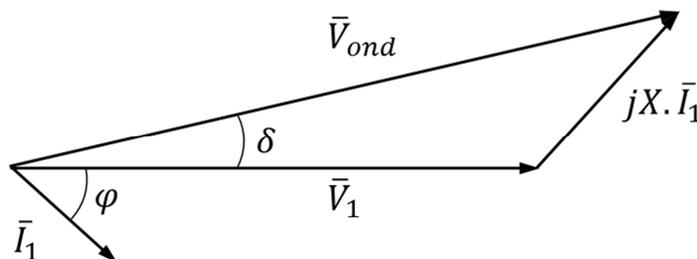


Figure IV-16 : Diagramme de Fresnel des grandeurs de la maille au primaire.

Lorsqu'on utilise une stratégie où les deux ponts fonctionnent en pleine onde, déphasés d'un angle δ , ceci est tout à fait acceptable. En effet, les signaux d'entrée et de sortie sont des créneaux dont l'amplitude des harmoniques évolue en $\frac{4}{\pi} * \frac{V}{2k+1}$. Il n'y a en effet pas d'harmoniques paires de tension. On constate donc que l'harmonique 3 est 3 fois plus faible que le fondamental et l'harmonique 5, 5 fois plus faible. L'impédance de l'inductance primaire du transformateur augmentant proportionnellement à la fréquence, la composante d'harmonique 3 du courant sera 9 fois plus faible que le fondamental et celle à l'harmonique 5, 25 fois plus faible. Elles peuvent donc être négligées.

Dans le cas, où l'on module l'angle de conduction du pont secondaire, le rapport « harmoniques vs fondamental » varie en fonction de l'angle de conduction de celui-ci. La Figure IV-17 montre l'évolution du rapport en fonction de l'angle Φ .

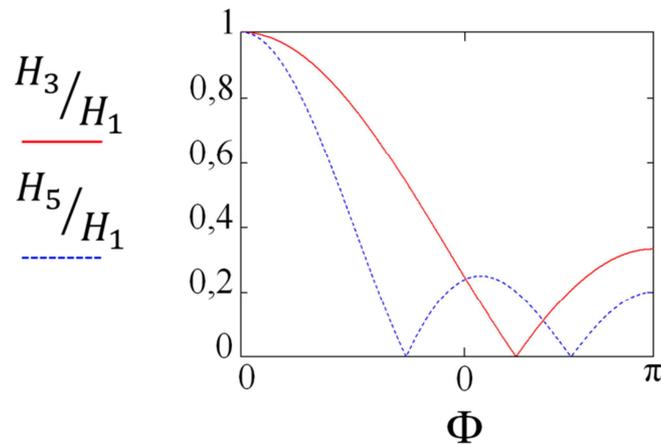


Figure IV-17 : Rapport harmoniques/fondamental en fonction de l'angle de conduction Φ .

On constate que pour des angles de conduction supérieurs à $\pi/2$ l'approximation précédente est encore valide, ce qui n'est pas le cas pour des valeurs inférieures. Comme nous le verrons dans la suite, en absorption sinusoïdale, il s'agira d'instant où l'amplitude des courants sera plus faible ; on peut donc considérer que l'approximation est acceptable dans le cadre de cette étude.

Ainsi, grâce à cette modélisation au premier harmonique HF (fréquence de découpage), nous pouvons également déterminer l'échange de puissance.

L'échange de puissance au niveau de l'inductance est donné par la formule suivante :

$$P = \frac{V_{ond\ eff} * V_{1eff} * \sin \delta}{L * \omega_d} \tag{IV-14}$$

Avec :

- δ : le déphasage de la tension générée par le pont secondaire par rapport au pont primaire,
- $V_{ond\ eff}$: la tension efficace générée par l'onduleur primaire,
- V_{1eff} : la tension générée par le pont secondaire,
- L : la valeur de l'inductance,
- ω_d : la pulsation de découpage.

En calculant la décomposition au premier harmonique des grandeurs du convertisseur, nous arrivons au résultat suivant :

Pour l'onduleur primaire :

$$\langle V_{ond} \rangle_1 = \frac{4}{\pi} \cdot V_e(\theta) \cdot \sin(\omega_d \cdot t) \quad (IV-15)$$

Ce terme fondamental sera modulé à la fréquence du réseau de par l'évolution de la tension d'entrée sinusoïdale ($\theta = \omega_r \cdot t$).

Pour le pont secondaire :

$$\langle V_1 \rangle_1 = \frac{4}{\pi} * \frac{V_s}{m} \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) \cdot \sin(\omega_d \cdot t - \delta) \quad (IV-16)$$

Où Φ symbolise l'angle de conduction du pont secondaire (compris entre 0 et π).

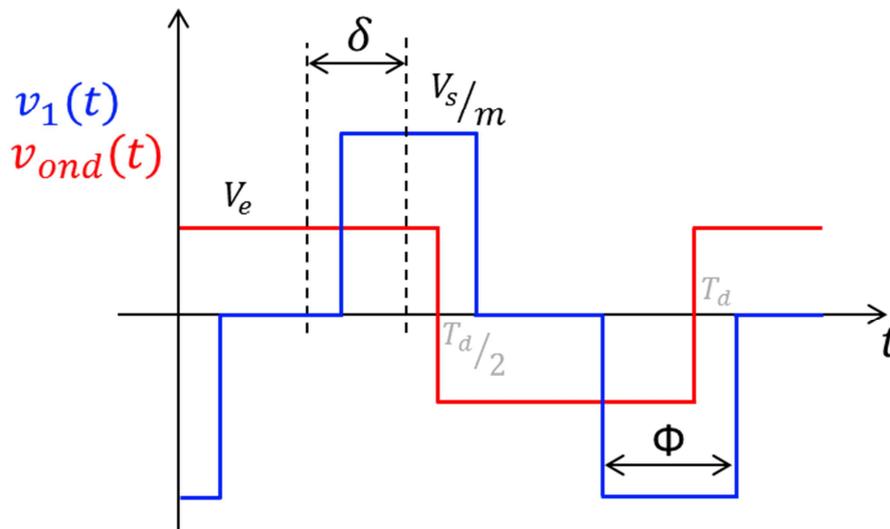


Figure IV-18 : Forme d'ondes dans le cas de la double modulation

L'observation des deux fonctions montre que pour que les fréquences contenues dans les deux spectres soient les mêmes, une des possibilités est que le fondamental de $\Phi(t)/2$ soit à la fréquence du réseau BF.

$$\frac{\Phi(t)}{2} = \theta = \omega_r \cdot t \quad (IV-17)$$

Par définition, Φ est compris entre 0 et π . Une des solutions est d'utiliser un signal $\Phi(t)$ triangulaire d'amplitude π et de pulsation $2 \cdot \omega_r$. Toutefois, cela crée un gain -1 lorsque l'on souhaite un signal négatif pour suivre le signe de la sinusoïde d'entrée. Cela peut être résolu en rajoutant 180° au déphasage Φ .

Compte tenu du fait que la tension d'entrée est modulée sinusoïdalement, le choix de cette commande rend également la tension de sortie ramenée au primaire modulée à la fréquence du réseau, ce qui permet de maintenir δ constant (à puissance constante). Nous verrons par la suite que cela procure des résultats satisfaisants ; néanmoins la solution optimale consisterait à agir simultanément sur les trois moyens de contrôle pour minimiser le courant primaire [15]. Si cette approche permet de fixer un signal dont le contenu spectral rend compatible les signaux générés par les ponts d'entrée et de sortie, elle fait fonctionner le pont d'entrée en permanence à pleine modulation, ce qui n'est pas forcément souhaitable en fonction du point de fonctionnement.

Si l'on néglige les pertes dans le convertisseur, on peut exprimer que la puissance en entrée du convertisseur est égale à la puissance transmise au primaire du transformateur. On peut donc écrire, en faisant l'hypothèse d'un fonctionnement en absorption sinusoïdale :

- Puissance d'entrée

$$p_e(\theta) = V_{e\max} \cdot \sin(\theta) * I_{e\max} \cdot \sin(\theta) \quad (\text{IV-18})$$

- Puissance au primaire du transformateur

$$p_{\text{transfo}}(t) = \frac{V_{\text{ond eff}} \cdot V_{1\text{eff}} \cdot \sin \delta}{L \cdot \omega_d} \quad (\text{IV-19})$$

On peut considérer l'égalité de ces deux puissances à l'échelle de la période du réseau compte tenu du fait qu'il n'y a pas d'éléments de stockage d'énergie dimensionnés à la fréquence du réseau. Si l'on remplace les valeurs efficaces fondamentales HF de V_{ond} et V_1 présentées ci-dessus, on obtient l'équation suivante qui donne l'évolution de Φ en fonction du temps :

$$\frac{\Phi(\theta)}{2} = \sin^{-1} \left(\frac{\pi^2 \cdot L \cdot \omega_d \cdot I_{e\max}}{8 \cdot V_s \cdot \sin \delta} \cdot \sin \theta \right) \quad (\text{IV-20})$$

On constate donc bien que $\Phi(\theta)$ est à la même pulsation que le réseau d'entrée. Par contre, pour que $\Phi(\theta)$ admette une solution, il faut respecter la condition suivante :

$$\left| \frac{\pi^2 \cdot L \cdot \omega_d \cdot I_{e\max}}{8 \cdot V_s \cdot \sin \delta} \right| \leq 1 \quad (\text{IV-21})$$

Par ailleurs, pour la limite de cette condition, on retrouve bien l'équation (IV-17) :

$$\Phi(\theta) = 2 \cdot \theta \quad (\text{IV-22})$$

Le fonctionnement du DAB avec cette commande en mode d'absorption sinusoïdale a été validé en simulation. La figure suivante montre la tension et le courant côté réseau, le courant primaire HF et le courant de sortie obtenus avec la commande en « arcsin » de l'équation (IV-20) et pour $\delta = \pi/2$. Les résultats sont satisfaisants et assurent un niveau d'harmonique 3 à 2,52%. Toutefois, la simple

commande triangulaire (équation (IV-17)) donne un résultat du même ordre de grandeur (3,2% d'harmonique 3).

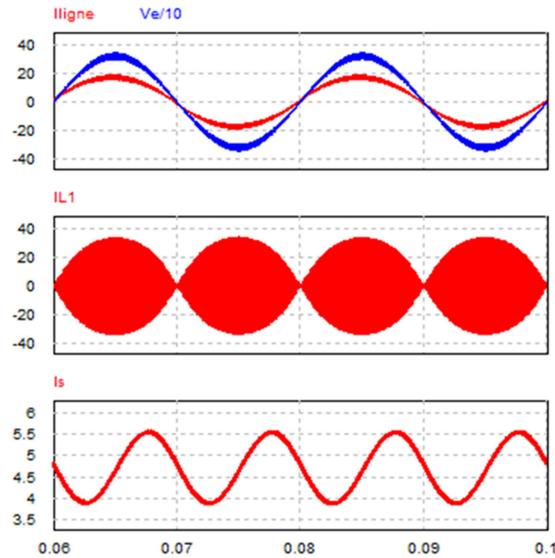


Figure IV-19 : Résultats de simulation du DAB ac-dc avec commande en « arcsin ».

Ce convertisseur a été simulé également pour d'autres situations telles que l'injection de puissance réactive ou d'harmoniques. Ces simulations sont reportées en Annexe A et montrent la souplesse de la commande.

IV.3.3. Dimensionnement du filtre LC en entrée du DAB

Dans notre application, les deux ponts complets sont commutés à la même fréquence de découpage comme nous l'avons vu précédemment ; les harmoniques dus au découpage sont donc dans des multiples de la fréquence de découpage. L'action de filtrage de l'inductance d'entrée du transformateur rendra prépondérant le fondamental. On pourra donc se contenter de l'analyse du fondamental. Le but des deux filtres placés en amont (côté réseau) et en aval (côté batterie) est différent.

Le filtre côté réseau a pour rôle de limiter les rejets harmoniques dans celui-ci par le convertisseur. Le filtre côté batterie a pour rôle d'atténuer la composante basse fréquence issue du processus de redressement.

L'évolution du signal sinusoïdal issu de la source entraîne une modulation d'amplitude sur les grandeurs primaires au sein du transformateur. Cette modulation variant à la fréquence du réseau se répercute aussi sur le courant secondaire. En revanche, la tension secondaire est épargnée de cette perturbation basse fréquence, car la tension est imposée par la batterie, qui joue le rôle de source tension. Par contre, le courant de recharge de la batterie se verra affecté par cette ondulation basse fréquence, sans conséquence importante pour la batterie si le filtre de sortie est correctement dimensionné (une ondulation de 20% est acceptable pour les fabricants de batteries).

Afin de dimensionner le filtre d'entrée, il est nécessaire de connaître les courants générés par le convertisseur. Au primaire du transformateur, le courant s'écrit de la manière suivante :

$$\frac{diL(t)}{dt} = \frac{\langle V_{ond} \rangle_1(t) - \langle V_1 \rangle_1(t)}{L} \quad (IV-23)$$

Soit en remplaçant par (IV-15) et (IV-16) :

$$\frac{diL(t)}{dt} = \frac{4 \cdot \sin(\omega_r \cdot t)}{L \cdot \pi} \cdot \left(V_{e \max} * \sin(\omega_d \cdot t) - \frac{V_s}{m} * \sin(\omega_d \cdot t - \delta) \right) \quad (\text{IV-24})$$

Qui peut s'écrire :

$$\frac{diL(t)}{dt} = \frac{2}{L \cdot \pi} \cdot \left(V_{e \max} \left(\cos[(\omega_d - \omega_r)t] + \cos[(\omega_d + \omega_r)t] \right) - \frac{V_s}{m} \left(\cos[(\omega_d - \omega_r)t - \delta] + \cos[(\omega_d + \omega_r)t - \delta] \right) \right) \quad (\text{IV-25})$$

On peut donc en obtenir une expression du courant iL qui sera composé d'une raie à $\omega_d - \omega_r$ et d'une autre à $\omega_d + \omega_r$.

Pour obtenir le courant à l'entrée du convertisseur, il suffit de se rappeler que le courant d'entrée est égal au courant du transformateur pendant une demi-période et à l'inverse du courant du transformateur dans l'autre demi-période. La Figure IV-20 présente les allures des courants au primaire du transformateur (bleu), entrée du convertisseur (vert) et du signal de commande du pont d'entrée (rouge).

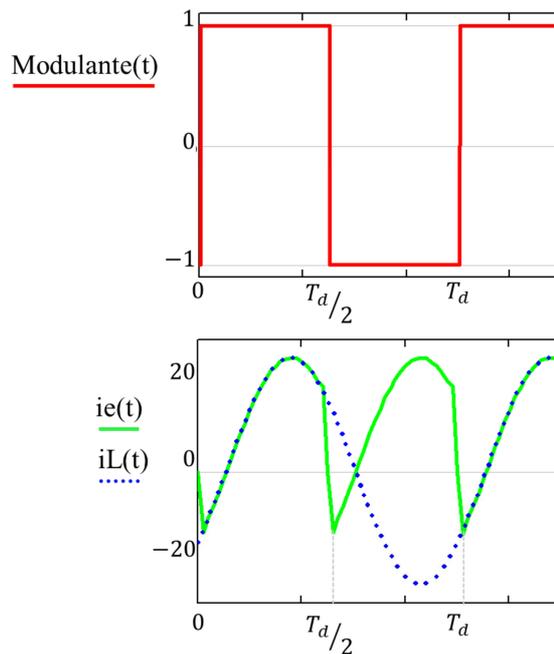


Figure IV-20 : Evolution des courants d'entrée et sortie du pont primaire, ainsi que le signal de commande associé.

En multipliant, le courant mesuré dans le transformateur par le signal de commande du pont d'entrée (Modulante(t)), on obtient donc le courant à l'entrée du convertisseur.

$$ie(t) = iL(t) * Modulante(t) \quad (\text{IV-26})$$

A partir de cette relation, il sera possible d'obtenir le spectre du courant d'entrée en réalisant la FFT de $i_e(t)$ et donc de dimensionner le filtre afin de limiter l'injection d'harmoniques au réseau.

Le filtre à mettre en œuvre du côté réseau est un filtre LC présenté en Figure IV-21. La part du courant convertisseur remontant au réseau dépend de l'impédance relative de l'ensemble (inductance du filtre + réseau électrique) par rapport au condensateur du filtre.

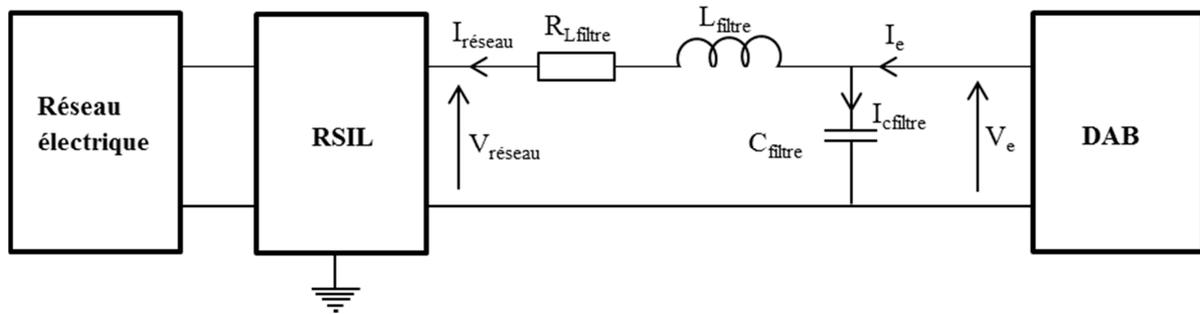
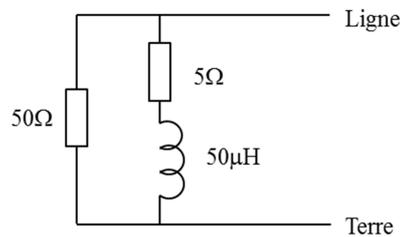
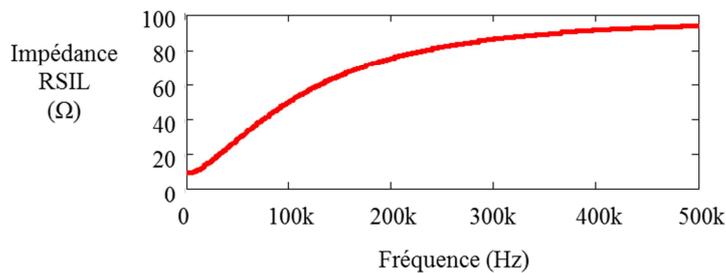


Figure IV-21 : Schéma d'un filtre passif du second ordre de type RLC.

L'impédance du réseau électrique peut être modélisée à l'aide d'un Réseau de Stabilisation d'impédance de Ligne « RSIL ». Le modèle de RSIL qui a été pris en compte pour le calcul du courant de ligne est présenté en Figure IV-22-a (représentation entre ligne et terre), son impédance équivalente (en mode différentiel) est présentée en Figure IV-22-b.



(a)



(b)

Figure IV-22 : Modèle de RSIL pris en compte : (a) Schéma équivalent du RSIL en mode commun, (b) Impédance du RSIL en mode différentiel.

Il est alors possible de déterminer le courant qui transite dans le réseau et en modélisant le circuit de mesure du RSIL, de déterminer l'amplitude qui serait mesurée par un appareillage de mesure pour différentes valeurs de L et C et de les comparer aux limites d'émission fixées par les normes.

Il existe une multitude de couples L-C permettant de respecter les critères de la norme. Toutefois, choisir une valeur de C trop grande est pénalisant car cela va entraîner la consommation d'un courant capacitif au niveau du réseau. D'un autre côté, choisir une inductance très forte vis-à-vis de la valeur du condensateur est également pénalisant car la fonction de transfert i_{ligne}/i_e s'écrit :

$$\frac{i_{ligne}(s)}{i_e(s)} = \frac{1}{1 + RCs + LCs^2} \quad (IV-27)$$

Le filtre LC risque donc de présenter un phénomène de résonance lié à la cellule passive formée de l'inductance propre « L », de sa résistance série « R » et du condensateur « C ».

En identifiant la fonction de transfert à un système du second ordre, le filtre RLC est caractérisé en fréquence par la relation suivante :

$$\underline{F}(j\omega) = \frac{1}{1 + 2z\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (IV-28)$$

Avec :

$$- \quad z = \frac{R}{2} \times \sqrt{\frac{C}{L}} : \text{Coefficient d'amortissement du système,} \quad (IV-29)$$

$$- \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} : \text{Pulsation de résonance du système.} \quad (IV-30)$$

Enfin, il faut limiter la chute de tension liée à l'inductance à la fréquence réseau de 50Hz.

Un bon compromis a été trouvé pour une valeur d'inductance de 750uH et une valeur de capacité de 12uF. Il en résulte une chute de tension inductive à 50Hz à la puissance de 3kW de 1,3% et un courant capacitif (quand le convertisseur est à l'arrêt) de 0,87A.

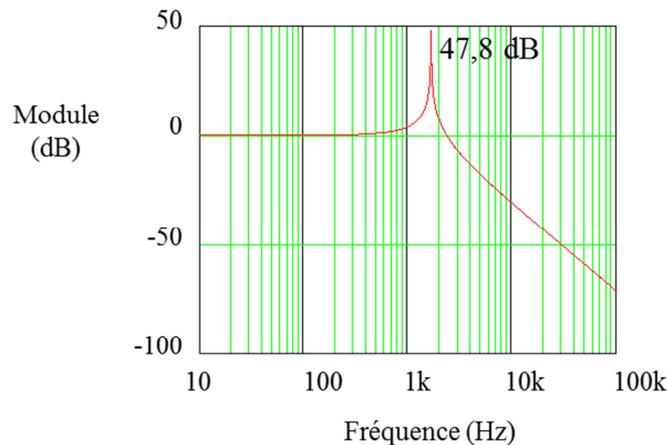


Figure IV-23 : Diagramme de Bode du filtre LC du second ordre.

Pour notre exemple, le convertisseur fonctionnant en absorption sinusoïdale, la fréquence du fondamental est de 50Hz. La fréquence de découpage est fixée à 20kHz. La fréquence de coupure du

filtre obtenue est de 1,8kHz. On remarque toutefois une importante résonance à la fréquence de coupure. Cela peut s'avérer problématique si l'on souhaite effectuer un asservissement du système.

La Figure IV-24 présente le résultat des harmoniques générés et le compare à la norme EN 55011. On a pris les limites pour les appareils de catégorie A (industriel).

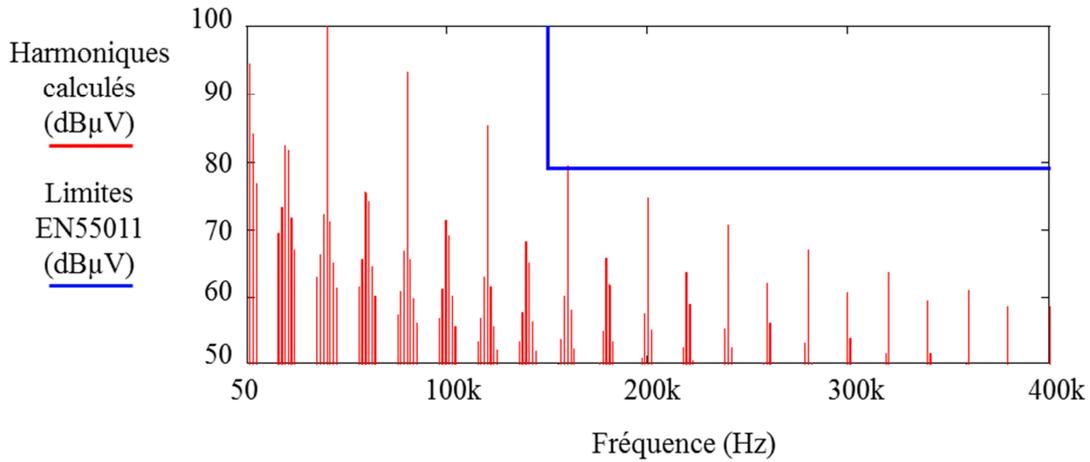


Figure IV-24 : Spectre harmonique calculé aux bornes du système de mesure d'un RSIL et comparaison avec les limites de la norme EN55011.

IV.3.4. Dimensionnement du filtre LC en sortie du DAB

Le filtrage en sortie du convertisseur est surtout important pour protéger la batterie. Ici les harmoniques sont composés à la fois de signaux BF mais aussi en HF. En effet, le filtre doit atténuer les perturbations HF dues au découpage des interrupteurs du pont secondaire, mais il doit aussi agir en BF. Le fait de contrôler la structure en absorption sinusoïdale entraîne l'apparition d'une composante à $2\omega_r$ ($\sin^2(\omega_r t)$), comme nous l'avons précisé en IV.3.3 une ondulation de courant de 20% est acceptable. En négligeant les pertes dans le convertisseur nous pouvons repartir de la conservation des puissances d'entrée et de sortie.

$$p_e(\theta) = v_e(\theta). i_e(\theta) = V_s \cdot i_R(\theta) \tag{IV-31}$$

Le schéma ci-dessous permet de mieux visualiser les grandeurs électriques mises en jeu pour le calcul du filtrage de sortie.

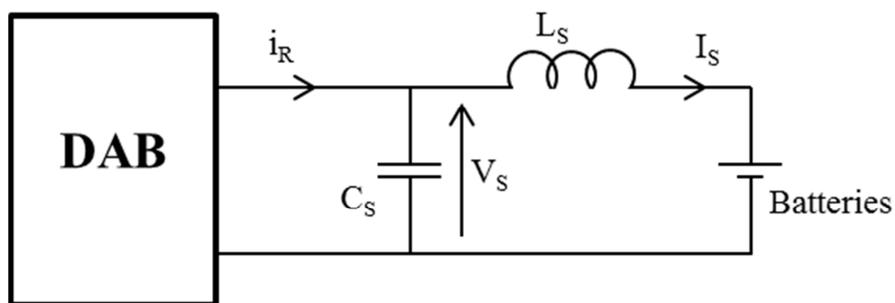


Figure IV-25 : Schéma de principe du filtrage LC de sortie pour un DAB.

Les grandeurs d'entrée (tension et courant) évoluant sinusoïdalement, l'expression de $i_R(\theta)$ devient :

$$i_R(\theta) = \frac{P_e}{V_S} (1 - \cos(2\theta)) \quad (\text{IV-32})$$

Avec $P_e = V_{eff} I_{eff}$.

Le pont diviseur de courant en sortie peut s'exprimer de la manière suivante :

$$i_S(j\omega) = i_R(j\omega) \cdot \frac{1}{1 - L_S C_S \omega^2} \quad (\text{IV-33})$$

Avec $\omega = 2\omega_r$.

$$\text{Soit } \Delta i_S = \Delta i_R \cdot \frac{1}{|1 - L_S C_S (2\omega_r)^2|} \quad (\text{IV-34})$$

Ainsi nous pouvons exprimer la tension de sortie $v_S(j\omega)$:

$$\begin{aligned} V_S(j\omega) &= i_R(j\omega) \cdot \frac{jL_S \omega}{1 - L_S C_S \omega^2} \\ &= jL_S \omega \cdot i_S(j\omega) \end{aligned} \quad (\text{IV-35})$$

Soit l'équation ci-dessous pour l'expression de l'ondulation de tension :

$$\Delta v_S = L_S 2\omega_r \cdot \Delta i_S \quad (\text{IV-36})$$

Ce qui amène au dimensionnement de l'inductance L_S :

$$L_S = \frac{\Delta v_S}{2\omega_r \cdot \Delta i_S} \quad (\text{IV-37})$$

Pour le dimensionnement du condensateur, il est nécessaire de repartir des relations (IV-32) et (IV-34).

$$|1 - L_S C_S (2\omega_r)^2| = \frac{\Delta i_R}{\Delta i_S} = \frac{2 \left(\frac{P_e}{V_S} \right)}{\Delta i_S} \quad (\text{IV-38})$$

Comme $L_S C_S (2\omega_r)^2 > 1$, la valeur absolue peut alors s'écrire ainsi : « $L_S C_S (2\omega_r)^2 - 1$ ».

Nous en déduisons donc l'expression de C_S :

$$C_S = \frac{\left(\frac{2 \left(\frac{P_e}{V_S} \right)}{\Delta i_S} - 1 \right)}{L_S (2\omega_r)^2} \quad (\text{IV-39})$$

Rappel des valeurs numériques utilisées :

$$P_e = 3,3 \text{ kW},$$

$$V_S = 800 \text{ V},$$

$$\omega_r = 2\pi * 50 \text{ rad / sec}.$$

Ensuite, nous fixons des valeurs d'ondulations maximales tout en vérifiant qu'elles restent faibles par rapport aux grandeurs fondamentales (BF).

$$\Delta i_S = 20\% I_S = 0,825 \text{ A} \quad \text{soit } L_S = 154 \text{ mH}.$$

$$\Delta v_S = 10\% V_S = 80 \text{ V} \quad \text{soit } C_S = \frac{11}{L_S (2\omega_r)^2} = 180 \mu F.$$

Malgré le fait que les amplitudes d'ondulations soient faibles par rapport aux grandeurs fondamentales, le DAB nécessite la mise en place d'une inductance de filtrage en sortie très importante. En revanche, comme nous le verrons ci-après, la configuration triphasée ne présente pas cette dernière contrainte de filtrage.

IV.3.5. Convertisseur DAB ac-dc en chargeur de batterie triphasé

Nous avons consacré cette partie à l'étude d'une structure de chargeur de batterie isolé triphasé. La solution repose sur le montage DAB ac-dc mono-étage que nous avons présenté précédemment. Le schéma de l'ensemble du convertisseur triphasé est détaillé en Figure IV-26. Chacun des trois blocs de conversion représente une structure DAB ac-dc. Dans le but de s'adapter à la source triphasée, leurs commandes sont décalées d'un tiers de période sur l'échelle basse fréquence.

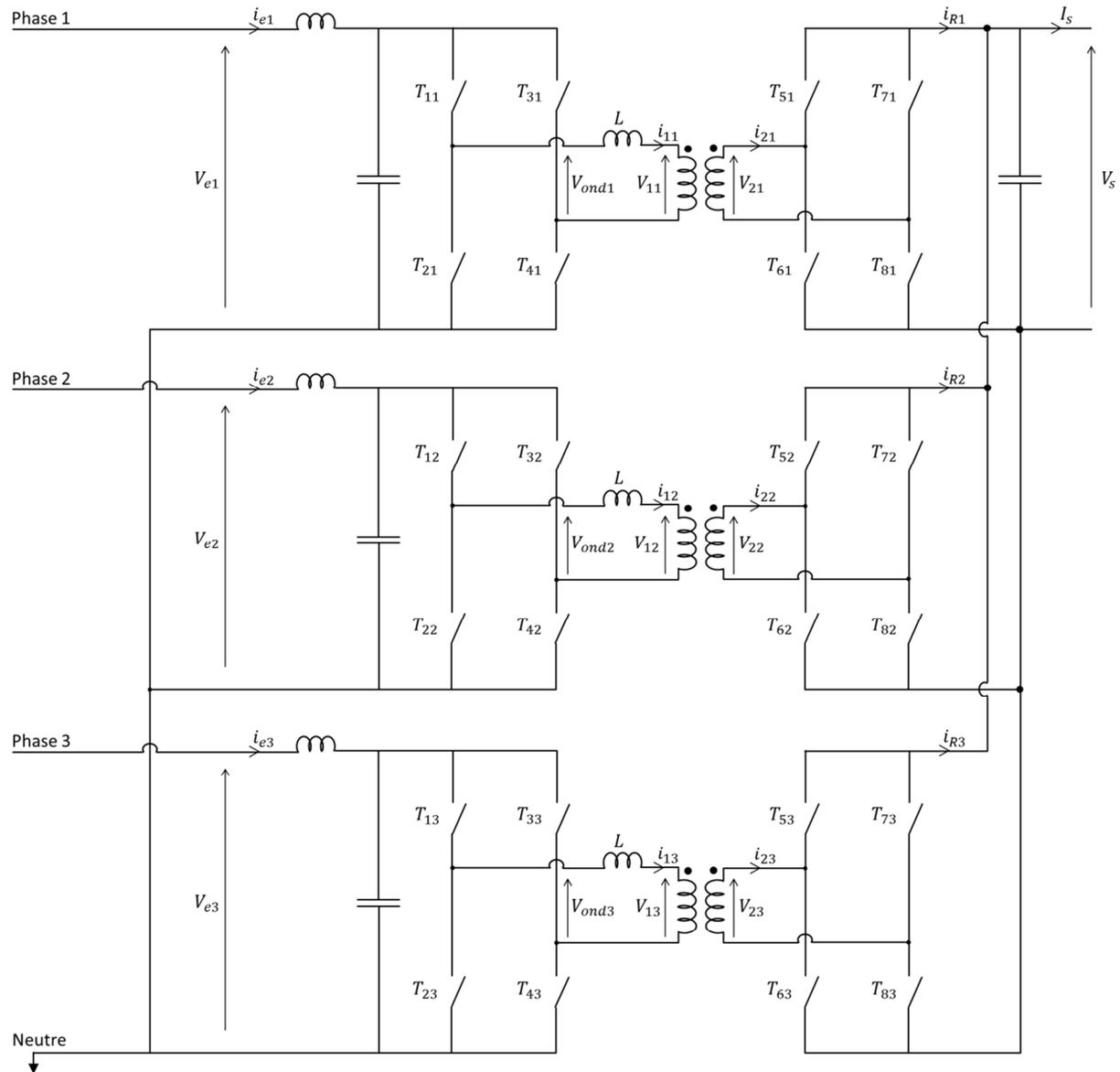


Figure IV-26 : Schéma du chargeur DAB ac-dc mono-étage triphasé.

Ici le choix d'un chargeur triphasé permet avant tout d'offrir des puissances de recharge plus importantes (recharge rapide de 22 ou 43 kW), mais il présente un autre intérêt sur les contraintes d'ondulations de courant en sortie. En effet, la puissance fluctuante impose une ondulation basse fréquence du courant de sortie contraignante. En triphasé, les courants de sortie issus de chacun des DAB sont déphasés en basse fréquence d'un tiers de période. Etant donné que les trois sorties sont en parallèle, la somme des trois courants de sortie annule l'ondulation au fondamental, ce qui rend le courant de sortie presque continu. En complément à cela, cette configuration offre aussi la possibilité

d'exploiter les avantages qu'offre l'entrelacement en haute fréquence. Cette dernière solution consiste à décaler les commandes des trois DAB d'un tiers de période de découpage, l'objectif étant de réduire les ondulations haute fréquence du courant de sortie. La technique de l'entrelacement haute fréquence a été présentée précédemment dans la section dédiée à la présentation du chargeur monophasé (III.4). Les ondulations haute fréquence sont atténuées d'un rapport trois, puis leur fréquence apparente est quant à elle multipliée par trois. Ainsi le filtrage en sortie peut être réduit par ce même rapport, sa pulsation de coupure est alors repoussée au triple de celle du chargeur DAB ac-dc monophasé. La Figure IV-27 ci-dessous retrace les différentes grandeurs permettant de vérifier le fonctionnement du chargeur DAB ac-dc triphasé. Ces résultats sont issus d'une simulation (Psim) visant à valider la topologie du chargeur triphasé, ainsi que sa loi de commande associée. De plus les courbes des courants et tensions d'entrée permettent de vérifier le fonctionnement du chargeur en PFC, en effet pour chaque phase le courant est en phase avec la tension.

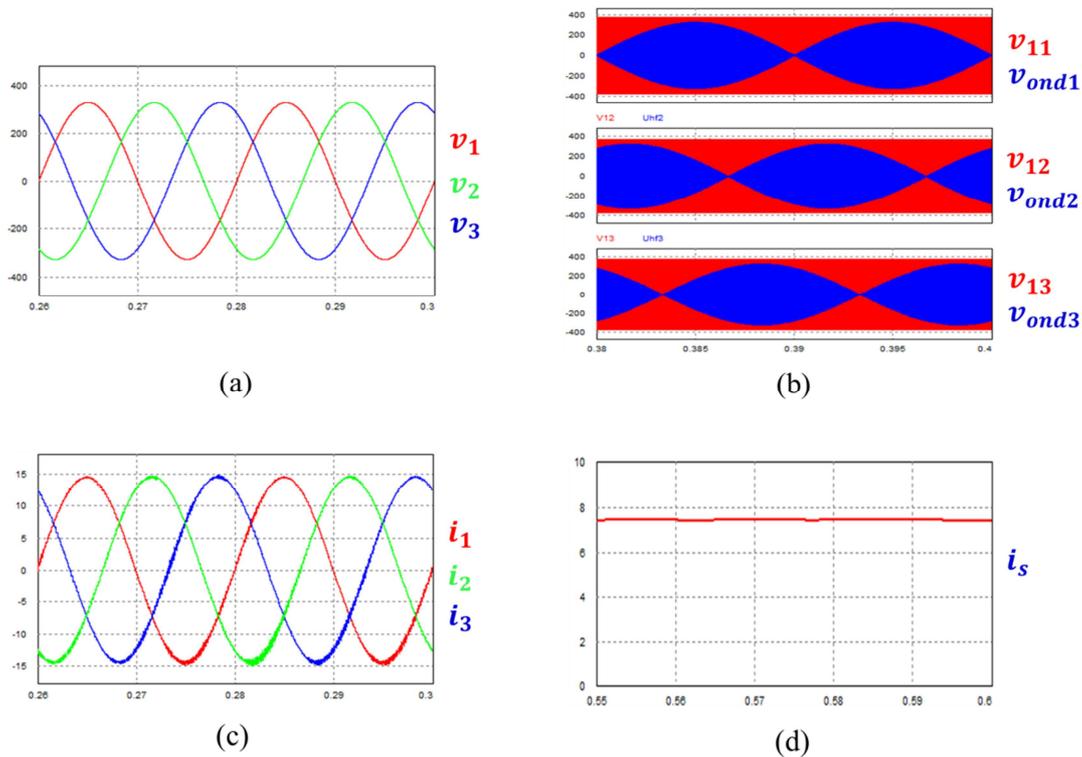


Figure IV-27 : Résultats de simulation du chargeur DAB ac-dc triphasé,

L'intérêt du triphasé est tout à fait justifié dans cette topologie de chargeur de batterie. De plus, le chargeur peut facilement s'adapter à une source triphasée ou monophasée. Il suffit alors d'utiliser soit un DAB ac-dc en monophasé, soit les trois DAB avec une commande adaptée pour un réseau triphasé. Sans oublier que les différents échanges d'énergies entre la source et la batterie sont toujours envisageables.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, notre travail s'est orienté vers une solution de chargeur de batterie isolé. Nous avons alors pu étudier plusieurs solutions de structures ainsi que leurs lois de commande associées. Nous avons présenté une topologie permettant de s'affranchir du premier étage de redresseur, ce qui a permis de retirer l'étage continu entre le premier redresseur et l'onduleur en pont complet. En revanche, ce choix nécessite l'utilisation d'interrupteurs quatre quadrants, autorisant ainsi la réversibilité en puissance.

Une étude préliminaire de dimensionnement a été établie pour mettre en évidence l'importance de l'inductance HF du DAB. De plus, le fonctionnement en régime statique (dc-dc) a été décrit afin de proposer un modèle analytique du chargeur de batterie. Ainsi la commande par déphasage des ponts a été introduite. Pour le fonctionnement en absorption sinusoïdale, nous avons montré que cette dernière commande n'était pas suffisante. En effet, nous avons fait le choix d'agir également sur l'angle de conduction du pont secondaire. L'angle de conduction de l'étage primaire a été maintenu fixe et à 50%, ce qui nous a permis de simplifier la commande du pont primaire. De plus, le fait de supprimer le bus continu supprime les problèmes de défauts à la terre continus pouvant perturber le fonctionnement des protections différentielles classiques (type AC et A) et nécessiter des protections spécifiques de type B. Les filtres d'entrée et sortie ont été étudiés afin de répondre aux exigences adéquates (normes ou cahier des charges).

Enfin, nous avons terminé ce travail en présentant une structure de chargeur isolée triphasée. Ce choix fut justifié par la possibilité d'accéder à des puissances de charges plus importantes, mais aussi par les avantages apportés par le triphasé.

Bien sûr, cette structure étant totalement réversible, elle s'adapte aux sources triphasées et monophasées et offre tous les échanges de puissances possibles entre la source et la batterie. Cette solution s'avère donc intéressante et prometteuse, tout d'abord par l'isolation galvanique apportée par les transformateurs haute fréquence ainsi que par la suppression de l'étage continu.

IV.5. Bibliographie chapitre 4

- [1] F. Forest, B. Gélis, J.-J. Huselstein, B. Cougo, E. Labouré, et T. Meynard, « Design of a 28 V-to-300 V/12 kW Multicell Interleaved Flyback Converter Using Intercell Transformers », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 8, p. 1966-1974, août 2010.
- [2] G. Lefèvre, « Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible », Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2004.
- [3] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, R. Twiname, et D. M. Vilathgamuwa, « A novel matrix converter based resonant dual active bridge for V2G applications », in *IPEC, 2012 Conference on Power & Energy*, 2012, p. 503–508.
- [4] M. Yilmaz et P. T. Krein, « Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 5, p. 2151-2169, mai 2013.
- [5] D. Varajão, R. E. Araújo, C. Moreira, et J. P. Lopes, « Impact of phase-shift modulation on the performance of a single-stage bidirectional electric vehicle charger », in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, p. 5215–5220.
- [6] J. Wang, Y. Fang, Q. Zhao, P. Sun, et Z. Wang, « Analysis of parallel-serial dual active bridge converter », in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, p. 1193–1198.
- [7] J. Everts, J. Van den Keybus, et J. Driesen, « Switching control strategy to extend the ZVS operating range of a Dual Active Bridge AC/DC converter », in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, p. 4107–4114.
- [8] N. Gao, Q. Chen, R. Li, et X. Cai, « Multi-level cascaded medium frequency isolated power conversion system based on dual active bridge », in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, p. 1045–1048.
- [9] W.-Y. Choi, M.-K. Yang, et H.-S. Cho, « High-Frequency-Link Soft-Switching PWM DC-DC Converter for EV On-Board Battery Chargers », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 8, p. 4136-4145, août 2014.
- [10] L. Xue, D. Diaz, Z. Shen, F. Luo, P. Mattavelli, et D. Boroyevich, « Dual active bridge based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple », in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, p. 1920-1925.
- [11] H. Krishnaswami, « Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology », in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, p. 495–500.
- [12] N. D. Weise, K. Basu, et N. Mohan, « Advanced modulation strategy for a three-phase AC-DC dual active bridge for V2G », in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, 2011, p. 1–6.
- [13] D. Chen et J. Liu, « The Uni-Polarity Phase-Shifted Controlled Voltage Mode AC-AC Converters With High Frequency AC Link », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 4, p. 899-905, juill. 2006.

- [14] D. Chen, « Novel Current-Mode AC/AC Converters With High-Frequency AC Link », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 1, p. 30-37, janv. 2008.
- [15] Krismer Florian, « Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies ».

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent l'étude et la réalisation d'une chaîne de traction intégrée pour véhicule hybride rechargeable. Cette activité de recherche fut réalisée en collaboration avec la société Renault Trucks SAS, constructeur de camions et porteur du projet CITYBRID, dans le cadre duquel s'est déroulée cette thèse. Conscients des préoccupations environnementales, ainsi que des normes en vigueur, nous avons proposé des solutions de convertisseurs embarqués qui permettent au véhicule d'assurer un mode tout électrique en zones urbaines tout en étant rechargeable pour limiter le recours au moteur thermique lors de phases de livraison. Une simple juxtaposition de convertisseurs dédiés à une tâche particulière (recharge, traction, génération de réseau de bord de puissance pour les charges électriques du véhicules (groupes frigorifiques, compresseurs hydrauliques,...) engendrerait un besoin en volume prohibitif. Il devient alors inévitable de concevoir des topologies de convertisseurs qui permettent de mutualiser différentes fonctions de conversion d'énergie au sein du véhicule. En effet, sur les véhicules électriques modernes (Renault ZOE), les mêmes convertisseurs, et parfois les machines électriques, sont utilisés dans le mode de traction et les différents modes de recharge des batteries. En outre, ces solutions s'adaptent aux réseaux triphasés ou monophasés, de plus l'ensemble des échanges d'énergie avec la source sont envisageables.

Au cours du premier chapitre nous avons dressé l'historique du véhicule électrique afin de mieux comprendre son arrivée dans le marché de l'automobile. De plus, nous avons vu que les batteries représentent une de ses majeure faiblesse. Les travaux d'amélioration des chargeurs ont ainsi pris tout leur sens, dans une optique de maîtrise des flux d'énergie transitant dans les batteries. Deux grandes familles de chargeurs ont été présentées afin de mettre en évidence la segmentation du marché de la recharge (chargeurs externes et embarqués). Ensuite, pour mieux cerner les progrès technologiques des chargeurs, nous avons établi un état de l'art sur les différentes topologies de chargeurs de batteries. Les modes de recharges filaires et par induction magnétique ont été présentés ; des exemples réels et commercialisés ont certifiés ces moyens d'échange d'énergie. Les solutions citées mettent en place des chargeurs intégrés à la chaîne de traction, ainsi l'utilisation des enroulements des moteurs pendant les phases de recharges est devenue essentielle. Cependant, ces solutions nécessitent la conception de machines spéciales ce qui n'est pas forcément la meilleure solution en termes économiques, de compacité et de performances en mode traction. Les différentes contraintes à prendre en compte pour ce type de recharge furent présentées. La standardisation de ces dispositifs est le facteur clé pour réduire les coûts de revient, ces derniers sont encore assez élevés. A l'issue de ce travail bibliographique une première solution de chargeur embarquée fut proposée et un prototype industriel a été réalisé. Ensuite, nous nous sommes orientés vers une solution de chargeur intégré. Ce dernier a été conçu en adéquation avec la restriction européenne, la topologie retenue peut assurer les modes traction, chargeurs lent et rapide.

Dans le second chapitre, nous avons étudiés trois structures de chargeurs de batteries, dans le but d'apporter les informations techniques pour justifier le choix topologique du système de recharge à réaliser. Les deux premières solutions sont basées sur des redresseurs à

MLI, l'un en 2 niveaux puis l'autre en multiniveaux (NPC à 3 niveaux). Celles-ci présentent un atout en termes d'échange d'énergie, en effet, elles sont réversibles en puissances et permettent de fournir des services réseau. L'impact en termes de dimensionnement, de performances et de contenu harmonique a été étudié. De plus, cette première étude a permis de mettre en avant l'efficacité des topologies en multiniveaux par rapport aux structures classiques en 2 niveaux. Nous avons justifié le fait que notre application nécessite des tensions de bus continu élevées, ce qui légitime tout fait l'utilisation de topologies en multiniveaux, en vue de réduire les contraintes en tension aux bornes des interrupteurs, mais aussi le volume des passifs. La troisième solution proposée s'articulait autour d'un redresseur à diodes suivi d'un montage boost entrelacé. Contrairement aux redresseurs à MLI, cette dernière structure n'offre pas de réversibilité du flux de puissance. En revanche son fort rendement est son meilleur atout. L'entrelacement des trois bras de hacheurs boost est très positif, car il repousse les premiers harmoniques de hautes fréquences au triple de la fréquence de découpage, ce qui favorise la réduction des passifs. Les composants magnétiques nécessaires pour chaque solution ont été estimés pour répondre aux normes CEM de hautes fréquences (à partir de 150 kHz), ainsi nous avons exposé leurs différentes pertes engendrées. Ces deux types de convertisseurs sont difficilement comparables, étant donné qu'ils présentent des points forts et des faiblesses plutôt complémentaires. La catégorie des redresseurs à MLI est très efficace sur le plan des harmoniques de basses fréquences, alors que la seconde solution est limitée sur les faibles rangs à cause du redresseur à diodes. De plus cette dernière ne respecte les normes en vigueur que pour des réseaux de bonne qualité. Enfin l'étude de leur rendement a permis de juger de leur efficacité par rapport aux pertes générées. Ainsi, ce travail nous a guidé vers le choix d'une topologie de redresseur NPC à 3 niveaux. Mais le choix de la structure reste fortement lié aux caractéristiques du cahier des charges de l'application.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude d'un convertisseur de traction intégré répondant aux besoins d'une application de véhicule hybride plug-in. Ce dernier a été conçu de façon à assurer les différentes fonctions nécessaires, à savoir permettre le mode traction ainsi que les phases de recharges de batterie. La structure de base reste la topologie NPC à 3 niveaux. Cependant, cette même structure est utilisée en chargeur à absorption sinusoïdale. Pour le chargeur lent (monophasé 3,3 kW), les trois bras sont entrelacés pour fonctionner en redresseur à MLI entrelacé en NPC à 3 niveaux. De plus, dans cette phase, les enroulements du moteur sont employés en tant qu'inductances de filtrage. Nous avons alors présenté les points à considérer pour permettre une recharge en toute sécurité. La dernière configuration propose un chargeur triphasé, dans ce cas la structure s'adapte pour réaliser un redresseur à MLI en double boost triphasé (recharge rapide 43 kW). Nous avons alors détaillé l'ensemble des éléments nécessaires pour le passage à ce mode. Les différentes configurations ont été validées par des simulations sous MATLAB/Simulink. Un prototype de 5 kW a été conçu pour mettre en pratique le travail de ce chapitre. Un système de contrôle embarqué, nous a permis de commander le convertisseur de puissance. Tout d'abord nous avons présenté le dimensionnement des éléments passifs en tenant compte des contraintes de basse fréquence mais aussi des composantes dues au découpage des interrupteurs. Ensuite, pour générer les courants souhaités, nous avons opté pour une méthode de contrôle basée sur les correcteurs

proportionnels résonants. Pour le mode traction, le correcteur résonant fondamental a été implanté dans le but d'asservir un courant sinusoïdal dans une charge inductive (jouant le rôle du moteur). Ainsi, avec une commande adaptée, le dispositif pourrait assurer la traction d'un véhicule électrique (commande vectorielle). Ensuite pour les configurations en chargeurs, nous avons choisi des correcteurs résonants multi fréquentiels, ces derniers sont très intéressants pour la poursuite de sinusoïde, mais aussi pour le rejet d'éventuels harmoniques de rangs faibles (jusqu'au rang 15) susceptibles d'être présents sur le réseau. Le bon fonctionnement du système a été validé, tant en mode traction (le moteur ayant été simulé par une charge inductive) qu'en mode chargeur rapide. De plus, les essais expérimentaux du chargeur lent ont permis de vérifier différents échanges de puissance avec le réseau. Enfin, nous avons terminé ce chapitre en présentant une étude expliquant le choix de l'organe de puissance permettant le passage d'une configuration à une autre (interrupteurs bidirectionnel en courant et tension).

Dans le quatrième et dernier chapitre, une topologie de chargeur de batterie isolé a été étudiée. Un bref état de l'art sur les principales structures isolées a été établi, ce qui a justifié l'utilisation de la structure Dual Active Bridge pour l'étude de cette partie. Cette solution nous affranchit de l'utilisation d'un bus continu, et ne nécessite donc pas de redresseur en entrée du convertisseur. Par contre la présence d'interrupteurs quatre quadrants est indispensable au niveau de l'onduleur. Nous avons ensuite proposé un dimensionnement pour l'inductance série du primaire, celle-ci est très importante car elle permet d'atteindre le courant de sortie maximal souhaité. Afin d'offrir les différents échanges de puissance possible, une commande a été proposée et modélisée dans cette section. Pour des raisons de sécurité des personnes, nous avons choisi de n'agir que sur deux paramètres de commandes au lieu des trois possibles. Dans ce raisonnement, l'angle de conduction du pont primaire a été fixé 50% pour simplifier au maximum l'étage primaire. Ensuite le déphasage entre les ponts primaires et secondaires a été introduit pour assurer le réglage du niveau de puissance. Afin de garantir une absorption sinusoïdale en entrée, nous avons aussi proposé d'agir sur l'angle de conduction du pont secondaire. Un dimensionnement du filtrage d'entrée (HF) et de sortie (BF) a été proposé, mais aussi une modélisation au premier harmonique du convertisseur étudié. Enfin nous avons terminé ce chapitre en présentant une adaptation en triphasé. Chaque convertisseur est connecté à une phase, ensuite les étages de sortie continus sont entrelacés en haute fréquence. L'utilisation en triphasé est très intéressante pour les batteries, les ondulations basses fréquences sont naturellement entrelacées (réseau triphasé). Il en résulte alors que l'ondulation de courant dans la batterie est nulle, ce qui est très confortable pour ce type de charge. Les travaux réalisés au sein de ce chapitre ont montré que cette catégorie de convertisseur est tout à fait adaptée à la recharge de batteries.

A l'issue de ces travaux de recherche, nous avons pu distinguer plusieurs perspectives pour compléter le travail présenté dans ce manuscrit. Par rapport au convertisseur intégré basé sur une topologie NPC à 3 niveaux, il serait intéressant de proposer une solution de contrôle plus générale. En effet, notre contrôle a permis de valider les aspects topologiques, néanmoins pour l'application il faudrait implémenter un contrôle en commande vectorielle pour le mode traction. Pour les modes chargeurs les différents échanges de puissance peuvent être gérer

grâce à la modélisation de Park (grandeurs continues dans un repère biphasé). Pour accomplir ce dernier travail, il serait indispensable de réaliser une étude approfondie de l'impact sur les machines (vibrations en phase de recharge). L'étude de machines spéciales n'est pas l'axe le plus favorable, au contraire il serait plus intéressant d'adapter les convertisseurs aux gammes de moteurs présents sur le marché.

L'étude de la structure du chargeur isolé mono-étage est très encourageante. Nous avons vu qu'elle permettait de remplir la plupart des fonctionnalités demandées et identifié les grandeurs sur lesquelles agir. Le développement d'une commande optimale, utilisant toutes les possibilités de réglage, permettrait de ressortir ses points forts. De plus, nous avons vu qu'elle présente aussi potentiellement des atouts sur le plan de la protection des personnes en faisant disparaître le bus continu en amont du transformateur. Il serait judicieux d'évaluer cet apport et d'étudier l'impact sur les protections différentielles présentes dans le système.

Un point important est également d'étudier ces structures vis-à-vis des contraintes de volume et de rendement par rapport à une structure de conversion à deux étages (redressement, suivi d'un convertisseur isolé DC/DC). Enfin, il serait intéressant d'étudier l'apport et les limites d'une solution à résonance.

ANNEXE

Annexe A CALCUL DES COURANTS MOYENS ET EFFICACES POUR L'ESTIMATION DES PERTES

Cette annexe permet de compléter l'étude sur les pertes dans les semi-conducteurs présentée lors du second chapitre. En effet, nous avons introduit une méthodologie de calcul visant à estimer les pertes dans les composants actifs. Cependant, il peut être intéressant pour le lecteur de rappeler les expressions des courants efficaces et moyens pour les différentes topologies. Les calculs sont réalisés pour un exemple en onduleur, ces derniers sont identiques pour le redresseur sauf qu'il faudra prévoir un courant $i_S(\theta)$ en opposition de phase.

1) Redresseur à MLI à 2 niveaux :

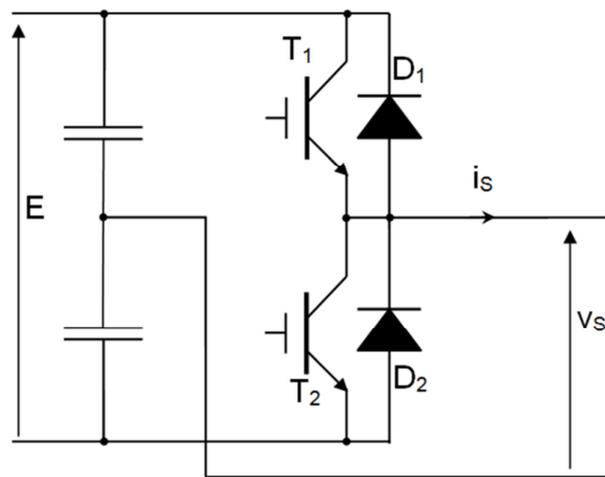


Figure A-1 : Schéma de l'onduleur à MLI à 2 niveaux.

Nous souhaitons un fondamental en sortie de la forme suivante :

$$v_S(\theta) = V_{\max} \sin(\theta) \quad (\text{A-1})$$

La valeur moyenne sur une période HF dépend du rapport cyclique et de la tension du bus continu :

$$\langle v_S \rangle_{\text{HF}} = (2 \cdot \alpha - 1) \cdot E \quad (\text{A-2})$$

On en déduit alors l'évolution du rapport :

$$\alpha(\theta) = \frac{1 + r \cdot \sin \theta}{2}, \text{ avec } r = \frac{V_{\max}}{E}, \text{ la profondeur de modulation.} \quad (\text{A-3})$$

La Figure A-2-a représente la tension de sortie $v_S(t)$ et le courant de sortie $i_S(t)$, puis sur la Figure A-2-b nous retrouvons les deux courants traversant l'interrupteur 1 (IGBT₁ et diode₁).

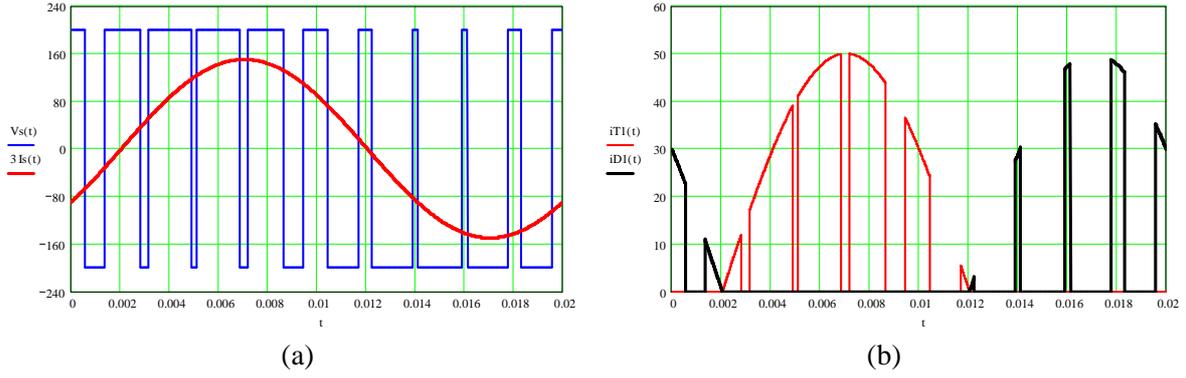


Figure A-2 : Formes d'ondes des grandeurs électriques pour un bras d'onduleur à MLI à 2 niveaux.

Ainsi, nous rappelons les expressions des contraintes en courant dans les interrupteurs.

- **Dans un IGBT :**

- *Courant moyen :*

$$I_{Tmoyen} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \left(\frac{1+r \cdot \sin\theta}{2} \right) \cdot I_s \sqrt{2} \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{I_s}{2} \sqrt{2} \sin(\theta - \varphi) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{r I_s \sqrt{2}}{2} \sin\theta \cdot \sin(\theta - \varphi) d\theta$$

$$I_{Tmoyen} = \frac{I_s \sqrt{2}}{2\pi} \left[1 + r \cdot \frac{\pi}{4} \cos\varphi \right] \quad (A-4)$$

- *Courant efficace :*

$$I_{Teff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \left(\frac{1+r \cdot \sin\theta}{2} \right) \cdot (I_s \sqrt{2})^2 \sin^2(\theta - \varphi) d\theta = \frac{1}{2\pi} (I_s \sqrt{2})^2 \left[\int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{1 - \cos 2(\theta - \varphi)}{4} d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{r}{2} \sin\theta \cdot \sin^2(\theta - \varphi) d\theta \right]$$

$$I_{Teff}^2 = \frac{1}{2\pi} (I_s \sqrt{2})^2 \left[\frac{\pi}{4} + \frac{r}{2} \cdot \frac{4}{3} \cos\varphi \right]$$

$$I_{Teff} = (I_s \sqrt{2}) \sqrt{\left[\frac{1}{8} + \frac{r}{3\pi} \cdot \cos\varphi \right]} \quad (A-5)$$

- **Dans une diode :**

- *Courant moyen :*

$$I_{Dmoyen} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \left(1 - \frac{1+r \cdot \sin\theta}{2} \right) I_s \sqrt{2} \sin(\theta - \varphi) d\theta$$

$$I_{Dmoyen} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{I_s \sqrt{2}}{2} \sin(\theta - \varphi) d\theta - \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{r I_s \sqrt{2}}{2} \sin(\theta) \cdot \sin(\theta - \varphi) d\theta$$

$$I_{Dmoyen} = \frac{I_s \sqrt{2}}{2\pi} \left[1 - r \cdot \frac{\pi}{4} \cos\varphi \right] \quad (A-6)$$

- *Courant efficace :*

$$I_{\text{Deff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \left(1 - \frac{1+r \cdot \sin \theta}{2}\right) \cdot (I_s \sqrt{2})^2 \sin^2(\theta - \varphi) d\theta$$

$$I_{\text{Deff}}^2 = \frac{1}{2\pi} (I_s \sqrt{2})^2 \left[\int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{1 - \cos 2(\theta - \varphi)}{4} d\theta - \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{r}{2} \sin \theta \cdot \sin^2(\theta - \varphi) d\theta \right]$$

$$I_{\text{Deff}}^2 = \frac{1}{2\pi} (I_s \sqrt{2})^2 \left[\frac{\pi}{4} - \frac{r}{2} \cdot \frac{4}{3} \cos \varphi \right]$$

$$I_{\text{Deff}} = (I_s \sqrt{2}) \sqrt{\left[\frac{1}{8} - \frac{r}{3\pi} \cdot \cos \varphi \right]}$$

(A-7)

Rappel à prendre en compte pour le calcul des valeurs efficaces :

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin \theta \cdot \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \cos \varphi$$

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin^2(\theta - \varphi) d\theta = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin \theta \cdot \sin^2(\theta - \varphi) d\theta = \frac{4}{3} \cdot \cos \varphi$$

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin(\theta - \varphi) d\theta = 2$$

2) Onduleur NPC à 3 niveaux :

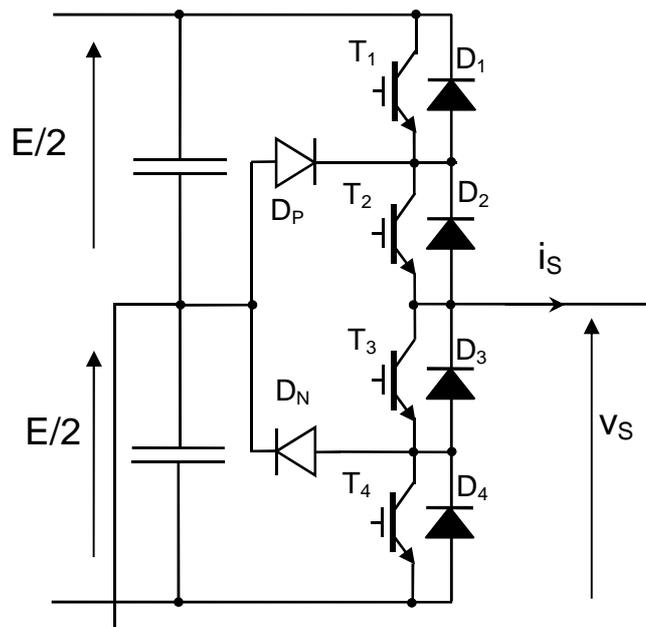
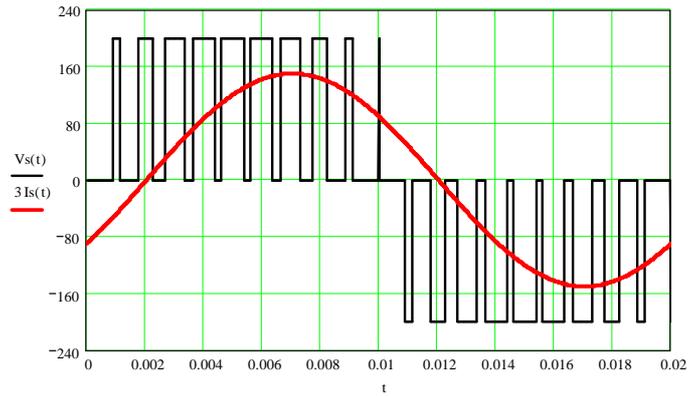
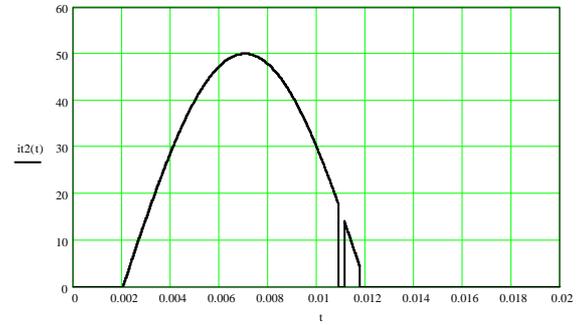
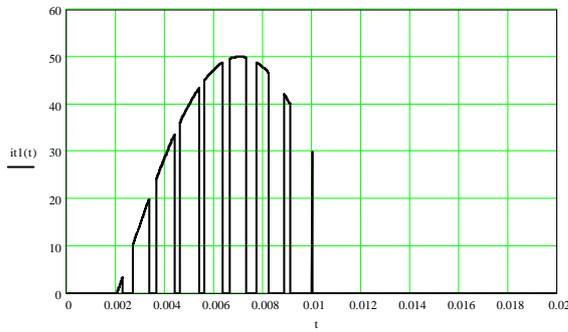


Figure A-3 : Schéma de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

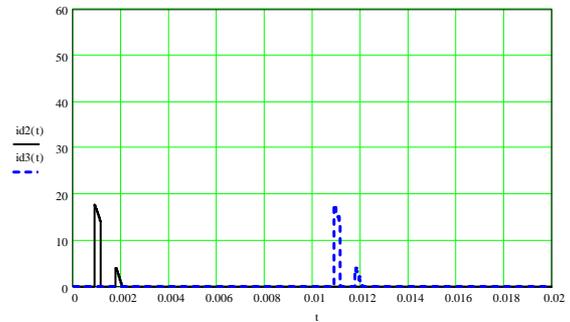
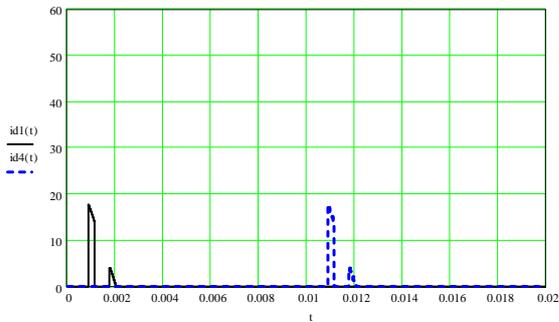
Tension de sortie par rapport au point neutre et courant de sortie :



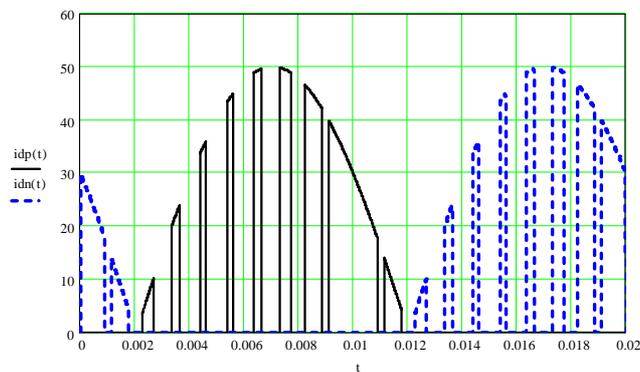
Courants transistors T_1 (externe) et T_2 (interne) (T_3 et T_4 sont identiques, décalés de $Tr/2$)



Courants dans les diodes anti-parallèles (tous identiques, décalés de $Tr/2$)



Courants dans les diodes de clamp D_p et D_N



On désire en sortie un fondamental de la forme :

$$v_s(\theta) = V_{\max} \sin(\theta) \quad (\text{A-8})$$

Nous définissons la valeur moyenne sur une période HF.

$$\langle v_s \rangle_{\text{HF}} = \alpha.E \quad (\text{A-9})$$

On en déduit :

$$\alpha(\theta) = r.\sin\theta \quad (\text{A-10})$$

Avec $r = \frac{V_{\max}}{E}$: profondeur de modulation.

- **Dans les IGBT externes (T₁-T₄) :**

- *Courant moyen :*

$$I_{\text{Tmoyen}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} r.\sin\theta.I_s.\sqrt{2}.\sin(\theta - \phi) d\theta = \frac{r.I_s.\sqrt{2}}{4\pi} \int_{\phi}^{\pi} [\cos(\phi) - \cos(2\theta - \phi)] d\theta$$

$$I_{\text{Tmoyen}} = \frac{r.I_s.\sqrt{2}}{4\pi} [\sin\phi + (\pi - \phi)\cos\phi]$$

- *Courant efficace :*

$$I_{\text{Teff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} r.\sin\theta.(I_s.\sqrt{2})^2.\sin^2(\theta - \phi) d\theta$$

$$I_{\text{Teff}} = I_s.(1 + \cos\phi).\sqrt{\frac{r}{3\pi}}$$

- **Dans les IGBT internes (T₂-T₃) :**

- *Courant moyen :*

$$I_{\text{Tmoyen}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} I_s.\sqrt{2}.\sin(\theta - \phi) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi} (1 - r.\sin\theta)(-I_s.\sqrt{2}.\sin(\theta - \phi)) d\theta$$

$$I_{\text{Tmoyen}} = \frac{I_s.\sqrt{2}}{\pi} \left[1 + \frac{r}{4}(\phi\cos\phi - \sin\phi) \right]$$

- *Courant efficace :*

$$I_{\text{Teff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} (I_s.\sqrt{2}.\sin(\theta - \phi))^2 d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi} (1 - r.\sin\theta)(-I_s.\sqrt{2}.\sin(\theta - \phi))^2 d\theta$$

$$I_{\text{Teff}} = I_S \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{r}{3\pi} (1 - \cos \varphi)^2}$$

- **Dans les diodes anti-parallèle :**

- *Courant moyen :*

$$I_{\text{Dmoyen}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\varphi r \cdot \sin \theta \cdot (-I_S \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta - \varphi)) d\theta = \frac{r \cdot I_S \cdot \sqrt{2}}{4\pi} \int_0^\varphi [-\cos(\varphi) + \cos(2\theta - \varphi)] d\theta$$

$$I_{\text{Dmoyen}} = \frac{r \cdot I_S \cdot \sqrt{2}}{4\pi} [\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi]$$

- *Courant efficace :*

$$I_{\text{Teff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_\varphi^\pi r \cdot \sin \theta \cdot (I_S \sqrt{2})^2 \cdot \sin^2(\theta - \varphi) d\theta$$

$$I_{\text{Deff}} = I_S \cdot (1 - \cos \varphi) \cdot \sqrt{\frac{r}{3\pi}}$$

- **Dans les diodes de clamp :**

- *Courant moyen :*

$$I_{\text{Dmoyen-p,n}} = \frac{1}{2\pi} \int_\varphi^\pi (1 - r \cdot \sin \theta) (I_S \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta - \varphi)) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{\pi+\varphi} (1 + r \cdot \sin \theta) (I_S \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta - \varphi)) d\theta$$

$$I_{\text{Dmoyen-p,n}} = \frac{I_S \sqrt{2}}{2\pi} \left[2 + r \left(\varphi \cdot \cos \varphi - \sin \varphi - \frac{\pi}{2} \cos \varphi \right) \right]$$

- *Courant efficace :*

$$I_{\text{Deffp,n}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_\varphi^\pi (1 - r \cdot \sin \theta) (I_S \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta - \varphi))^2 d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{\pi+\varphi} (1 + r \cdot \sin \theta) (I_S \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta - \varphi))^2 d\theta$$

$$I_{\text{Deffp,n}} = I_S \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2 \cdot r}{3\pi} (1 + (\cos \varphi)^2)}$$

3) **Hacheur boost dc-dc :**

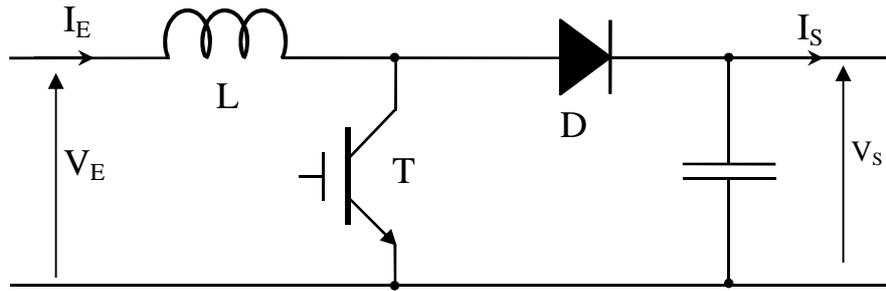


Figure A-4 : Schéma du montage hacheur boost.

Dans ce cas, nous sommes dans un cas de fonctionnement statique, c'est-à-dire que le rapport cyclique est constant.

$$\alpha = 1 - \frac{V_E}{V_S} \quad (\text{A-11})$$

- **Dans l'interrupteur T :**

- *Courant moyen :*

$$I_{T\text{moyen}} = \alpha \cdot I_E \quad (\text{A-12})$$

- *Courant efficace :*

$$I_{T\text{eff}} = \sqrt{\alpha} \cdot I_E \quad (\text{A-13})$$

- **Dans la diode D :**

- *Courant moyen :*

$$I_{D\text{moyen}} = I_S \quad (\text{A-14})$$

Annexe B DIMENSIONNEMENT DU CONDENSATEUR EN CHARGEUR LENT

Dans cette annexe, nous allons présenter le dimensionnement du condensateur de sortie pour le chargeur lent, la topologie correspondante est un redresseur monophasé MLI NPC à 3 bras entrelacés. Nous rappelons le schéma de la structure dans la figure ci-dessous.

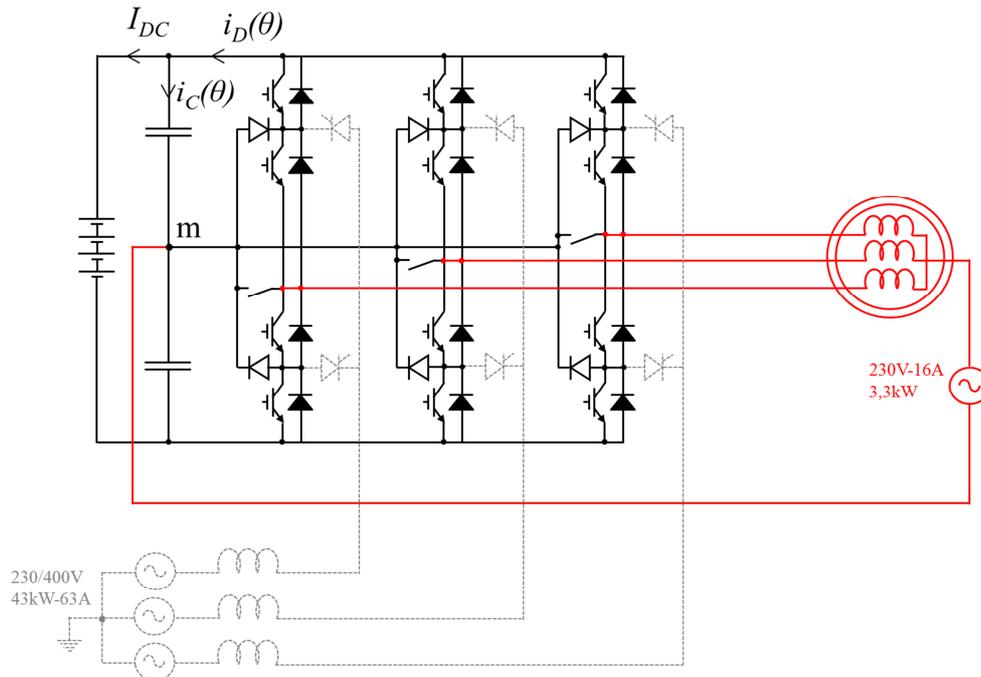


Figure B-1 : Schéma de la structure redresseur MLI entrelacé NPC à 3 niveaux (chargeur lent).

Dans une première phase, il est nécessaire d'exprimer le courant traversant la diode du haut. Dans la configuration adoptée, cette diode ne conduit que sur l'alternance positive, soit sur $[0;\pi]$. Ce qui implique que son courant est nul sur l'alternance négative du réseau. En faisant maintenant l'hypothèse qu'elle est en conduction sur l'intervalle $[0;\alpha T_{HF}]$, le courant dans la diode devient :

$$i_D(\theta) = \alpha(\theta).i_L(\theta) = rI_{MAX} \cdot \sin^2 \theta \quad (\text{B-1})$$

A partir de l'expression (B-1) précédente, il est possible de reformuler cette relation en mettant en évidence la composante continue du courant, ainsi que sa partie sinusoïdale à 100 Hz. L'allure du courant est représentée en Figure B-2.

$$i_D(\theta) = I(1 - \cos(2\theta)) \quad (\text{B-2})$$

$$\text{Avec : } I = \frac{rI_{MAX}}{2}$$

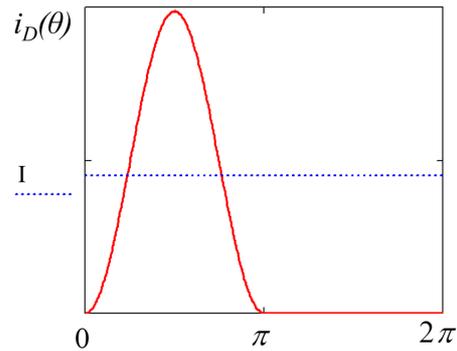


Figure B-2 : Evolution du courant de la diode de sortie.

Rappelons que la relation (B-2) n'est valable que sur l'intervalle $[0;\pi]$. Sachant que le courant suit une évolution en « sinus carré » sur une demi-période, sa valeur moyenne « I_D » correspond à la moitié de la composante continue de la relation (B-2) :

$$I_D = \frac{I}{2} = I_{DC} \quad (\text{B-3})$$

Comme l'indique la relation (B-3), le courant moyen dans la diode correspond au courant continu en sortie du chargeur, la partie alternative étant filtrée par le condensateur. Grâce à cette information il est possible de retrouver l'allure du courant « i_C » traversant le condensateur (Figure B-3).

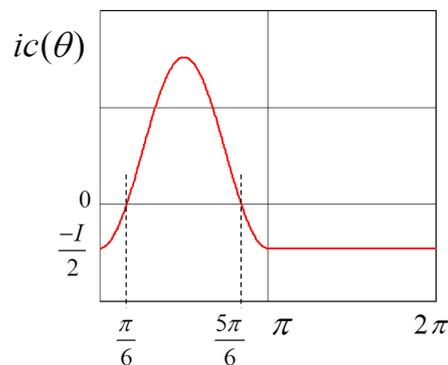


Figure B-3 : Allure du courant dans le condensateur de sortie.

L'expression du courant dans le condensateur suit alors la loi suivante :

$$i_C(\theta) = I(1 - \cos(2\theta)) - \frac{I}{2} \quad (\text{B-4})$$

L'ondulation de tension aux bornes du condensateur est l'élément principal pour le dimensionnement. En s'appuyant sur le courant « i_C », qui correspond à la dérivée de la tension, il est donc possible d'exprimer la variation en tension en fonction des autres paramètres de l'équation. Il faut avant tout déterminer les instants pour lesquels le courant s'annule. Ces derniers donnent l'information sur les changements de sens de variation de la tension. L'équation à résoudre est donc la suivante :

$$i_C(\theta) = 0 \quad (\text{B-5})$$

En repartant de l'expression (B-4), sur une période basse fréquence, les angles où la tension du condensateur change de sens de variation sont les suivants :

$$\frac{\pi}{6} \text{ et } \frac{5\pi}{6} \quad (\text{B-6})$$

Connaissant l'expression du courant dans le condensateur, nous pouvons ensuite exprimer la tension à ses bornes grâce à l'intégration ci-dessous :

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (\text{B-7})$$

Pour définir l'ondulation de tension maximale, il suffit de calculer l'intégrale (B-7) sur un intervalle où le courant garde le même signe. Nous pouvons considérer l'intervalle défini en (B-6), où le courant est positif.

$$\Delta V_C = \frac{1}{C \omega_{BF}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(I(1 - \cos(2\theta)) - \frac{I}{2} \right) d\theta \quad (\text{B-8})$$

Ce qui amène au dimensionnement final de la valeur minimale pour le condensateur de sortie, afin de respecter les contraintes préfixées en termes d'ondulation de tension :

$$C \geq \frac{I_{DC}}{\Delta V_C \omega_{BF}} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \right) \quad (\text{B-9})$$

Annexe C ONDULATION DE COURANT DANS L'INDUCTANCE DU CHARGEUR LENT

Nous allons présenter le calcul de l'ondulation du courant au niveau d'une inductance en vue de la dimensionner. Puis nous nous intéresserons aussi à l'ondulation de courant en entrée de la structure redresseur à MLI NPC entrelacé (Chargeur lent).

Cette démarche permettra à la fois le dimensionnement de l'inductance, mais aussi de vérifier l'effet de l'entrelacement.

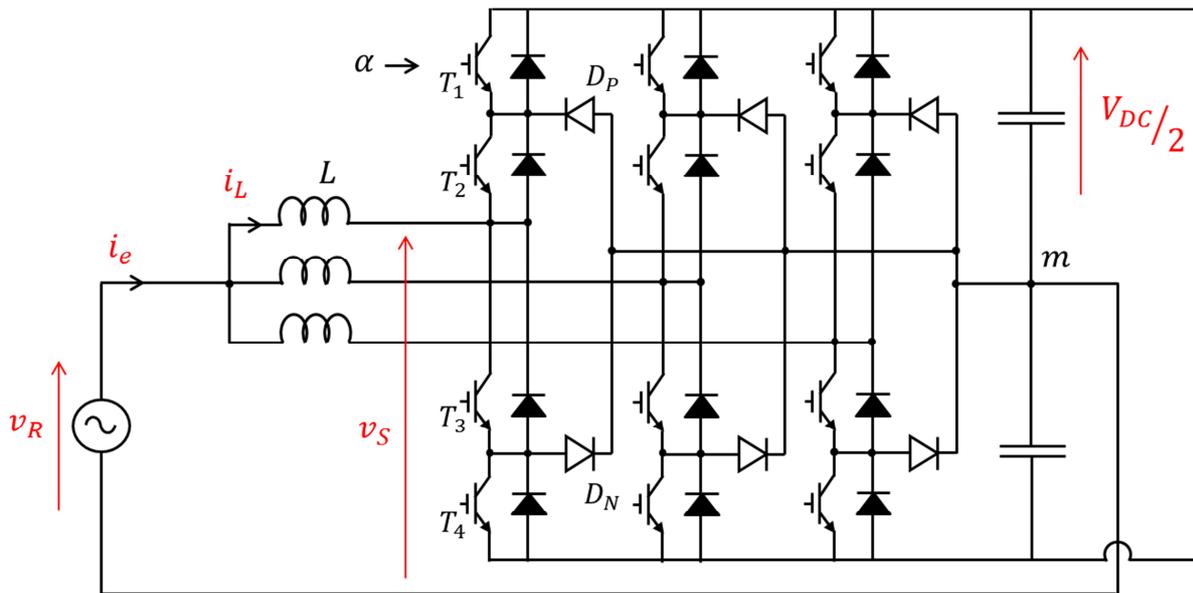


Figure C-1 : Schéma de principe du redresseur MLI entrelacé NPC à 3 niveaux.

Pendant la demi-alternance positive de la tension réseau, nous considérons que :

- T_2 est commandé pendant toute la demi-alternance positive de v_R ,
- T_1 est commandé pendant αT_d ,
- T_3 et D_N conduisent pendant $(1-\alpha)T_d$.

Evolution du courant sur chacune des deux phases :

- De 0 à αT_d : (D_1 et D_2 ON)
 $v_S = V_{DC}/2$ donc $v_L = v_R - V_{DC}/2$

Le courant dans l'inductance durant cet intervalle :

$$i_L(t) = \frac{v_R - V_{DC}/2}{L} t + i_{L_{\max}} \quad (C-1)$$

- De αT_d à T_d : (T_3 et D_N ON)
 $v_S = 0$ donc $v_L = v_R$

Le courant est croissant pendant cette phase :

$$i_L(t) = \frac{v_R}{L}t + i_{L \min} \quad (C-2)$$

La Figure C-2 permet de visualiser l'allure des courants dans les inductances ainsi que le courant d'entrée. Notons que cette représentation illustre parfaitement l'intérêt de l'entrelacement l'ondulation de courant HF au niveau de la source.

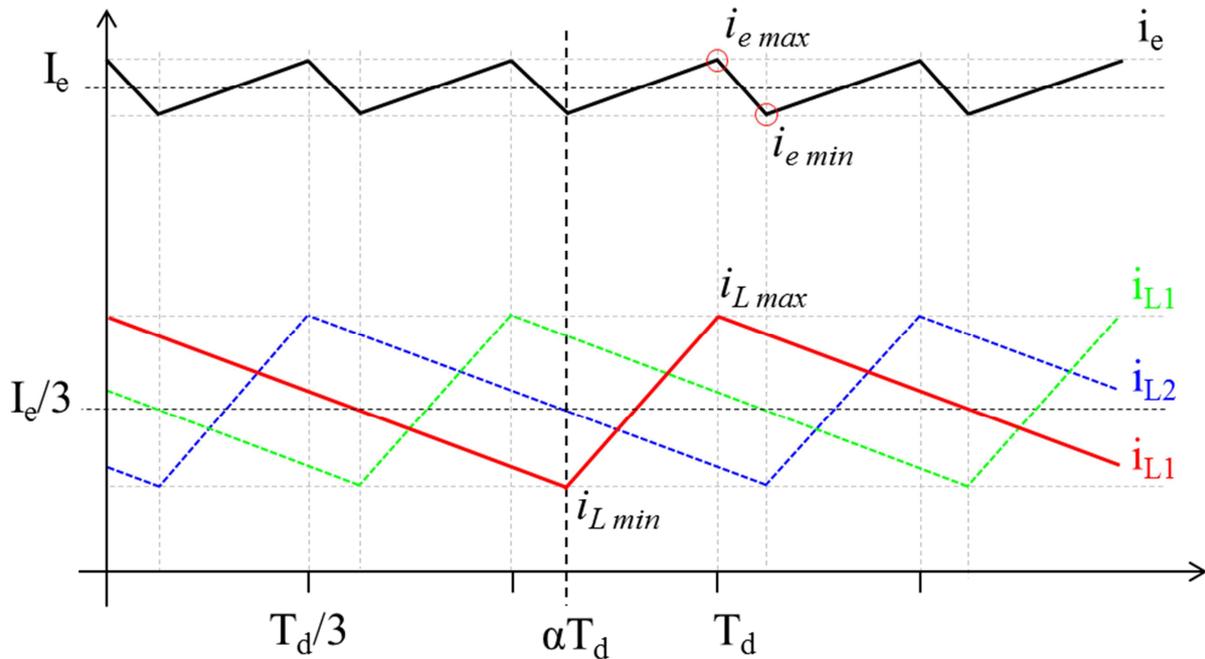


Figure C-2 : Allures des courants d'entrée et dans les inductances.

L'ondulation de courant dans une inductance :

L'ondulation de courant dans une inductance correspond à la différence entre les valeurs maximale et minimale de i_{L1} . Nous pouvons calculer cette ondulation de $\alpha \cdot T_d$ à T_d , période pendant laquelle $v_L = v_R$. Nous pouvons en déduire l'ondulation de courant dans une inductance :

$$\Delta i_L(\theta) = \frac{V_{DC}}{LF_d} \alpha(\theta)(1 - \alpha(\theta)) \quad (C-3)$$

L'ondulation du courant en entrée :

L'ondulation du courant d'entrée résulte de l'effet de l'entrelacement. Cette ondulation peut être exprimée simplement en remplaçant dans l'expression précédente (C-3) :

L par L/q

F_d par $q \cdot F_d$

α par $\alpha_{eq} = q \cdot \alpha$ modulo 1

q étant le nombre de branches entrelacées

On en déduit l'expression de l'ondulation du courant d'entrée :

$$\Delta i_e(\theta) = \frac{V_{DC}}{q L F_d} \alpha_{eq}(\theta) (1 - \alpha_{eq}(\theta)) \quad (C-4)$$

La Figure C-3 ci-dessous représente l'évolution des ondulations de courant dans l'inductance et en entrée du convertisseur entrelacé. Ici les bénéfices de l'entrelacement sont très clairs, nous constatons aussi le rapport 3 sur les amplitudes maximales.

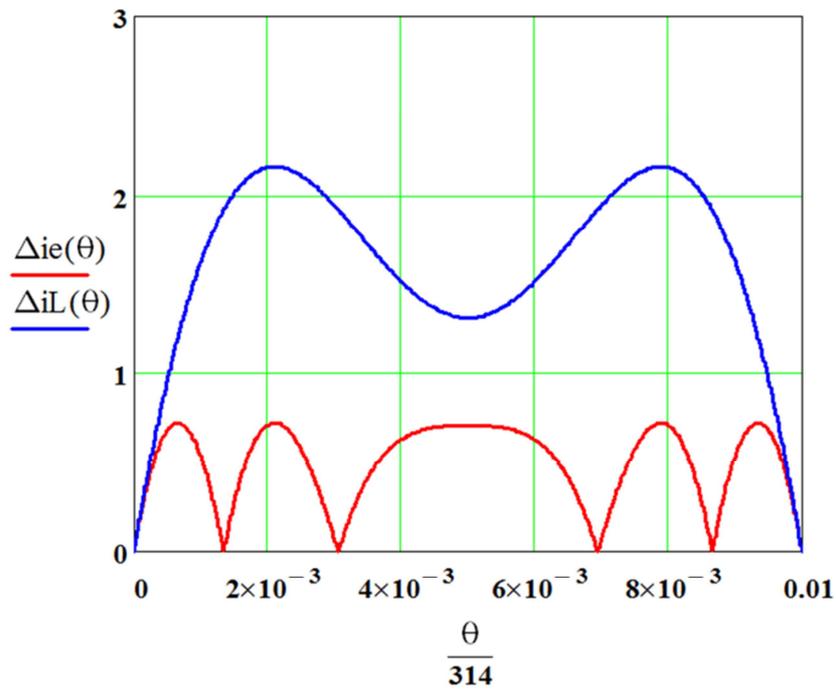


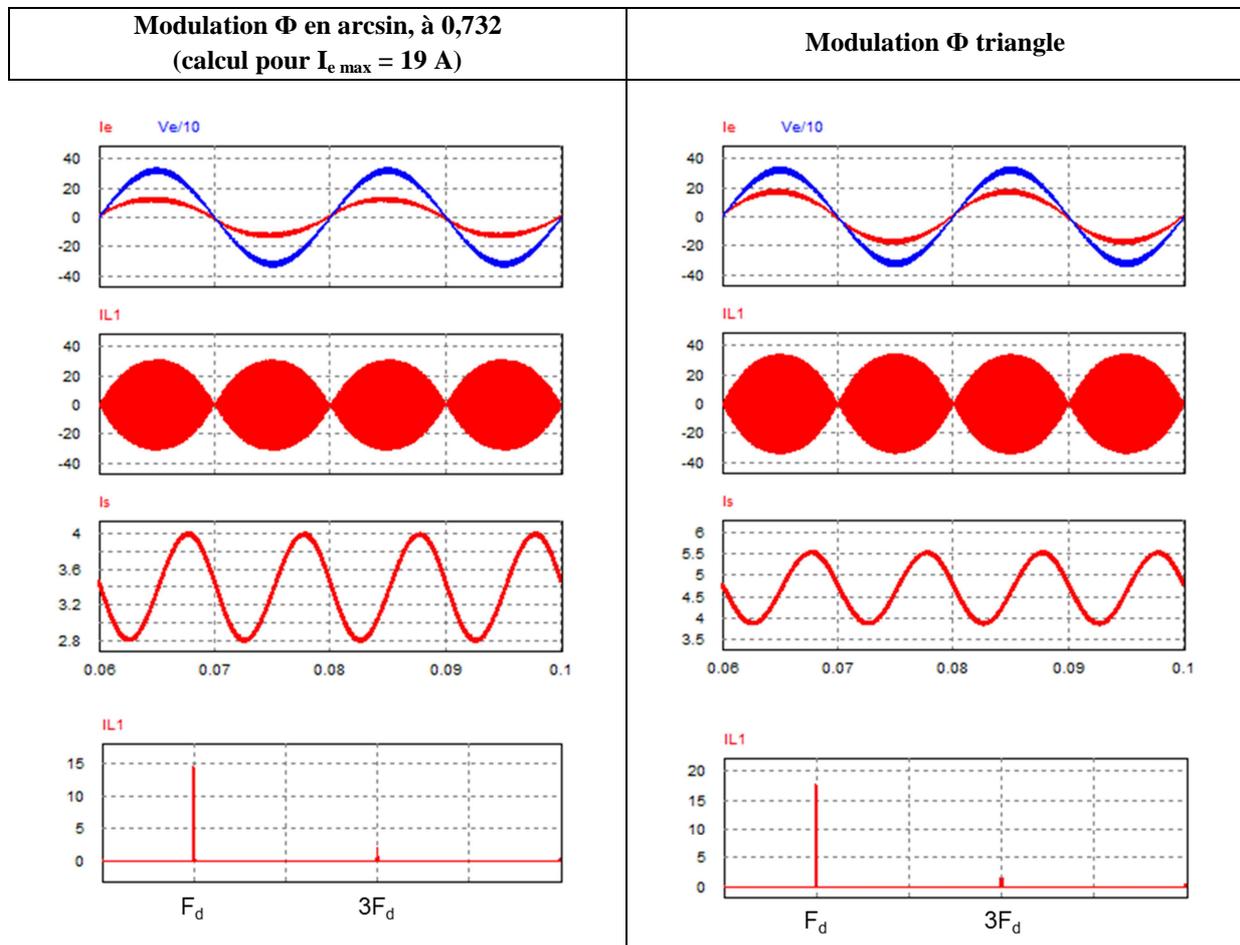
Figure C-3 : Evolution des ondulations de courant dans une inductance et en entrée de boost entrelacé.

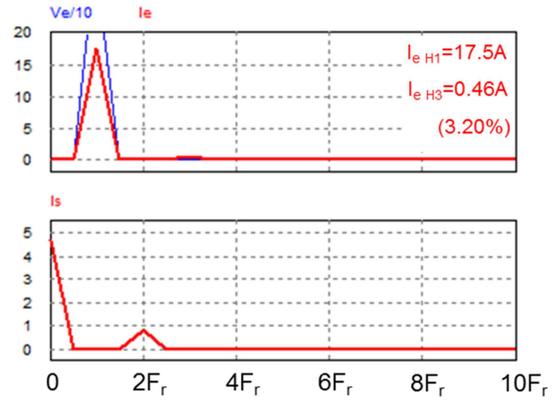
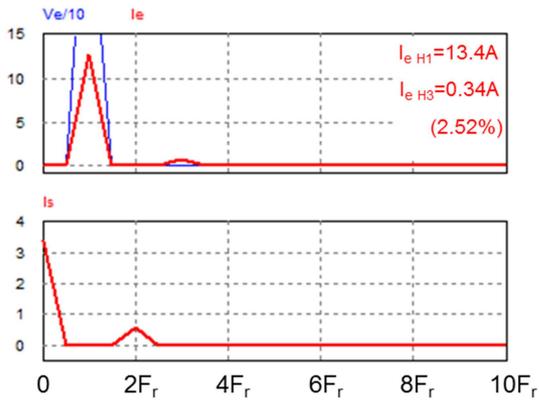
Annexe D RESULTATS DE SIMULATION DU CHARGEUR DAB AC-DC MONOPHASE

Dans cette section, nous complétons le travail sur le convertisseur DAB en absorption sinusoïdale. En effet, nous présentons plus cas d'échanges de puissance entre la source et la batterie, de plus ces simulations sont réalisées pour deux types de modulation (**arcsin** et **triangulaire**), ce qui permet de mettre en évidence leurs différences en termes de contenu spectral. Rappelons les notations des grandeurs de contrôle :

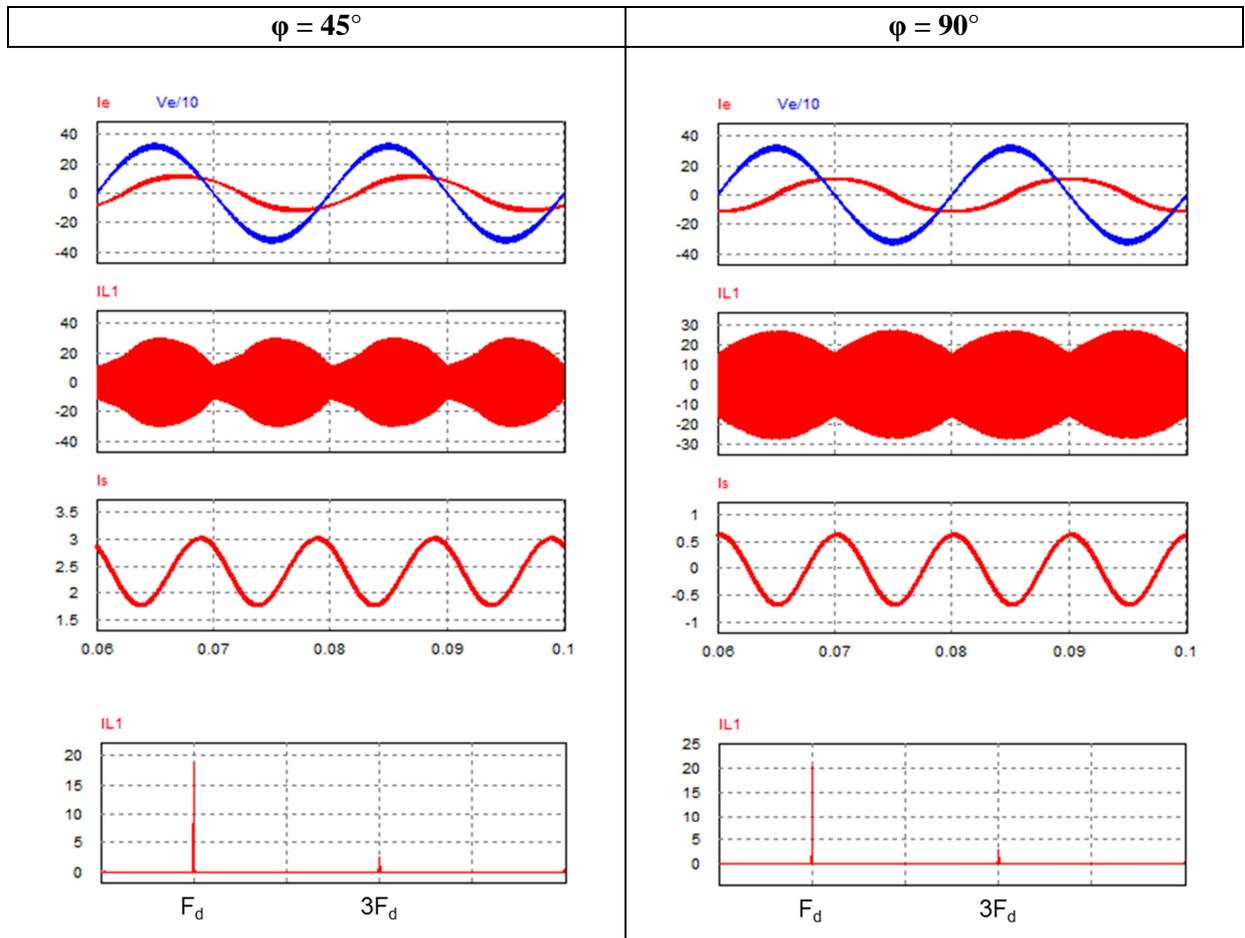
- φ : Déphasage entre le courant et la tension au niveau du réseau,
- δ : Déphasage entre les ponts secondaire et primaire,
- Φ : Angle de conduction du pont secondaire.

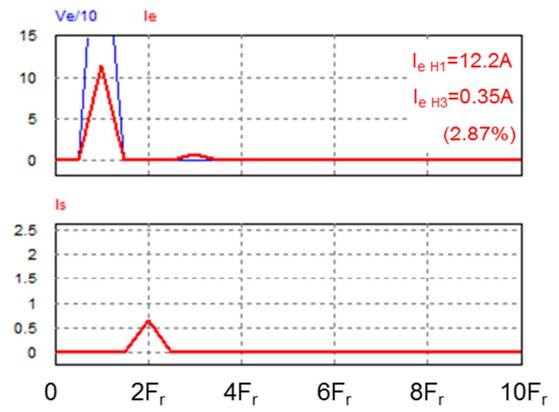
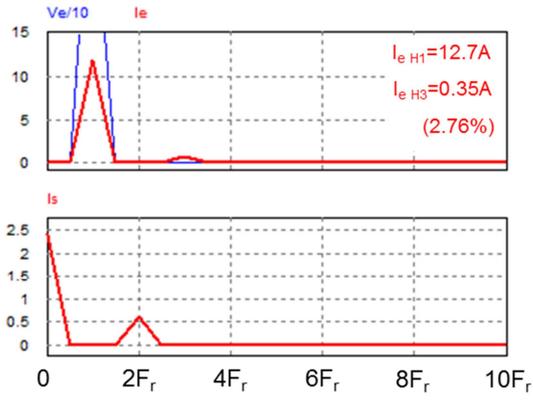
1) $\delta = 90^\circ$ et $\varphi = 0$:



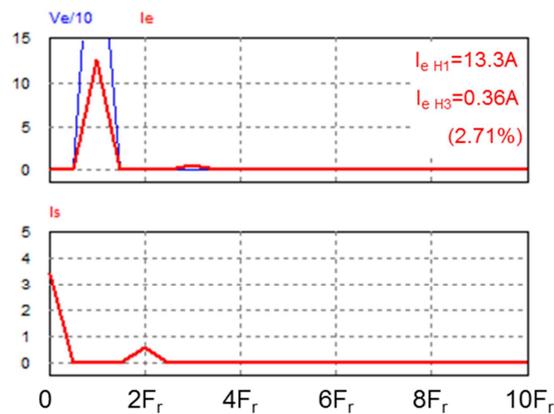
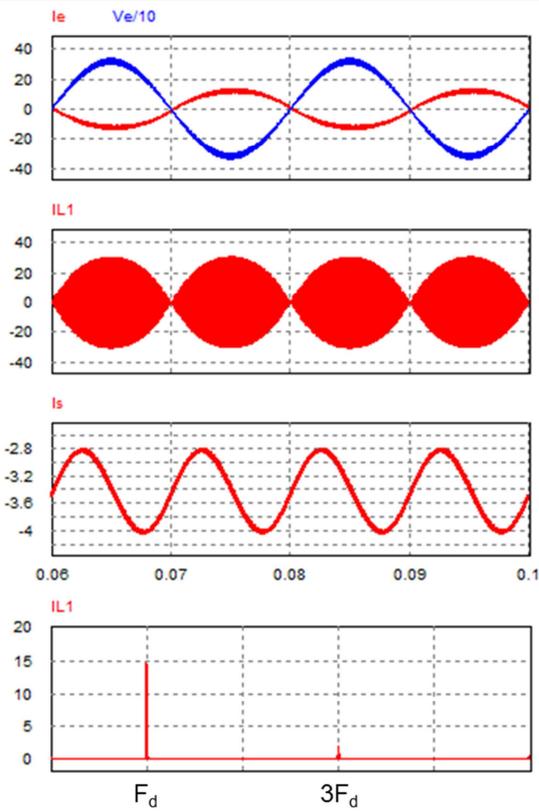


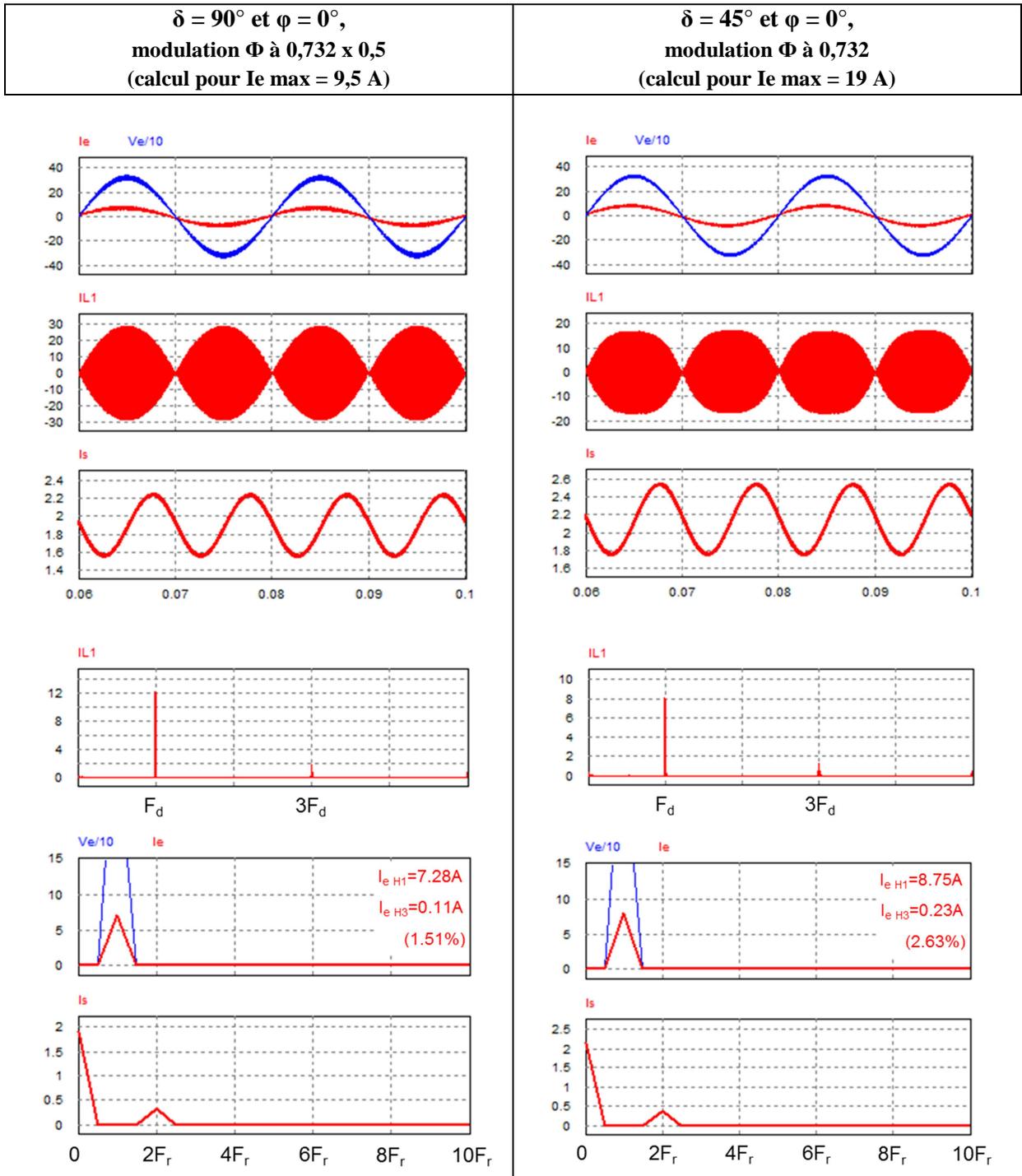
2) $\delta = 90^\circ$ et modulation Φ en arcsin, à 0,732 (calcul pour $I_e \text{ max} = 19 A$) :



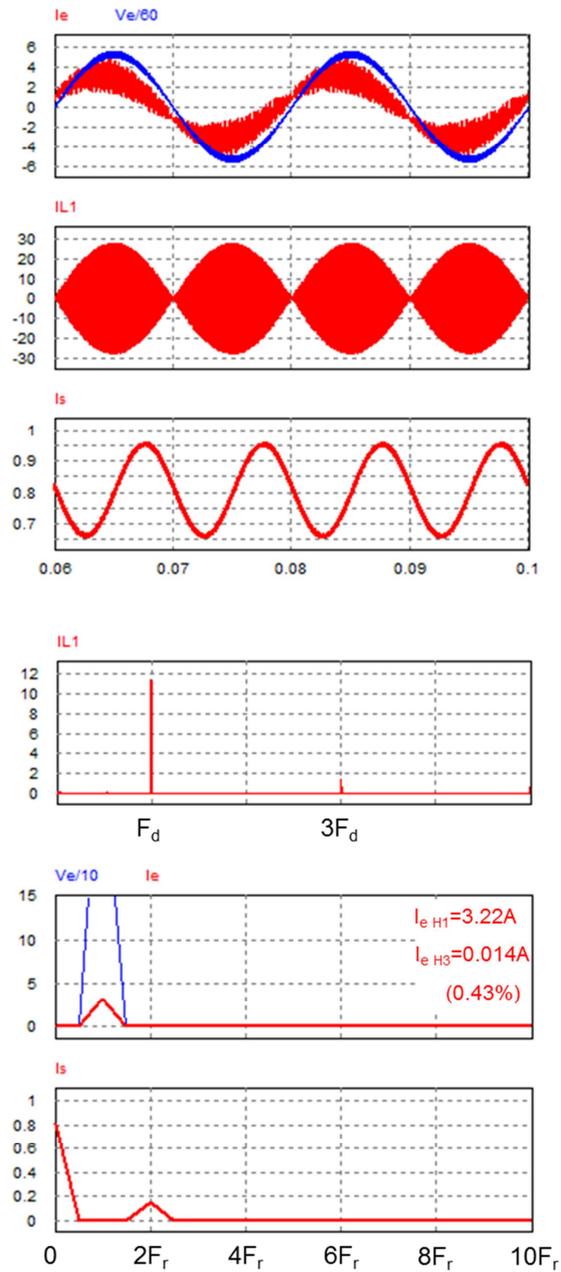


$\phi = -180^\circ$



3) Modulation Φ en arcsin avec action sur Φ :

$\delta = 90^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$,
 modulation Φ à $0,732 \times 0,2$
 (calcul pour $I_e \text{ max} = 9,5 \text{ A}$)



Pour ce dernier cas, nous arrivons aux limites du système, effectivement ceci est marqué par la nature capacitive du courant (pourtant commandé en absorption sinusoïdale). En fait le courant absorbé condensateur du filtre d'entrée devient non négligeable face au fondamental.

Plusieurs configurations de paramètres ont été simulées, ce qui permet de vérifier la cohérence de notre travail de modélisation pendant le quatrième chapitre.

Titre :

Développement de chargeurs intégrés pour véhicules hybrides plug-in.

Résumé :

Ces travaux de thèse consistent en la conception et la réalisation d'une chaîne de traction intégrée pour véhicule hybride plug-in. L'étude s'oriente vers une solution de convertisseur mutualisé, dans l'objectif de partager la traction et les modes chargeurs de batteries, la structure en NPC à 3 niveaux est retenue. Le chargeur monophasé se base une topologie de redresseur à MLI monophasé avec trois bras entrelacés, avec l'utilisation des enroulements du moteur pour le filtrage. En chargeur triphasé nous adaptons la topologie pour réaliser un montage en double boost triphasé. Pour chaque configuration, les passifs sont dimensionnés pour répondre aux contraintes en courant BF et HF. Le contrôle adopté se base sur les correcteurs résonants. Enfin, un prototype de 5 kW a été réalisé pour valider les différents modes de l'application.

Dans une seconde partie, nous proposons une solution de chargeur isolé sans étage continu au primaire à double ponts actifs (DAB). La topologie est modélisée au premier harmonique et une commande assurant l'absorption sinusoïdale est étudiée. Une configuration isolée triphasée permet l'accès aux puissances plus élevées ainsi que la réduction des ondulations de courant BF en sortie.

Mots clés :

Véhicule hybride plug-in, chargeur de batterie, NPC 3 à niveaux, redresseur MLI entrelacé, redresseur double-boost, absorption sinusoïdale, correcteurs résonants, dimensionnement, éléments passifs, convertisseur à double ponts actifs isolé.

Title :

Development of integrated chargers for plug-in hybrid vehicles.

Abstract :

This thesis consists on the design and realization of a plug-in hybrid vehicle integrated traction drive supply. The work turns to a solution of a mutualized converter, in the objective to imagine a solution which shared drive and battery chargers modes, the three-level NPC topology has been retained. The single phase charger is based on an interleaved PWM rectifier, and motor windings are used as smoothing inductors. A double-boost PFC configuration is introduced to ensure the three-phase charger. Passives are sized in each configuration in order to take in account the whole current constraints (LF and HF). The PFC behavior is based on the resonant controllers. Then, a 5 kW prototype has been realized to validate the different application modes.

In a second part, a single-stage isolated charger based on a Dual-Active-Bridge (DAB) is proposed. The topology is modeled to the fundamental and the PFC control law is studied. A three-phase configuration is simulated in order to achieve higher charging powers and to reduce battery current low-frequency ripple.

Key words :

Plug-in hybrid vehicle, battery charger, 3-level NPC, PWM interleaved inverter, double-boost inverter, Power Factor Correction (PFC), resonant controllers, design, passive elements, Dual-Active-Bridge (DAB).