



HAL
open science

Proposition et mise œuvre d'une topologie d'onduleur multifonctionnel à tension de bus régulée pour la traction électrique

Antoine Sabrié

► To cite this version:

Antoine Sabrié. Proposition et mise œuvre d'une topologie d'onduleur multifonctionnel à tension de bus régulée pour la traction électrique. Energie électrique. INSA de Lyon, 2024. Français. NNT : 2024ISAL0043 . tel-04873631v2

HAL Id: tel-04873631

<https://hal.science/tel-04873631v2>

Submitted on 23 Jan 2025

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.



Distributed under a Creative Commons Attribution - NonCommercial 4.0 International License



N°d'ordre NNT : 2024ISAL0043

**THESE de DOCTORAT DE L'INSA LYON,
membre de l'Université de Lyon**

**Ecole Doctorale N° 160
Électronique, Électrotechnique, Automatique (EEA)**

Spécialité/ discipline de doctorat : Génie Électrique

Soutenue publiquement le 06/06/2024, par :
Antoine Sabrié

**Proposition et mise en œuvre d'une
topologie d'onduleur multifonctionnel à
tension de bus régulée pour la traction
électrique**

Devant le jury composé de :

LABOURÉ, Eric
GATEAU, Guillaume
PIERFEDERICI, Serge

Professeur des Universités
Professeur des Universités
Professeur des Universités

Laboratoire GeePs
Laboratoire Laplace
Laboratoire LEMTA

Rapporteur
Rapporteur
Examineur

LIN-SHI, Xuefang
GAUTHIER, Jean-Yves
BATTISTON, Alexandre

Professeur des Universités
Maître de conférences, HDR
Dr.

Lab. Ampère
Lab. Ampère
IFPEN

Directrice de thèse
Co-encadrant de thèse
Co-encadrant de thèse

Référence : TH1107_SABRIÉ Antoine

L'INSA Lyon a mis en place une procédure de contrôle systématique via un outil de détection de similitudes (logiciel Compilatio). Après le dépôt du manuscrit de thèse, celui-ci est analysé par l'outil. Pour tout taux de similarité supérieur à 10%, le manuscrit est vérifié par l'équipe de FEDORA. Il s'agit notamment d'exclure les auto-citations, à condition qu'elles soient correctement référencées avec citation expresse dans le manuscrit.

Par ce document, il est attesté que ce manuscrit, dans la forme communiquée par la personne doctorante à l'INSA Lyon, satisfait aux exigences de l'Établissement concernant le taux maximal de similitude admissible.

INSA LYON

Campus LyonTech La Doua

20, avenue Albert Einstein - 69621 Villeurbanne cedex - France

Tél. +33 (0)4 72 43 83 83 - Fax +33 (0)4 72 43 85 00

www.insa-lyon.fr

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
ED 206 CHIMIE	CHIMIE DE LYON https://www.edchimie-lyon.fr Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage secretariat@edchimie-lyon.fr	M. Stéphane DANIELE C2P2-CPE LYON-UMR 5265 Bâtiment F308, BP 2077 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69616 Villeurbanne directeur@edchimie-lyon.fr
ED 341 E2M2	ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION http://e2m2.universite-lyon.fr Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr	Mme Sandrine CHARLES Université Claude Bernard Lyon 1 UFR Biosciences Bâtiment Mendel 43, boulevard du 11 Novembre 1918 69622 Villeurbanne CEDEX e2m2.codir@listes.univ-lyon1.fr
ED 205 EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTÉ http://ediss.universite-lyon.fr Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	Mme Sylvie RICARD-BLUM Laboratoire ICBMS - UMR 5246 CNRS - Université Lyon 1 Bâtiment Raulin - 2ème étage Nord 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 Villeurbanne Cedex Tél : +33(0)4 72 44 82 32 sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr
ED 34 EDML	MATÉRIAUX DE LYON http://ed34.universite-lyon.fr Sec. : Yann DE ORDENANA Tél : 04.72.18.62.44 yann.de-ordenana@ec-lyon.fr	M. Stéphane BENAYOUN Ecole Centrale de Lyon Laboratoire LTDS 36 avenue Guy de Collongue 69134 Ecully CEDEX Tél : 04.72.18.64.37 stephane.benayoun@ec-lyon.fr
ED 160 EEA	ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE https://edeea.universite-lyon.fr Sec. : Philomène TRECOURT Bâtiment Direction INSA Lyon Tél : 04.72.43.71.70 secretariat.edeea@insa-lyon.fr	M. Philippe DELACHARTRE INSA LYON Laboratoire CREATIS Bâtiment Blaise Pascal, 7 avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX Tél : 04.72.43.88.63 philippe.delachartre@insa-lyon.fr
ED 512 INFOMATHS	INFORMATIQUE ET MATHÉMATIQUES http://edinfomaths.universite-lyon.fr Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage Tél : 04.72.43.80.46 infomaths@univ-lyon1.fr	M. Hamamache KHEDDOUCI Université Claude Bernard Lyon 1 Bât. Nautibus 43, Boulevard du 11 novembre 1918 69 622 Villeurbanne Cedex France Tél : 04.72.44.83.69 direction.infomaths@listes.univ-lyon1.fr
ED 162 MEGA	MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE http://edmega.universite-lyon.fr Sec. : Philomène TRECOURT Tél : 04.72.43.71.70 Bâtiment Direction INSA Lyon mega@insa-lyon.fr	M. Etienne PARIZET INSA Lyon Laboratoire LVA Bâtiment St. Exupéry 25 bis av. Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX etienne.parizet@insa-lyon.fr
ED 483 ScSo	ScSo¹ https://edsciencesociales.universite-lyon.fr Sec. : Mélina FAVETON Tél : 04.78.69.77.79 melina.faveton@univ-lyon2.fr	M. Bruno MILLY (INSA : J.Y. TOUSSAINT) Univ. Lyon 2 Campus Berges du Rhône 18, quai Claude Bernard 69365 LYON CEDEX 07 Bureau BEL 319 bruno.milly@univ-lyon2.fr

Ce qui importe, ce n'est pas d'arriver, mais d'aller vers.

Antoine de Saint-Exupéry

Résumé

Dans le cadre de la traction électrique pour les véhicules routiers, il est indispensable de recourir à des onduleurs dont le rôle est de convertir l'énergie électrique entre une source de stockage continue de type batterie et une machine électrique à courant alternatif triphasé. Il apparaît inévitablement une limitation de la tension avec laquelle un onduleur est capable d'alimenter une machine électrique. Pour analyser cette limitation, nous avons proposé une modélisation fine des chutes de tension de l'onduleur afin de permettre une estimation analytique rapide et fidèle. Les résultats expérimentaux valident le modèle proposé dans la quasi-totalité des points de fonctionnement atteignables. Une solution utilisée industriellement pour pallier cette limitation de l'onduleur est d'ajouter un convertisseur DC - DC élévateur. L'inconvénient de cette solution est qu'elle introduit un deuxième étage de conversion pouvant impacter le rendement global et la fiabilité de la chaîne de traction. Ces dernières années, des architectures d'onduleur élévateur en un étage de conversion ont été proposées dans la littérature. L'une de ces architectures, l'onduleur à *Split Source* (SSI), est apparue récemment et présente des avantages compétitifs par rapport à ses homologues. Néanmoins, nous avons montré que ce convertisseur était incompatible avec la traction électrique due principalement au manque de réversibilité et à une perte de degré de liberté pour le pilotage de la charge. Par la suite, nous avons proposé, analysé et modélisé une nouvelle architecture triphasée et réversible basée sur le convertisseur SSI, appelée B-ASSI, qui est compatible avec l'application visée. Une modulation pour son pilotage, ainsi qu'une stratégie de contrôle de sa tension de bus ont été développées. Enfin, le B-ASSI a été construit et testé expérimentalement pour une preuve de concept de quelques kW . La possibilité d'introduire une fonctionnalité d'abaissement de la tension d'alimentation au sein B-ASSI a également été étudiée, simulée et validée expérimentalement.

Abstract

When it comes to electric traction for road vehicles, inverters are essential. Their role is to convert electrical energy between a continuous storage source, such as a battery, and the AC load represented by a three-phase electrical machine. The voltage with which an inverter can supply an electrical machine is inevitably limited. To thoroughly analyze this limitation, we have proposed a detailed modeling of the voltage drops of the inverter to allow for a quick and accurate analytical estimation. The experimental results validate the proposed model in almost all reachable operating points. One solution used industrially to overcome this drawback of the inverter is to add a DC-DC boost converter. The disadvantage of this solution is that it introduces a new converter that can impact the overall efficiency and reliability of the drive train. In recent years, single-stage boost inverter architectures have been proposed in the literature. One of these architectures, the Split Source Inverter (SSI), has emerged, and offers competitive advantages over its counterparts. As it stands, however, this inverter is incompatible with the aimed application, as it loses a degree of freedom for the load control. This work focuses on the proposal and implementation of a new converter based on the SSI to make it compatible with the targeted application. The named B-ASSI converter is analyzed, modeled, and a modulation and a bus voltage control strategy is developed. Finally, the B-ASSI is developed and experimentally validated with a proof-of-concept of a few kW . This work, then focuses on the possibility of introducing inverter voltage step-down functionality. An extension of the B-ASSI to allow the lowering of its bus voltage is studied and proposed, including an initial experimental validation of the operating principle.

Remerciements

Je prends le temps de ces quelques lignes pour remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à ces travaux.

Tout d'abord, j'aimerais remercier Serge Pierfederici pour avoir accepté d'examiner ces travaux ainsi que d'avoir accepté d'être président du jury lors de la soutenance. Je tiens à remercier également messieurs les rapporteurs Éric Labouré et Guillaume Gateau, pour leur relecture assidue du manuscrit, leur intérêt pour le sujet présenté, mais aussi vos nombreuses questions pertinentes qui ont su me faire prendre du recul sur mes travaux.

Un grand merci à toi, Xuefang, pour avoir accepté de diriger cette thèse. J'aimerais te remercier pour ton écoute et ta bienveillance durant ces trois années. Tu as su m'aider à être toujours plus rigoureux, à mieux défendre mes idées. Je garderai ces précieux conseils tout au long de ma carrière et de mon approche scientifique.

Jean-Yves, pour ta grande disponibilité, pour tes réponses à mes nombreuses questions, aussi bêtes furent-elles. Tu as su toujours être de bon conseil, à l'écoute, tout en me poussant à aller plus loin techniquement. J'aimerais également te remercier pour l'accueil chaleureux à chacun de mes séjours au laboratoire et également pour la possibilité d'avoir pu faire un peu d'enseignement pendant cette thèse. Je garderai un très bon souvenir de cette expérience que ce soit du point de vue humain ou professionnel.

Alexandre, merci pour ton engagement tout au long de la thèse et de m'avoir fait confiance pendant cette trois années. Ton soutien, tes conseils et ton expertise technique m'ont fait énormément progresser. Ce fut un véritable plaisir de travailler avec toi autour de ces travaux. Merci donc, pour ton aide inestimable, aussi bien sur le plan humain que technique. Tu as su me pousser à me dépasser et j'espère que l'aboutissement de ces travaux est à la hauteur ton engagement. Pour tout cela merci.

Je me répète, mais je vous remercie tous les trois, Xuefang, Jean-Yves et Alexandre, pour votre écoute, votre gentillesse, votre passion pour la recherche qui resteront gravés dans ma mémoire comme l'idéal d'un scientifique. J'ai beaucoup appris à vos côtés et pour cela, merci infiniment.

Ensuite, bien sûr, un grand merci à ma famille, mon père, ma mère et ma sœur pour votre soutien émotionnel tout au long de la thèse. Merci également pour votre patience, votre écoute et votre compréhension. Le temps passé à vos côtés est toujours aussi enrichissant. Votre confiance en moi m'a permis de relever les défis de ces trois années avec fierté et détermination.

Merci à toi, Lauriane, d'avoir été à mes côtés et m'avoir soutenu de manière indéfectible pendant ces trois longues années. L'amour, le bonheur et le soutien que tu m'apportes ont été la clé pour me pousser à poursuivre dans cette voie. Sans toi, je n'aurais pas réussi à aller jusqu'au bout. Je me sens extrêmement reconnaissant de t'avoir à mes côtés. Merci.

Bien sûr, merci, à nos trois lapins, nommés de manière ingrate autour d'un champ lexical bien précis. Merci donc à Ragoût, Cèpe et Tofu qui ont su me rajouter un travail énorme pour passer derrière leurs bêtises dont l'originalité n'a d'égal que celle de ces travaux de thèse.

Merci également à tous mes collègues qui ont pu participer à ces travaux. Fabien pour ton expertise et ta vision sur des sujets très techniques, pour ta contribution autour des chutes de tension. Laid pour

ton aide à la réalisation du prototype. Fabrice et Christian pour m'avoir ouvert les portes de R107 et d'avoir pu mener des travaux passionnants dans un cadre dynamique et avec une aide infaillible.

Merci également à mes camarades doctorants, les anciens Mouad, Erwan, Flavia, Ivano pour vos nombreux conseils pour naviguer plus facilement pendant les débuts de thèse. Merci à Daniel et Pakedam, avec qui on a partagé cette expérience ensemble depuis le début. Et particulièrement à toi Daniel pour ton aide et les discussions absurdes autour d'équations qui pouvaient durer pendant des jours. Et merci aux doctorants avec qui j'ai eu le plaisir de partager de nombreux moments de convivialité. Merci donc à Jérémy, Ahmed, Lucas, Carole et à et tous ceux que j'oublie.

Table des matières

Résumé	iii
Abstract	v
Remerciements	vii
Nomenclature	xxi
Introduction Générale	1
1 Limitation en tension des onduleurs de traction à deux niveaux de tension.	5
1.1 Limitation en tension structurelle de l'onduleur à deux niveaux de tension	6
1.1.1 Limite de linéarité des onduleurs à deux niveaux de tension	6
1.1.2 Variation de la tension délivrée par la source	7
1.1.3 Phénomènes introduisant des non-linéarités dans les onduleurs	9
1.2 Modélisation des chutes de tension induites par l'onduleur à deux niveaux de tension	9
1.2.1 Modélisation moyenne des chutes de tension	9
Modélisation des chutes de tension dues à la conduction des semi-conducteurs	10
1.2.2 Modélisation des chutes de tension dues aux temps morts	13
1.2.3 Prise en compte de l'effet des capacités intrinsèques des semi-conducteurs . .	14
1.2.4 Modélisation complète des chutes de tension	17
1.2.5 Proposition d'une modélisation analytique du fondamental de chutes de tension	17
Fondamental analytique des chutes de tension par conduction	19
Fondamental analytique des chutes de tension due aux temps morts et capacités parasites	20
1.3 Validation par simulation du modèle et validation expérimentale	20
1.3.1 Validation par simulation	20
1.3.2 Validation expérimentale	23
1.3.3 Sensibilité paramétrique du modèle	24
1.3.4 Répétabilité sur un autre cas expérimental	25
1.3.5 Implémentation d'une méthode de compensation des chutes de tension	26
1.3.6 Validation par simulation de la méthode de compensation	27
1.4 Étude bibliographique des architectures existantes levant la limitation en tension des VSI	31
1.4.1 Architectures avec association d'un étage DC-DC et d'un étage DC-AC	31
Interfaçage d'un convertisseur DC-DC <i>Boost</i>	31
Interfaçage d'un convertisseur DC-DC <i>Boost</i> entrelacé	32
1.4.2 Les onduleurs multi-sources	32
1.4.3 Architectures d'onduleurs élévateurs en un étage de conversion	34
Les onduleurs à source impédante	34
1.5 Conclusion du Chapitre 1	35

2	Analyse des limitations de l'onduleur à <i>Split Source</i> et proposition d'une topologie pour les lever	37
2.1	État de l'art sur les architectures à <i>Split Source</i>	37
2.2	Étude de l'onduleur à <i>Split Source</i> triphasé	40
2.2.1	Séquences de fonctionnement	40
2.2.2	Modélisation et caractéristique statique	42
	Définition du rapport d'élévation du SSI	42
	Modélisation du SSI	44
2.2.3	Modulation à largeur d'impulsion adaptée à l'onduleur <i>Split Source</i>	45
2.3	Limite de l'onduleur à <i>Split Source</i>	47
2.3.1	Distribution inégale des contraintes en courant	47
2.3.2	Perte de degré de liberté du pilotage de la charge	50
2.4	Proposition d'une architecture d'amélioration de l'onduleur à <i>Split Source</i>	53
2.4.1	L'onduleur à <i>Split Source</i> actif monophasé	53
2.4.2	Proposition de l'architecture B-ASSI	54
2.4.3	Séquences de fonctionnement	55
2.5	Conclusion du Chapitre 2	60
3	Modulation, Contrôle, Analyse et mise en œuvre d'un onduleur à <i>Split Source</i> actif réversible triphasé	61
3.1	Modulation du B-ASSI	61
3.1.1	Nouvelle modulation adaptée au B-ASSI dans le cas où $M_{ac} > M_{DC}$	62
	Principe général	62
	Principe de fonctionnement à l'échelle de la période de découpage	63
3.1.2	Génération des signaux de commande des interrupteurs C_{abc2}	65
3.1.3	Prise en compte des temps morts dans la génération des commandes	68
3.1.4	Limites de la modulation proposée	71
3.2	Loi de commande pour le pilotage découplé de la tension de bus et de la charge	72
3.2.1	Schéma général de contrôle du B-ASSI	72
3.2.2	Modélisation du B-ASSI	75
3.2.3	Modèle petit signal de la conversion DC-DC du convertisseur	75
3.2.4	Synthèse des correcteurs	76
3.2.5	Validation par simulation du contrôle de la tension de bus du B-ASSI	77
3.3	Comparaison des performances entre le B-ASSI et le SSI	79
3.3.1	Comparaison des niveaux de tension de bus	79
3.3.2	Réversibilité	80
3.3.3	Retardement d'entrée dans la zone de défluxage	81
3.4	Validation expérimentale	82
3.4.1	Présentation du prototype et du banc expérimental	82
3.4.2	Processus de démarrage	85
3.4.3	Validation en mode non saturé : imitation du SSI	86
3.4.4	Validation en mode non-saturé réversible	88
3.4.5	Validation du B-ASSI en mode saturé	89
3.4.6	Validation de la génération des commandes C_{abc2}	91
3.4.7	Validation du B-ASSI avec contrôle de la charge en boucle fermée	94
3.4.8	Validation du contrôle de la tension de bus	95
3.5	Calcul de pertes du B-ASSI	96
3.5.1	Présentation de la méthodologie du calcul des pertes par conduction dans le cas d'un onduleur à deux niveaux de tension classique	97
3.5.2	Calcul analytique des pertes par conduction du B-ASSI	98
3.5.3	Calcul analytique des pertes par commutation	99

3.5.4	Validation par simulation	102
3.5.5	Validation expérimentale du calcul de pertes	105
3.6	Conclusion du Chapitre 3	106
4	Proposition d'une extension du B-ASSI avec fonction d'abaissement de la tension de bus	109
4.1	Avant-propos et état de l'art	109
4.2	Présentation de l'architecture B-ASSI à tension de bus variable : BB-ASSI	111
4.3	Modulation et modélisation	115
4.3.1	Adaptation de la modulation	115
4.3.2	Modélisation du BB-ASSI	116
4.4	Validation par simulation du principe de fonctionnement de BB-ASSI	117
4.5	Validation expérimentale du principe de fonctionnement de BB-ASSI	122
4.6	Étude de l'ajout d'une solution d'absorption de surtension pour le BB-ASSI	124
4.7	Conclusion du Chapitre 4	126
5	Application de l'onduleur à <i>Split Source</i> actif à la traction électrique	129
5.1	Avantage de l'élévation de la tension de bus pour la traction électrique	129
5.1.1	Rappel des différentes zones de fonctionnement d'une machine synchrone	129
5.1.2	Définition des zones de fonctionnement dans le plan couple-vitesse élargi	132
5.2	Définition du référentiel de comparaison	134
5.2.1	Architectures de référence pour comparaison	134
5.2.2	Définition des zones de fonctionnement dans le cas du B-ASSI	136
5.2.3	Définition des zones de fonctionnement dans le cas du SSI	136
5.2.4	Définition des zones de fonctionnement dans le cas du DC-DC Boost en amont d'un VSI	138
5.2.5	Référentiel de comparaison avec le DC-DC Boost entrelacé en amont d'un VSI	139
5.2.6	Comparaison des calibres en courant et en tension entre les différentes topologies	139
Contraintes en courant	139	
Contraintes en tension	141	
5.3	Rendement sur cycle de conduite normalisé : comparaison entre les architectures	143
5.3.1	Rendement du B-ASSI dans le plan couple- vitesse	143
5.3.2	Comparaison du rendement par rapport à l'onduleur <i>Split Source</i> classique	143
5.3.3	Comparaison du rendement par rapport à un onduleur à deux niveaux de tension interfacé d'un convertisseur DC - DC Boost en amont	144
5.3.4	Comparaison du rendement par rapport à un onduleur à deux niveaux de tension interfacé d'un convertisseur DC - DC Boost entrelacé triphasé en amont	145
5.3.5	Comparaison du rendement sur cycle de conduite normalisé	145
5.4	Étude du rendement et des avantages du BB-ASSI	149
5.4.1	Calcul de pertes du convertisseur B-ASSI avec fonction d'abaissement de la tension de bus	149
5.4.2	Comparaison et conclusion sur critère du rendement de la fonction d'abaissement de la tension de bus	152
5.5	Exploration des avantages de la fonction d'abaissement de la tension de bus	156
5.5.1	Réduction de la montée en température des condensateurs de bus continu	156
5.5.2	Réduction des ondulations à haute fréquence des courants de phase	157
5.6	Conclusion	163
	Conclusion Générale et perspectives	165
A	Compléments au Chapitre 3 : Calcul de pertes du B-ASSI	171
A.1	Calcul des pertes dans les éléments passifs du B-ASSI	171

A.1.1	Pertes joules dans l'inductance	171
A.1.2	Pertes fer dans l'inductance	172
A.1.3	Pertes joules dans les condensateurs de bus DC	173
A.2	Calcul des pertes par conduction des semi-conducteurs pour le B-ASSI	174
A.2.1	Définition des courants traversants les semi-conducteurs du B-ASSI	174
	Expression du courant traversant les transistors durant un état zéro	175
	Expression du courant pendant un état actif	177
A.2.2	Expressions des secteurs de fonctionnement du B-ASSI	182
A.2.3	Définition explicite des valeurs efficaces des courants du B-ASSI	182
	Bibliographie	189

Table des figures

1.1	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux de tension	6
1.2	Profil de vitesse imposé pendant la totalité du test. Cyclage de sept cycles de conduite à partir de la répétition des cycles unitaires suivants : UDDS, US06 HWFET	8
1.3	Exemple de la variation de la tension délivrée par la batterie en fonction de son état de charge pour l'essai décrit	8
1.4	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	10
1.5	Chute de tension instantanée engendrée par la conduction des semi-conducteurs en fonction de la polarité du courant de phase , représentée sur une période de découpage. En bleu : tension réelle obtenue inférieure à la tension idéale. En orange : tension réelle obtenue supérieure à la tension idéalement appliquée.	10
1.6	Schémas de conduction possible en fonction de la polarité du courant et du signal de commande de grille pour un IGBT : (a) - pour un courant de phase positif, (b) - pour un courant de phase négatif. La couleur rouge est utilisée pour préciser les composants passants et les commandes à l'état 1.	12
1.7	Chute de tension instantanée engendrée par les temps morts en fonction de la polarité du courant de phase	13
1.8	Chute de tension instantanée engendrée par la commutation des semi-conducteurs en fonction de la polarité du courant de phase	14
1.9	Redéfinition des chutes de tension due aux capacités parasites en fonction de l'amplitude du courant de phase positif	15
1.10	Exemple de forme d'onde de la tension drain-source d'un MOSFET SiC commuté sous $V_{DC} = 400V$. Superposition des courbes obtenues avec des courants de commutation différents (de 0 à 30A) sur charge inductive.	16
1.11	Chute de tension engendrée par les capacités intrinsèques des composants comparée à l'effet des temps morts en fonction de la polarité du courant et de son amplitude	17
1.12	Chute de tension résultante considérant chaque non-linéarité : (a) - pour un courant de phase positif, (b) - pour un courant de phase négatif	18
1.14	Contrôle mis en place pour la validation par simulation	21
1.13	Définition des angles dans le repère dq	21
1.15	Exemple de forme d'onde obtenue en simulation sur un point de fonctionnement : $\Omega = 1000tr.min^{-1}$, $i_d = 0A$, $i_q = 400A$	22
1.16	(a) - Estimation de la chute de tension absolue ΔV_{ao} en Volts pour la simulation et le calcul analytique du fondamental, (b) - contour de différence d'estimation de ΔV_{ao} entre la simulation et le calcul analytique	22
1.17	Erreur d'estimation de la norme de chute de tension, (a) - Chute de tension absolue, (b) - contour d'erreur entre l'expérimental et le fondamental analytique.	23
1.18	Variation paramétrique du modèle de chute de tension, (a) - sur R_{DS}^{on} , (b) - sur r_d , (c) - sur V_{do} , (d) - sur C_{oss} , (e) - sur T_{dead}	25
1.19	Erreur d'estimation de la norme de chute de tension, (a) - Chute de tension absolue, (b) - contour d'erreur entre l'expérimental et le fondamental analytique.	26
1.20	Méthode de compensation des chutes de tension mise en place en simulation	28

1.21	Courant i_{alpha} et i_{beta} (a) - sans compensation dans le plan $alpha$, (b)- temporels sans compensation, (c) - avec compensation dans le plan $alpha$, (d) - temporels avec compensation	29
1.22	Transformée de Fourier rapide du courant de phase i_a , (a) - sans compensation, (b) - avec compensation	30
1.23	Onduleur de tension triphasé deux niveaux en deux étages de conversion, avec un DC-DC Boost en amont	31
1.24	Onduleur de tension triphasé deux niveaux en deux étages de conversion, avec un DC-DC Boost entrelacé trois-phases en amont	33
1.25	Évolution de l'ondulation du courant d'entrée du Boost entrelacé en fonction du rapport cyclique pour différents nombres de phases. À partir de [72]	33
1.26	Onduleur multisource basé sur la topologie d'un T-Type	34
1.27	Onduleur à source impédante (ZSI) [9]	35
1.28	Onduleur Quasi-Z-source (QZSI) [91]	35
2.1	Onduleur <i>Split Source</i> triphasé. Proposé dans [92].	38
2.2	Onduleur <i>Split Source</i> amélioré (ISSI). Circuit présenté dans [94].	38
2.3	Tous les cas de conduction de l'onduleur <i>Split source</i> en fonction du vecteur appliqué. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par le courant inductif i_L . En gris : semi-conducteurs à l'état bloqué imposé par sa commande à l'état zéro. En noir : semi-conducteurs passants traversés par le courant de phase	41
2.4	Facteur d'élévation instantané $1 - M_{DC}$ (traits noirs continus) et moyen (traits pointillés) obtenue pour le SSI modulé par : (a)-une SPWM, (b)-une SVPWM	43
2.5	MLI vectorielle modifiée proposée dans [104]	46
2.6	Exemple de génération des rapports cycliques de la MSVPWM à partir de la génération des rapports cycliques de la SVPWM	47
2.7	Conditions de simulation utilisées pour représenter les contraintes en courants et leur distribution entre les différents interrupteurs	48
2.8	Illustration en simulation de la distribution inégale des courants entre les différents interrupteurs avec leurs contraintes en courants exprimées.	49
2.9	Rappel de la définition des grandeurs pour la MSVPWM considérée	50
2.10	Exemple en simulation de la limitation du SSI avec une MSVPWM. Scénario de perte du contrôle de la machine due au couplage entre M_{ac} et M_{DC}	51
2.11	Exemple en simulation de la limitation du SSI avec une MSVPWM. Scénario de la conservation du contrôle au prix de la surélévation de V_{DC} subie	52
2.12	Version existante de l'onduleur à <i>Split Source</i> actif (ASSI) monophasé. Proposé dans [110].	53
2.13	Proposition d'une version triphasée bidirectionnelle d'un onduleur à <i>split source</i> actif (B-ASSI).	55
2.14	Tous les cas de conduction de l'onduleur <i>Split source</i> en fonction du vecteur appliqué. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par le courant inductif i_L en mode moteur. En noir : semi-conducteurs passants traversés par i_L en mode générateur ou par le courant de phase. En grisé : semi-conducteurs bloqués.	57
2.15	Les six nouveaux cas de conduction du B-ASSI utilisés, décharge inductive ayant lieu durant n'importe quel état actif. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par le courant inductif i_L en mode moteur. En noir : semi-conducteurs passants traversés par i_L en mode générateur ou par le courant de phase. En grisé : semi-conducteurs bloqués	58
3.1	Modulation proposée pour le B-ASSI en mode saturé, (a) — génération de tous les rapports cycliques nécessaire, (b) — pour la phase A uniquement	63

3.2	Génération de toutes les commandes nécessaires pour le B-ASSI : (a) — en mode saturé, (b) — en mode non-saturé (MSVPWM)	64
3.3	Illustration du degré de liberté apporté par le B-ASSI. Plage de variation de temps de décharge inductive et comparaison au SSI	65
3.4	Apparition d'une discontinuité du courant de l'inductance pour un mode générateur si les signaux C_{abc2} sont générés pour réaliser une rectification synchrone, (a) - chronogramme et schéma du convertisseur pour : (b)- $t \in [0; t_0]$, (c)- $t \in [t_0; t_1]$, (d)- $t \in [t_1; t_2]$, (e)- $t \in [t_2; t_3]$, (f)- $t \in [t_3; t_4]$: apparition de la discontinuité. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par i_L en mode moteur. En noir : semi-conducteurs passants traversés par i_L en mode générateur ou par le courant de phase. En grisé : semi-conducteurs bloqués	67
3.5	Opération du B-ASSI en mode saturé sous conditions nominales, (a) - Chronogramme et schéma du convertisseur pour : (b)- $t \in [0; t_0]$, (c)- $t \in [t_0; t_1]$, (d)- $t \in [t_1; t_2]$, (e)- $t \in [t_2; t_3]$	69
3.6	Chronogramme de la modulation et la logique proposée pour le B-ASSI en mode saturé avec une décharge inductive prenant place pendant le temps mort.	70
3.7	Séquences de fonctionnement du B-ASSI en mode saturé sous contraintes, (b)- $t \in [0; t_0]$, (c)- $t \in [t_0; t_1]$, (d)- $t \in [t_1; t_2]$, (e)- $t \in [t_2; t_3]$, (f)- $t \in [t_3; t_4]$, (g)- $t \in [t_4; t_5]$	71
3.8	Schéma général des signaux mesurés pour le pilotage du B-ASSI et de sa charge associée.	73
3.9	Schéma général de la commande mise en place du B-ASSI et de sa charge. Commande de la machine par contrôle vectorielle et boucle imbriquée pour la régulation indépendante de la tension de bus	74
3.10	Diagramme de Bode des fonctions de transfert en boucle ouverte avec les correcteurs synthétisés pour différentes valeurs de M_{DCe} et $I_{load_e} = 50A$: (a) - fonction de transfert en boucle ouverte sur le courant i_L , (b) - fonction de transfert en boucle ouverte sur la tension V_{DC}	77
3.11	Réponses indicielles théoriques des fonctions de transfert en boucle fermée : (a) - sur le courant i_L , (b) - sur la tension de bus V_{DC}	78
3.12	Réponses impulsionnelles en simulation pour : (a) - le courant i_L , (b) - la tension V_{DC}	79
3.13	Illustration en simulation du découplage en régime permanent entre la tension de bus et le pilotage de la charge du B-ASSI proposé.	80
3.14	Validation par simulation de la réversibilité du B-ASSI proposé. Échelon de couple négatif pour le passage en mode générateur.	81
3.15	Illustration en simulation du dépassement de la vitesse de base sans défluxage par l'adaptation de la tension de bus du convertisseur B-ASSI.	82
3.16	Prototype du B-ASSI pour la validation expérimentale	83
3.17	Présentation du banc expérimental pour la validation du prototype du B-ASSI	84
3.18	État définit pour le démarrage du B-ASSI ou lors d'un mode de défaut.	85
3.19	Illustration du fonctionnement du B-ASSI testé dans un mode imitant un SSI non réversible	86
3.20	Rapports cycliques expérimentaux pour le mode non-saturé en conduction discontinue	87
3.21	Validation du mode non-saturé en mode de conduction discontinue	87
3.22	Illustration du fonctionnement du B-ASSI testé dans le mode non saturé et réversible.	88
3.23	Rapports cycliques et courants expérimentaux pour le mode non-saturé en conduction continue	88
3.24	Validation du mode non-saturé en mode de conduction continue	89
3.25	Validation expérimentale du fonctionnement du B-ASSI en mode saturé et de la décharge inductive pendant les états actifs	90
3.26	Rapports cycliques et courants expérimentaux pour le mode saturé en conduction continue	90
3.27	Validation du mode saturé en mode de conduction discontinue	91

3.28	Validation expérimentale des commandes du B-ASSI : (a) - pour le mode non-saturé, (b) - pour le mode saturé, (c) - Zoom dans le mode non-saturé, (d) - Zoom dans le mode saturé, (e) - Validation de la fonction logique C_{abc2} : évitement de la mise en court-circuit du bus continu en comparaison du cas où une simple rectification synchrone serait utilisée.	93
3.29	Illustration de l'avantage en termes de <i>ripple</i> de courant i_L entre le mode saturé et le mode non-saturé	94
3.30	Validation expérimentale en boucle fermée : (a) - du mode moteur, (b) - du mode générateur	95
3.31	Validation du contrôle de la tension de bus en boucle fermée	96
3.32	Illustration simplifiée des formes d'ondes lors d'une commutation dure d'un MOSFET et leurs pertes instantanées associées	99
3.33	Validation par simulation des définitions des courants traversant les différents transistors dans les deux modes de fonctionnement SSI : (a) - pour le MOSFET haut de l'onduleur, (c) - pour le MOSFET bas de l'onduleur, (e) - pour les MOSFETs côté DC, et B-ASSI : (b) - pour le MOSFET haut de l'onduleur, (d) - pour le MOSFET bas de l'onduleur, (f) - pour les MOSFETs côté DC	103
3.34	Comparaison des valeurs efficaces des courants pour les deux modes de fonctionnement du B-ASSI : (a) - pour le MOSFET haut de l'onduleur, (b) - pour le MOSFET bas de l'onduleur, (c) - pour les MOSFETs additionnels pour la fonction DC, (d) - pour le courant inductif, (e) - pour le courant des condensateurs de bus	104
3.35	Comparaison du rendement expérimental entre le B-ASSI et le SSI et validation du modèle de rendement pour (a) - une valeur crête des courants de phase de 20A, (b) - 30A	106
4.1	Onduleur à deux niveaux de tension classique interfacé d'un DC-DC Buck-Boost en amont	111
4.2	Extension de la topologie B-ASSI proposée pour l'introduction d'une fonction d'abaissement de la tension de bus.	112
4.3	Modes de conduction du BB-ASSI pour les différents états zéros : (a) - état de charge inductive, (b) - état de charge inductive non désirée, (c) - état de décharge inductive idéale dans le secondaire.	113
4.4	Exemple de fonctionnement du BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension dans le cas idéal	114
4.5	Fonctionnement du BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension, avec un état de charge inductive qui ne sera pas pris en compte	115
4.6	Circuit simplifié du BB-ASSI en fonctionnement d'abaissement de la tension en vue de sa modélisation	117
4.7	Formes d'ondes en simulation du BB-ASSI dans un fonctionnement similaire au convertisseur DC-DC Flyback	118
4.8	Validation par simulation de la variation de l'indice de modulation sur toute sa plage de fonctionnement à tension de bus fixée $V_{DC} = V_{in}/2$	119
4.9	Validation par simulation de la plage de variation de la tension de bus à point de fonctionnement de la charge constant. Validation du passage d'un mode Buck non saturé à un mode Buck saturé	120
4.10	Validation par simulation du passage d'un mode d'élévation de la tension de bus du BB-ASSI à un mode d'abaissement.	121
4.11	Validation par simulation de la réversibilité du BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension de bus	122
4.12	Carte expérimentale réalisée pour BB-ASSI	123
4.13	Première validation expérimentale de la fonction d'abaissement de la tension de bus du BB-ASSI.	123

4.14	Zoom sur le point de fonctionnement de la Fig. 4.13 pour l'étude des phénomènes parasites	124
4.15	Simulation du BB-ASSI avec l'ajout d'une inductance de fuite et d'un facteur de couplage non idéal pour expliquer l'origine des phénomènes parasites.	125
4.16	Validation expérimentale d'un fort abaissement de la tension de bus	126
4.17	Illustration simplifiée du Buck B-ASSI avec une solution de <i>snubber</i> à <i>active clamp</i>	126
4.18	Illustration de l'implémentation de la solution à <i>active clamp</i> pour le BB-ASSI.	127
4.19	Séquence de fonctionnement du BB-ASSI avec l'ajout de la solution <i>active clamp</i>	128
5.1	Définition des zones de fonctionnement de la machine à pôles lisses dans le plan couple-vitesse	131
5.2	Extension de l'enveloppe couple-vitesse et de l'enveloppe de puissance maximale atteignable par la machine lors d'une élévation de la tension de bus	132
5.3	Définition des zones de fonctionnement de la machine dans le plan couple-vitesse élargi par l'élévation de la tension de bus	133
5.4	Schéma des topologies comparées : (a) - B-ASSI, (b) - SSI, (c) - onduleur à deux niveaux de tension interfacé avec un DC – DC Boost en amont, (d) - onduleur à deux niveaux de tension interfacé avec un DC – DC Boost entrelacé à trois phases en amont.	135
5.5	Définition dans le plan couple- vitesse pour le calcul des pertes du B-ASSI, (a) - de l'indice de modulation M_{ac} , (b) - de le rapport d'élévation M_{DC}	137
5.6	Évolution des grandeurs égales M_{DC} et M_{ac} dans le plan couple-vitesse pour le cas du SSI limité à une élévation de la tension de bus $V_{DC} = 2V_{in}$	137
5.7	Évolution : (a) - de M_{ac} et (b) - de M_{DC} dans le plan couple-vitesse pour la solution en deux étages de conversion ajoutant un DC-DC Boost	138
5.8	Illustration en simulation de la distribution inégale des courants entre les différents interrupteurs avec leurs contraintes en courants exprimés.	140
5.9	Comparaison théorique des contraintes en tension sur les semi-conducteurs dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_{ϕ}/V_{in} entre le B-ASSI et les différentes architectures en un étage de conversion.	141
5.10	Illustration théorique de l'impact de la surélévation de la tension de bus du B-ASSI par rapport aux architectures en deux étages de conversion dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_{ϕ}/V_{in}	142
5.11	Rendement théorique du B-ASSI dans le plan couple-vitesse en considérant une élévation de la tension de bus jusqu'à $V_{DC} = 2V_{in}$	144
5.12	(a) - Rendement théorique du SSI dans le plan couple-vitesse en considérant une élévation de la tension de bus jusqu'à $V_{DC} = 2V_{in}$, (b) - Comparaison des points de fonctionnement atteignables entre le SSI et le B-ASSI	145
5.13	Différence entre le rendement du B-ASSI et le rendement du SSI dans le plan couple-vitesse avec la limitation de la tension de bus à $2V_{in}$	146
5.14	Évaluation dans le plan couple-vitesse de l'architecture en deux étages de conversion Boost en amont de l'onduleur, (a) - rendement, (b) - comparaison des rendements obtenus avec le B-ASSI	147
5.15	Évaluation dans le plan couple-vitesse de l'architecture en deux étages de conversion Boost entrelacé en amont de l'onduleur, (a) - rendement, (b) - comparaison des rendements obtenus avec le B-ASSI	148
5.16	Définition du cycle de conduite normalisé WLTC utilisé pour la comparaison théorique du rendement des convertisseurs, (a) - évolution temporelle du couple et de la vitesse du cycle, (b) - évolution du cycle dans le plan couple-vitesse	148
5.17	Comparaison de l'énergie dissipée cumulée due aux pertes dans les convertisseurs durant le cycle de conduite	149

5.18	Définition des tensions dans la fonction d'abaissement de la tension de bus du B-ASSI dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_{ϕ}/V_{in}	151
5.19	Définition des grandeurs M_{DC} et M_{ac} dans le cas de l'abaissement de la tension de bus du BB-ASSI, (a) - M_{DC} pour un ratio de nombre de tours $n = 1 : 1$, (b) - M_{DC} pour $n = 1 : 8$, (c) - M_{ac}	153
5.20	Rendement du BB-ASSI dans le plan couple-vitesse, pour un ratio du nombre de tours entre le primaire et secondaire, (a) - $n = 1 : 1$, (b) - $n = 1 : 8$	153
5.21	Différence de rendement entre le BB-ASSI et un VSI interfacé d'un Boost en amont dans le premier tiers du plan couple-vitesse pour un ratio, (a) - $n = 1 : 1$, (b) - $n = 1 : 8$. 154	154
5.22	Comparaison de l'énergie totale dissipée par les pertes dans les convertisseurs sur le cycle WLTC	155
5.23	Cartographie théorique du courant efficace dans le condensateur de bus DC en fonction de l'indice de modulation et du facteur de puissance dans le cas du VSI.	157
5.24	Différence des valeurs de courants efficaces traversant les condensateurs de bus continu entre le BB-ASSI et l'onduleur à source de tension classique pour : (a)- $N_1/N_2 = 1$, (b)- $N_1/N_2 = 1/8$	158
5.25	Illustration de la méthode de calcul de l'amplitude maximale du <i>ripple</i> de courant de phase pour le BB-ASSI : (a) - en mode non-saturé, (b) - en mode saturé.	159
5.26	Enveloppe maximale des ondulations de courant de phase analytique obtenue par simulation et superposées avec le courant de phase simulé normalisé par son amplitude maximale : (a) - pour le BB-ASSI en mode d'élévation, (b) - pour le BB-ASSI en mode d'abaissement	160
5.27	Enveloppe analytique maximale des ondulations des courants de phases pour : (a) - le VSI, (b) - pour le BB-ASSI en mode d'élévation, (c) - pour le BB-ASSI en mode d'abaissement.	161
5.28	Évolution de la variation maximale globale de l'ondulation haute fréquence du courant de phase en fonction de l'indice de modulation pour les différents cas considérés. . .	162
5.29	Illustration de la génération d'une MLI pour le B-ASSI basée sur la DPWM Max . .	169
A.1	Définition graphique du courant inductif en vue du calcul de sa valeur efficace. . . .	171
A.2	Illustration de la définition du courant traversant les condensateurs de bus continu sur une période de découpage pour : (a) - le mode non-saturé , (b) - le mode saturé . . .	174
A.3	Circuit équivalent du B-ASSI en mode non saturé pendant l'état zéro V_{111} en considérant les résistances à l'état passant des semi-conducteurs	176
A.4	Circuit équivalent du B-ASSI en mode non saturé pendant l'état actif V_{001} pour la définition des courants	178
A.5	Circuit équivalent du B-ASSI en mode non saturé pendant l'état actif V_{011} pour la définition des courants	179
A.6	Exemple en simulation des courants traversant les semi-conducteurs en mode non saturé/SSI pour : (a) - le MOSFET haut du bras onduleur S_a^h , (b) - le MOSFET bas du bras onduleur S_a^l , (c) - les MOSFETs additionnels du SSI côté DCS $_{a12}$	180
A.7	Exemple en simulation des courants traversant les semi-conducteurs en mode saturé/ASSI pour : (a) - le MOSFET haut du bras onduleur S_a^h , (b) - le MOSFET bas du bras onduleur S_a^l , (c) - les MOSFETs additionnels du SSI côté DCS $_{a12}$	181

Liste des tableaux

1	Spécifications d'onduleurs de traction de véhicules commercialisés[2]	2
1.1	Modèle équivalent en conduction des semi-conducteurs	11
1.2	Paramètres de l'onduleur et de la machine simulée	21
1.3	Paramètres du second convertisseur sous étude	26
1.4	Paramètres de l'onduleur et de la machine simulés.	28
2.1	États de l'onduleur à <i>split source</i> .	40
2.2	Paramètres du convertisseur simulé et de sa machine de charge.	47
2.3	Contraintes en courant des différents composants du SSI	50
2.4	Recensement de tous les états de fonctionnement possibles du B-ASSI.	59
3.1	Paramètres du convertisseur simulé et de sa machine de charge.	78
3.2	Paramètres expérimentaux des machines et du convertisseur proposé.	85
3.3	Expression des rapports cycliques dans le cas d'une SVPWM	98
3.4	Courant commutés par les différents transistors pour le mode non-saturé sur le tour électrique complet	101
3.5	Courant commutés par les différents transistors pour le mode saturé sur le tour électrique complet	101
3.6	Paramètres expérimentaux de la machine et du convertisseur proposé.	105
5.1	Paramètres de l'onduleur et de la machine simulés.	131
5.2	Comparaison des contraintes en courant pour les deux modes de conduction du B-ASSI	140
5.3	Relations entre les tensions d'entrées et de sorties d'un onduleur à deux niveaux de tension classique et des topologies élévatrices	141
A.1	Paramètres utilisés pour l'estimation des pertes fer expérimentales dans l'inductance.	172
A.2	Expression des rapports cycliques dans le cas d'une MSVPWM	175
A.3	Expression des rapports cycliques dans le cas d'une MSPWM en mode saturé	175
A.4	Expression des rapports cycliques dans le cas d'une SVPWM	182

Nomenclature

Acronymes

<i>AC</i>	Courant Alternatif
<i>DC</i>	Courant Continu
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i> - Onduleur à deux niveaux de tension (2LVSI également utilisé)
<i>SSI</i>	<i>Split Source Inverter</i>
<i>ASSI</i>	<i>Active Split Source Inverter</i>
<i>B – ASSI</i>	Convertisseur proposé : Onduleur à <i>Split Source actif</i> réversible
<i>BB – ASSI</i> ...	Convertisseur proposé : ajout d'une fonction d'abaissement de la tension de bus au B-ASSI
<i>Si</i>	Silicium
<i>SiC</i>	Carbure de Silicium
<i>GaN</i>	Nitride de Gallium
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MOSFET</i> ...	<i>Metal-Oxyde-Semiconducteur Field Effect Transistor</i>
<i>PWM</i>	Modulation à largeur d'impulsion (MLI : <i>Pulse Width Modulation</i>)
<i>SPWM</i>	MLI intersective (<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
<i>SVPWM</i>	MLI vectorielle (<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>)
<i>MSVPWM</i> ...	MLI vectorielle modifiée pour le pilotage du SSI
<i>DPWM</i>	MLI discontinue (<i>Discontinuous Pulse Width Modulation</i>)
<i>THIPWM</i> ...	MLI avec injection d'harmonique de rang trois (<i>Discontinuous Pulse Width Modulation</i>)
<i>MSAP</i>	Machine Synchrone à Aimant Permanents
<i>FOC</i>	Contrôle Vectoriel (<i>Field Oriented Control</i>)
<i>DoF</i>	Degré de Liberté
<i>BEV</i>	Véhicule Électrique à Batterie

<i>HEV</i>	Véhicule hybride
<i>PHEV</i>	Véhicule hybride rechargeable
<i>FCEV</i>	Véhicule électrique à pile à combustible

Notations

i_d	Courant direct dans le repère de Park
i_d	Courant quadratique dans le repère de Park
i_o	Courant homopolaire dans le repère de Park
V_d	Tension directe dans le repère de Park
V_d	Tension quadratique dans le repère de Park
V_o	Tension homopolaire dans le repère de Park
i_{abc}	Courants triphasés dans le repère abc
V_{an}	Tension phase neutre, valable également pour les phases b et c
V_{ab}	Tensions composées entre-phases, valable également pour les phases b et c
S_{abc}	Réfère à un interrupteur idéal composé d'un transistor et d'une diode en anti-parallèle
S_{abc}^h	Interrupteur idéal de la phase a,b ou c pour le haut des bras onduleur
S_{abc}^l	Interrupteur idéal de la phase a,b ou c pour le bas des bras onduleur
S_{abc1}	Interrupteur idéal de la phase a,b ou c pour le premier transistor additionnel du B-ASSI
S_{abc2}	Interrupteur idéal de la phase a,b ou c pour le second transistor additionnel du B-ASSI
C_{abc}	Réfère au signal logique de commande du transistor concerné
$\overline{C_{abc}}$	Réfère au signal logique complémenté de commande du transistor concerné
V_{in}	Tension délivrée par la source
V_{DC}	Tension du bus continu
C_{DC}	Condensateur du bus continu
i_{ond}	Courant absorbé par l'onduleur
M_{ac}	Indice de modulation
M_{DC}	Rapport d'élévation
f_{sw}	Fréquence de découpage
L	Inductance de phase moteur
$R_{DS(on)}$	Résistance à l'état passant d'un MOSFET
V_{do}	Tension de seuil de la diode
r_d	Résistance à l'état passant de la diode

Introduction Générale

Contexte et motivations

Les travaux de thèse, présentés dans ce manuscrit, ont été réalisés en partenariat entre l'IFP Énergies nouvelles (IFPEN) et le Laboratoire AMPÈRE. La thèse s'est déroulée au sein des locaux de l'IFPEN à Rueil-Malmaison pendant trois ans. Ces travaux de recherche se situent dans le domaine du Génie Électrique et contribuent, plus spécifiquement, à la discipline de l'électronique de puissance. Ils portent sur l'étude, la modélisation et l'exploration de nouvelles architectures d'électronique de puissance qui alimentent la machine de traction d'un véhicule électrique.

L'électronique de puissance est au cœur du véhicule électrique. En effet, dès lors qu'une conversion d'énergie électrique est nécessaire au sein du véhicule, cette dernière doit s'effectuer par le biais d'un convertisseur électrique. On dénombre différents types de conversion électrique nécessaire pour interfacier les différents organes du véhicule. Ainsi, la conversion de l'alternatif au continu (AC-DC) est utilisée pour connecter le véhicule au réseau pour sa recharge par le biais d'une station de recharge ou bien d'un chargeur embarqué (OBC - *On-Board Charger*). La conversion du continu au continu (DC-DC) est également présente avec l'alimentation, par exemple, des auxiliaires du véhicule depuis la tension délivrée par la batterie de traction. La conversion principale de la chaîne de traction correspond à la conversion de type DC-AC, nécessaire pour alimenter le moteur de traction, généralement de type triphasé alternatif, à partir d'une tension continue délivrée par la batterie. Cette dernière conversion se fait par le biais d'un onduleur de traction qui sera au cœur de nos travaux. Couplé avec une technique de modulation, l'onduleur permet de faire varier l'amplitude et la fréquence des tensions alimentées au moteur.

Avec l'accélération de l'électrification du parc automobile, ces onduleurs de traction doivent répondre à des contraintes de plus en plus fortes en termes de performance, de volume, de coût et de fiabilité. D'après le *Automotive Concil UK*, et en accord avec les performances des convertisseurs de l'état de l'art, les cibles de densité de puissance visées pour les onduleurs de traction pour 2035 sont fixées à des niveaux de 35kW/L et 25kW/kg avec des attentes de performance en rendement moyen sur le cycle WLTC de 97% [1]. La Tab. 1 présente les différentes spécifications, disponibles dans la littérature, de certains onduleurs de traction de véhicules commercialisés. Ainsi, les défis majeurs des électroniques de puissance embarquées, et plus précisément des onduleurs de traction, consistent à assurer une conversion toujours plus efficace, en réduisant fortement le volume occupé par l'onduleur, son poids, ainsi que son coût de fabrication.

Par sa maturité et sa simplicité de mise en œuvre, sa fiabilité et son coût, l'onduleur à deux niveaux de tensions s'est imposé comme la solution communément utilisée industriellement. Dans l'idéal, on souhaiterait alimenter le moteur avec la totalité de la tension disponible délivrée par la batterie du véhicule. En réalité, les onduleurs à deux niveaux de tension, par leur principe de fonctionnement, ne peuvent alimenter la machine qu'avec en moyenne 57% de la valeur de tension délivrée, en considérant la technique de modulation couramment utilisée. Non seulement la limitation d'utilisation de cette tension est inhérente au principe de conversion, mais l'onduleur se verra alimenté par une tension pouvant être fortement variable selon les conditions auxquelles le véhicule est soumis. En effet, des variations en fonction de l'état de charge de la batterie apparaissent. Cela est également le cas lors de

TABLE 1 – Spécifications d’onduleurs de traction de véhicules commercialisés[2]

Véhicule	Type	tension du bus DC (V)	Puissance maximale (kW ou kVA)	Densité de puissance volumétrique (kW/L ou kVA/L)	Densité de puissance gravimétrique (kW/kg)
Chevrolet Bolt 2017 [3, 4]	BEV	350	153 kVA	19.61 kVA/L	15.93
Nissan Leaf 2018 [5]	BEV	360	110 kW	12.2 kW/L	12.55
BMW i3 2016 [6]	BEV	355	125 kW	9.375 kW/L	14.1
Toyota Prius 2017 [6]	PHEV	200-600	162 kW	11.5 kW/L	16.9
Toyota Prius 2010 [7]	HEV	200-650	60 kW	5.9 kW/L	6.9
Toyota Camry 2007 [8]	HEV	250-650	105 kW	11.7 kW/L	9.3

fortes dynamiques du point de fonctionnement qui peut engendrer de fort appels de puissance avec, comme conséquence, une diminution de la tension de bus alimentant l’onduleur. De plus, l’ajout de temps mort, nécessaire à la sécurité de la batterie, et le comportement non-idéal des semi-conducteurs sont des sources de chutes de tension. Si la tension de bus de l’onduleur est amenée à être inférieure à son niveau nominal, cela mène à des pertes en performance de la machine pilotée.

Depuis quelques années, certains constructeurs automobiles ont adopté l’utilisation d’un second circuit de conversion de type DC - DC, qui vient s’interfacer entre la batterie et l’onduleur de traction. Le principal rôle de cet étage est d’offrir une fonction d’élévation de la tension de bus. L’onduleur de traction n’est plus alimenté par la tension de batterie directement : mais par une tension en sortie de l’étage DC-DC supérieure au niveau de la batterie. Le constructeur ayant proposé la version la plus mature de cette solution est Toyota, avec, par exemple, ses véhicules hybrides recensés dans la Tab. 1. Par exemple, pour le modèle de 2017 de la Toyota Prius, la tension de bus DC (tension d’alimentation de l’onduleur de traction) peut varier entre la tension de batterie 200V et une tension de 600V pour alimenter le moteur.

Dans le cas d’un véhicule électrique à batterie (BEV), cette fonction d’élévation apparaît comme un nouveau degré de liberté pour piloter la machine de traction. Cette fonction permet également de maintenir la tension de bus à un niveau régulé et ainsi de compenser toutes les chutes de tension qui pourraient intervenir naturellement dans le système. Dans d’autres types de véhicule à sources hybridées, comme notamment les véhicules à pile à combustibles (FCEV), l’utilisation de cet étage DC-DC est nécessaire pour interfacer la pile et une batterie à un même bus continu. Dans le cas plus général du BEV, l’ajout de cet étage de conversion est bénéfique pour les performances de puissance maximale atteignable de la machine. Cependant, elle présente un impact négatif sur le volume occupé par l’électronique de puissance dans le véhicule, le rendement total, ainsi que sur la fiabilité de la chaîne de traction. En effet, cette dernière peut être dégradée par la multiplication des dispositifs d’électronique de puissance. Bien que l’utilisation de ce second étage de conversion présente des perspectives intéressantes pour résoudre les limitations en tension inhérentes des onduleurs à deux niveaux de tension, leur utilisation ne fait pas consensus au sein de la communauté. L’industrialisation de cette solution par le constructeur Toyota sur plusieurs véhicules de sa gamme hybride depuis 2007 permet néanmoins de juger de son potentiel.

Depuis le début des années 2000, des structures d’onduleur intégrant une fonction DC-DC d’élévation de la tension de bus ont commencé à émerger. Ces architectures intègrent la fonction d’élévation dans leur mode de conversion DC-AC, sans recourir à un circuit supplémentaire pour assurer la

conversion DC-DC. Ces structures seront dénommées, dans ce manuscrit, comme des onduleurs multifonctionnels à tension de bus régulée. Parmi ces structures, l'exemple le plus parlant est celui de l'onduleur à source impédante [9]. Cet onduleur introduit un réseau d'éléments passifs dans l'onduleur permettant de réaliser la fonction d'élévation. Depuis sa proposition en 2003, de nombreux travaux dans la littérature ont apporté de nombreuses améliorations tant au niveau topologique qu'au niveau de sa commande. Un autre exemple pouvant être cité est celui des onduleurs multifonctionnels avec alimentation par le neutre de la machine [10], ne nécessitant pas d'éléments passifs supplémentaires. Ces structures ont le mérite d'offrir le cumul de plusieurs fonctions en un seul convertisseur. De plus, l'avènement des composants à large bande interdite permettent d'augmenter les rendements, de réduire le volume de certains éléments passifs, et ouvrent la porte à des convertisseurs jusqu'alors non envisagés. Dans des véhicules FCEV embarquant des sources de tension multiples et dont le niveau peut potentiellement être très variable, ces convertisseurs pourraient ainsi permettre de répondre aux contraintes de volumes et de performance par rapport à l'utilisation de deux étages de conversion séparés. Une forte dynamique est apparue dans les travaux de recherche pour rendre ces structures compétitives et attractives par rapport aux solutions élévatrices usuelles. Nos travaux s'inscrivent en prolongement de cette dynamique de recherche.

Organisation de la thèse

Ce manuscrit est organisé de la manière suivante :

Le chapitre 1 introduit l'étude des limitations des onduleurs de traction à deux niveaux de tensions. L'étude des phénomènes responsables du comportement non-linéaire de l'onduleur de tension est réalisée. A partir des travaux publiés dans la littérature, une modélisation exhaustive de ces phénomènes sera établie. Cette modélisation permet ensuite d'introduire une approche fréquentielle pour une analyse plus fine de ces phénomènes, permettant de prédire, à partir des paramètres physiques du convertisseur, la diminution de tension subie du côté de la machine. Une validation expérimentale de cette approche de modélisation sur une large plage de fonctionnement de la machine est effectuée.

Le chapitre 2 étudie une nouvelle architecture d'onduleur élévateur apparue récemment, nommé l'onduleur à *Split Source*. Cette architecture semble être une topologie émergente et attrayante pour les applications photo-voltaïques, mais n'a pas encore été étudiée de manière exhaustive. Ce chapitre présente ainsi les différents travaux effectués dans la littérature autour de cette architecture de l'onduleur à *Split Source*. Cette analyse montre une limitation due à la topologie qui est prohibitive pour son application à la traction électrique. Cette limitation est analysée et modélisée afin d'en comprendre la source. Ce chapitre introduit alors une amélioration topologique de l'onduleur à *Split source*, capable de lever cette limite, qui est au cœur de nos travaux, nommée "*Onduleur à Split Source actif réversible*" ou B-ASSI. La topologie proposée permet ainsi de rendre compatible cette architecture à l'application visée.

Dans **le chapitre 3**, étudie la structure proposée du B-ASSI. Une modélisation du convertisseur permet de proposer une stratégie de pilotage et une modulation adaptée au B-ASSI. La mise en œuvre d'un prototype expérimental est détaillée et une validation expérimentale complète du convertisseur est réalisée. Enfin, ce chapitre introduit les éléments du calcul des pertes de ce convertisseur qui seront confrontés à l'expérimental.

Le chapitre 4 introduit les avantages d'une potentielle d'une fonction d'abaissement de la tension de bus. A partir de ces observations, une nouvelle extension est proposée : le BB-ASSI, le convertisseur B-ASSI avec une fonction d'abaissement de la tension de bus tout en conservant la possibilité d'élever cette dernière sans en altérer le fonctionnement. Cette structure présente alors un degré de liberté total sur sa tension de bus. La validation du principe de fonctionnement est effectuée à la fois par simulation et par des expérimentations.

Le chapitre 5 s'intéresse à la comparaison du B-ASSI avec fonction d'élévation à d'autres topologies de référence sur la base du critère de rendement. La comparaison est réalisée sur des cycles de conduite normalisés dans le cadre de la traction électrique. Dans la suite, des zones de fonctionnement en mode d'abaissement de la tension de bus dans le plan couple-vitesse sont définies afin d'en étudier l'intérêt d'un point de vue systémique. Le rendement du BB-ASSI, sa thermique, et la qualité des formes d'ondes en sortie de convertisseur sont ainsi discutés.

Chapitre 1

Limitation en tension des onduleurs de traction à deux niveaux de tension.

Pour la grande majorité des chaînes de traction électrique des véhicules BEV, la solution industrielle retenue est l'onduleur à deux niveaux de tension (VSI pour *Voltage Source Inverter*) dont l'architecture est présentée en Fig. 1.1. Cette topologie nécessite une batterie connectée directement à l'entrée du convertisseur par le biais des condensateurs de bus continu, six transistors actifs, qui sont pilotés par le biais d'une modulation associée. Cette modulation permet de gérer l'amorçage et le blocage des transistors et ainsi d'ajuster la durée des états passants de ces derniers. Par ce processus, trois tensions composées de créneaux de tensions à très haute fréquence sont générées aux bornes de la charge. En faisant varier la durée d'ouverture et de fermeture de chacun de ces transistors, il est possible de recréer en moyenne des signaux dont les composantes basses fréquences sont bien maîtrisées. Les machines électriques agissant comme des filtres passe-bas entre la tension et le courant et filtreront donc en grande partie le contenu harmonique à haute fréquence provenant de l'application des créneaux de tensions.

Les condensateurs de bus continu jouent un rôle de découplage entre la source et l'onduleur. Ils permettent, par exemple, de répondre aux appels de charge en transitoire demandé par l'onduleur sans affecter la source. Cela contribue également à réduire l'impact des harmoniques liés au découpage sur la source de tension. Le choix de la valeur de la capacité de ces condensateurs doit permettre de réduire les oscillations de tension à la fréquence de découpage. Le niveau d'ondulation généralement accepté est de l'ordre de 10% autour de la valeur nominale. Ces condensateurs, utilisés dans les variateurs de vitesse, sont souvent à base de film plastique., ils présentent de bonnes performances pour fournir des courants découpés, ainsi qu'une bonne tenue thermique. Cependant, ces technologies de condensateur se montrent assez volumineuses.

Quant aux transistors, depuis de nombreuses années, les onduleurs utilisent des *insulated gate bipolar transistor* (IGBTs) à base de Silicium. Ces dernières années, un intérêt grandissant s'exprime autour des technologies de transistor MOSFETs (*Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor*) à large bande interdite (*Wide Band Gap* - WBG) à base de Carbure de Silicium (SiC) ou de Nitrure de Gallium (GaN). Comparés à leurs homologues Silicium, ces composants, présentent des caractéristiques en commutation supérieures, ce qui permet d'augmenter le taux de variation de tension dv/dt et de réduire les pertes par commutation. Ces commutations plus rapides et à moindres pertes permettent d'envisager une augmentation de la fréquence de découpage. Dans certains cas, cela peut contribuer à réduire les contraintes relatives au dimensionnement des condensateurs de bus continu. Ce qui entraîne une diminution du nombre de condensateur et, par conséquent, du volume global des onduleurs de traction. En soi, l'arrivée des composants à WBG ouvre la voie à une augmentation de la densité de puissance et à une augmentation des rendements de ces convertisseurs. L'arrivée de ces composants WBG peut rendre plus attractives des topologies d'onduleurs qui, jusqu'alors, n'étaient pas envisageables.

L'onduleur à deux niveaux de tension s'est imposé comme solution pour les variateurs de vitesse par sa maturité et sa simplicité de mise en œuvre. Néanmoins, cette topologie souffre de quelques défauts. Premièrement, ce convertisseur est naturellement abaisseur de tension. C'est-à-dire, que les tensions maximales entre-phases obtenues dans la machine, seront inférieures au niveau de tension de la batterie. La tension disponible conditionne la vitesse et la puissance maximale que peut délivrer la machine. Bien que les techniques de défluxage permettent d'étendre la caractéristique couple-vitesse, elles introduisent des pertes joules supplémentaires. D'autre part, cette topologie peut présenter des risques de mise en court-circuit lorsque deux interrupteurs d'un même bras sont passants au même instant. L'utilisation nécessaire de temps morts qui sont insérés entre les signaux de commandes des deux interrupteurs d'un même bras introduit un certain nombre d'effets parasites non désirés.

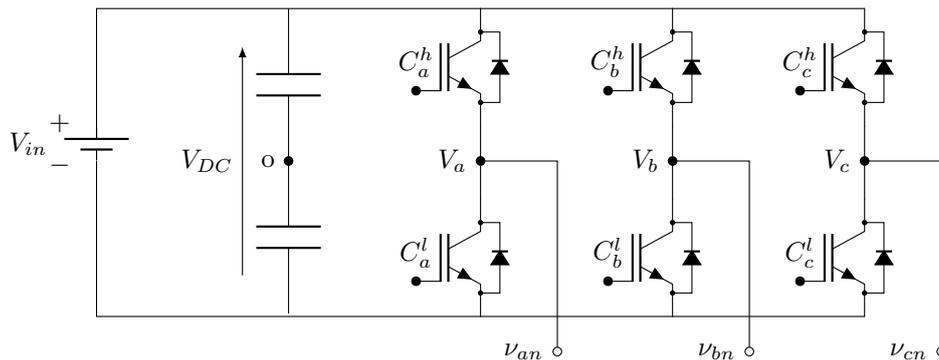


FIGURE 1.1 – Onduleur de tension triphasé à deux niveaux de tension

Les deux prochaines sections s'intéressent à la compréhension ainsi qu'à la modélisation des limitations de ces onduleurs à deux niveaux de tensions.

1.1 Limitation en tension structurelle de l'onduleur à deux niveaux de tension

1.1.1 Limite de linéarité des onduleurs à deux niveaux de tension

Dans le cas idéal, en modèle moyen, un onduleur peut être modélisé comme un simple gain unitaire. Les tensions phases-neutre moyennes obtenues en sortie de l'onduleur sont identiques aux tensions de référence en entrée. En réalité, l'onduleur présente une limitation en tension inhérente, liée d'une part à son architecture, et d'autre part à son mode de pilotage. Par conséquent, le fondamental applicable de tension simple phase-neutre de moteurs est limité.

Ainsi, la modulation permettant d'atteindre un fondamental de tension maximal correspond à un pilotage dit pleine onde. Ce mode de pilotage permet d'appliquer un fondamental de tension égal à $2V_{dc}/\pi$ soit $0,63V_{dc}$. Ce mode de pilotage est très simple à mettre en œuvre, mais ne permet pas de moduler l'amplitude de ce fondamental à tension d'alimentation fixe et fournit une tension avec un fort contenu harmonique basse fréquence. Cela n'est donc pas adapté à la commande de moteur qui nécessite une amplitude variable. D'autres modes de pilotage ont été introduits, que ce soit la modulation à largeur d'impulsion (MLI) intersective ou la MLI vectorielle. Ces modulations permettent de contrôler le rapport cyclique dynamiquement, c'est-à-dire le temps pendant lequel l'interrupteur sera passant sur une période de découpage. Ces modulations sont majoritairement utilisées dans les véhicules. En contrepartie, le fondamental maximal de tension simple applicable est inférieur à l'optimal obtenu en pleine onde. En effet, pour la MLI intersective ou la *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), il est défini par (1.1)

$$V_{max} = V_{DC}/2 \quad (1.1)$$

La MLI vectorielle, quant à elle, propose le placement du vecteur référence dans un plan tournant et par un calcul de l'application des bons vecteurs pendant le temps adéquat, permet de reconstruire le vecteur référence. Ainsi, le fondamental maximal de tension simple applicable est 15 % supérieur à celui de la MLI intersective. Il est défini par :

$$V_{max} = V_{DC}/\sqrt{3} = 0,57V_{DC} \quad (1.2)$$

Il existe beaucoup d'autres stratégies de modulation différentes [11]. Nous citerons par exemple les modulations discontinues ou *discontinuous PWM* (DPWM) permettant le blocage d'un interrupteur dans un état afin de limiter le nombre de commutations et donc de réduire les pertes, ou encore les modulations avec injection d'harmonique de rang trois ou *Third Harmonic Injection PWM* (THIPWM). Chacune des modulations propose l'optimisation de critères différents, tels que les pertes et donc le rendement, la qualité des signaux harmoniques, l'utilisation de la tension de bus continu, etc.

Ici, nous cherchons à savoir comment modéliser les chutes de tension de l'onduleur, notamment avec la MLI vectorielle qui est la modulation la plus utilisée industriellement.

Du point de vue de la machine qu'il alimente, l'onduleur est perçu comme un convertisseur abaisseur de tension. Afin de modéliser ce ratio de conversion, on utilise l'indice de modulation, défini par le rapport entre le niveau de tension phases-neutre appliqué en modèle moyen et le niveau maximal applicable, en considérant la modulation utilisée.

$$M_{ac} = \frac{V_{ph}^{ref}}{V_{max}} \quad (1.3)$$

Il est choisi pour la suite de nos travaux de considérer la valeur de $V_{max} = V_{DC}/\sqrt{3}$ pour le cas de la MLI vectorielle. La valeur de M_{ac} est donc par définition inférieure à un mais il est en fait possible de dépasser cette valeur et d'appliquer un plus grand fondamental de tension : on appelle cette zone la surmodulation. Les commandes des transistors sont obtenues par comparaison entre les rapports cycliques et la porteuse triangulaire. En surmodulation, les maxima des rapports cycliques deviennent supérieurs à la porteuse. La surmodulation revient à quitter la zone de fonctionnement linéaire d'un onduleur et cela induit des harmoniques non désirés et des pertes supplémentaires [12-15]. Cette dernière n'est pas au cœur de l'étude dans ce manuscrit.

Usuellement, la tension V_{DC} est fixe et la tension V_{ph}^{ref} est imposée par la charge, ainsi l'indice de modulation est généralement imposé pour le point de fonctionnement de la machine et par la tension d'alimentation. Dans le cas où V_{DC} deviendrait un degré de liberté, on remarque que le pilotage de l'indice de modulation pour une tension V_{ph}^{ref} imposée peut être contrôlé.

1.1.2 Variation de la tension délivrée par la source

Cette sous-section s'intéresse aux performances des véhicules présentant un interfaçage direct de la batterie à l'onduleur. Les données sont tirées du site du Laboratoire Argonne. Plusieurs véhicules pour particuliers ont été testés sur banc à rouleaux avec toute l'instrumentation nécessaire pour évaluer leurs performances. Une base de données est disponible. Il est ici mis en lumière l'impact de la variation de la tension de bus continu en fonction de l'état de charge de la batterie. Les conclusions sont similaires pour les différents véhicules. Pour l'illustration, les données de la Chevrolet Spark EV de 2015 [16] sont ici présentées. Celui-ci démarre à froid avec une batterie complètement rechargée, puis il enchaînera différents cycles de conduite normalisés jusqu'à déplétion complète du niveau de

charge de la batterie. Trois cycles de conduite normalisés différents sont utilisés puis répétés. Au total, l'enchaînement de sept cycles de conduite sont réalisés et le profil de vitesse de tous les tests à la suite est présenté sur la Fig. 1.2.

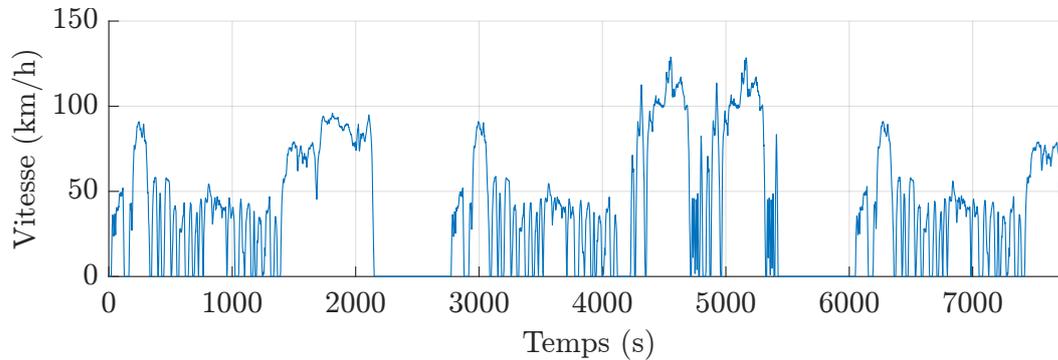


FIGURE 1.2 – Profil de vitesse imposé pendant la totalité du test. Cyclage de sept cycles de conduite à partir de la répétition des cycles unitaires suivants : UDDS, US06 HWFET

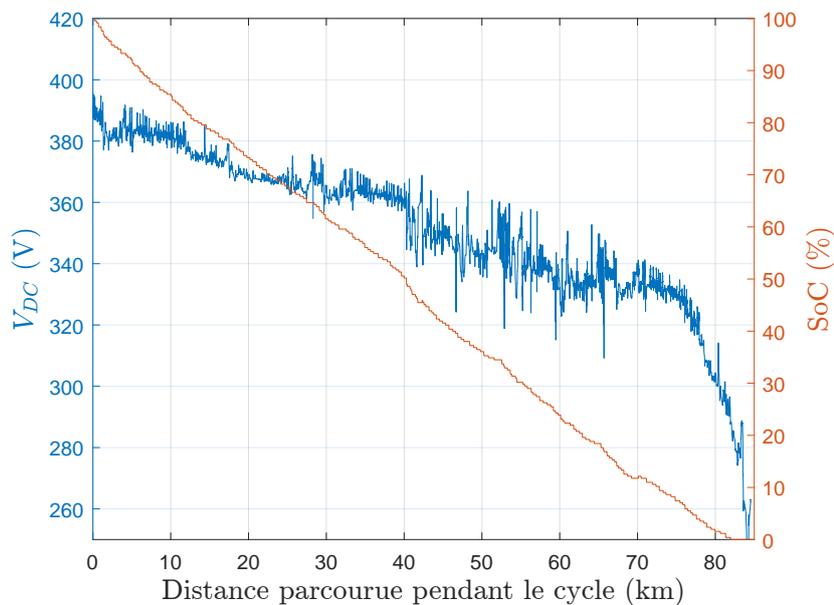


FIGURE 1.3 – Exemple de la variation de la tension délivrée par la batterie en fonction de son état de charge pour l'essai décrit

La variation de la tension de bus en fonction de l'état de charge est illustrée par la Fig. 1.3. Le véhicule est dimensionné pour une gamme de tension de bus continu aux alentours de 350V. La tension délivrée par la batterie Lithium-ion va inévitablement diminuer en fonction de la profondeur de décharge. Avec la répétition des cycles de conduites, la tension délivrée par la batterie varie de 380V jusqu'à 260V. Cependant, il est visible qu'à partir d'une valeur seuil de l'état de charge (SoC) d'environ 10%, un effondrement du niveau de tension délivrée a lieu. Le niveau de tension montre cependant une variation de 50V en absolue, pour un $SoC \geq 25\%$. Ainsi, pour le même essai sur le véhicule Nissan Leaf disponible dans la base de donnée du laboratoire Argonne, une variation de la tension de bus de 26% en fonction de l'état de charge est relevée.

La puissance maximale et la vitesse dépendent du niveau de tension de bus continu. Si le véhicule opère avec sa tension de bus la plus basse, il est possible à haute vitesse qu'il ne puisse pas atteindre son couple nominal. Il est reporté dans [17], que si la tension de bus d'une Nissan Leaf tombait à

240V, elle ne pourrait satisfaire seulement 40% de son couple normalement disponible à haute vitesse (10000 tr/min). Ainsi, la variation de la tension de bus a un véritable impact sur les points atteignables par la machine en conditions réelles. Outre sa variation en fonction de sa profondeur de décharge, la tension de bus peut également évoluer de manière très brusque lors de forts appels de charge.

1.1.3 Phénomènes introduisant des non-linéarités dans les onduleurs

Nous avons évoqué précédemment qu'un onduleur, dans le cas idéal, peut être modélisé comme un gain unitaire. Nous avons également vu que l'utilisation de certains modes de pilotage, comme la pleine onde ou la surmodulation, peuvent introduire un fonctionnement non-linéaire de l'onduleur de tension. En réalité, y compris en supposant un fonctionnement en zone de linéarité, la physique des composants constituant le convertisseur peut être à l'origine d'un fonctionnement non-linéaire de l'onduleur.

Ces effets sont les conséquences de chutes de tension instantanées ayant lieu au sein de l'onduleur. Dans la littérature, de nombreux travaux mettent en lumière les chutes de tension à l'origine des non-linéarités de l'onduleur.

Le terme "chute de tension" définit ici une différence entre les tensions phases-neutre, idéalement obtenues si les composants étaient parfaits, et les tensions réellement obtenues en sortie de l'onduleur. Ces chutes de tension ont lieu à l'échelle de la période de découpage, c'est-à-dire, en considérant une différence entre les créneaux de tensions. Ces chutes de tension, qualifiées d'instantanées, se répercutent sous la forme d'un contenu harmonique basse fréquence indésirable. Ces harmoniques ne seront pas naturellement filtrés par la charge et vont introduire des distorsions des courants [18]. L'apparition de ces distorsions peut engendrer une augmentation des pertes, et une ondulation du couple et de la vitesse.

Dans la littérature, beaucoup de travaux ont déjà été réalisés afin de modéliser les phénomènes parasites apportés pour un onduleur de tension en vue de les compenser [19-25]. Ces sources de non-linéarités possèdent différentes origines : on peut citer par exemple les temps morts, les caractéristiques de commutation des semi-conducteurs [26], les chutes de tension engendrées pendant la conduction des semi-conducteurs [27], ou encore la prise en compte de l'effet des éléments parasites [28, 29]. Dans la prochaine section, sont illustrées les différentes modélisations proposées dans la littérature pour ces non-linéarités. Les calculs présenteront les chutes de tension moyennées sur la période de découpage, puisque cette approche est la plus utilisée dans la littérature pour décrire ces phénomènes.

1.2 Modélisation des chutes de tension induites par l'onduleur à deux niveaux de tension

1.2.1 Modélisation moyenne des chutes de tension

Afin de pouvoir proposer une modélisation moyenne des chutes de tension, il est nécessaire de définir les origines de chaque chute de tension de manière temporelle, à l'échelle de la période de découpage. Les chutes de tension sont définies par rapport à la tension qui serait idéalement obtenue, en valeur moyenne sur une période de découpage, en considérant les semi-conducteurs parfaits. L'analyse est effectuée sur la tension V_{ao} de la phase A. En effet, il sera montré que la construction d'un modèle uniquement sur cette tension est suffisante et peut être étendue à la phase B et C. V_{ao} est définie comme la différence de potentiel entre V_a , appliqué sur le point milieu de la phase A, et le potentiel V_o correspondant au terminal négatif du bus continu comme illustré dans la Fig. 1.4. Cette tension idéale est explicitée par l'équation (1.4).

$$V_{ao}^{ideal}(t) = V_{DC} \cdot C_a^h(t) \quad (1.4)$$

Où $C_a^h(t)$ correspond au signal de commande de logique booléenne qui décrit si le transistor est passant (ON) ou bloqué (OFF). Ainsi, dans le cas idéal, lorsque $C_a^h(t) = 1$, la tension tenue par le transistor du bas du bras est égale à V_{DC} , et nulle lorsque la commande $C_a^h(t) = 0$ avec le transistor du bas en conduction. La chute de tension ΔV_{ao} est la valeur moyennée sur une période de découpage de ces chutes de tension instantanées. La chute de tension est exprimée par :

$$\Delta V_{ao} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} V_{ao}(t) - V_{ao}^{ideal}(t) dt \quad (1.5)$$

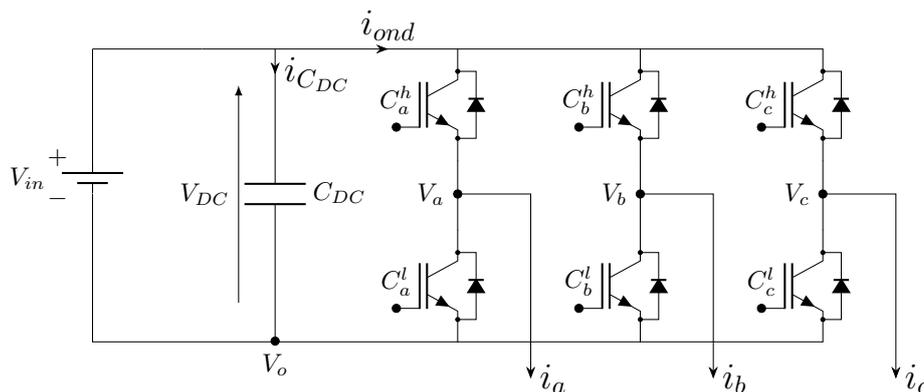


FIGURE 1.4 – Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Dans les sous-parties suivantes, les chutes de tension dues à la réalité physique des composants de puissance sont introduites. Une modélisation moyennée sur une période de découpage est proposée pour chaque phénomène.

Modélisation des chutes de tension dues à la conduction des semi-conducteurs

La première source de non-linéarité apportée par l'onduleur considéré est la chute de tension par conduction des interrupteurs de puissance et leur diode anti-parallèle éventuelle. Les semi-conducteurs en conduction peuvent être décrits par des modèles à l'état passant bien établis et présentés en Tab. 1.1. La distinction est faite pour un IGBT ou un MOSFET, mais la démarche du développement du modèle reste inchangée.

La chute de tension par conduction est représentée temporellement en Fig. 1.5. Il est défini une différence de la tension V_{ao} en trait plein par rapport à la tension idéale représentée en pointillé. Une tension obtenue supérieure en instantané à la tension idéale est symbolisée en orange. Une tension réelle obtenue inférieure à la tension idéale est représentée en bleu. Ainsi, la chute de tension engendrée

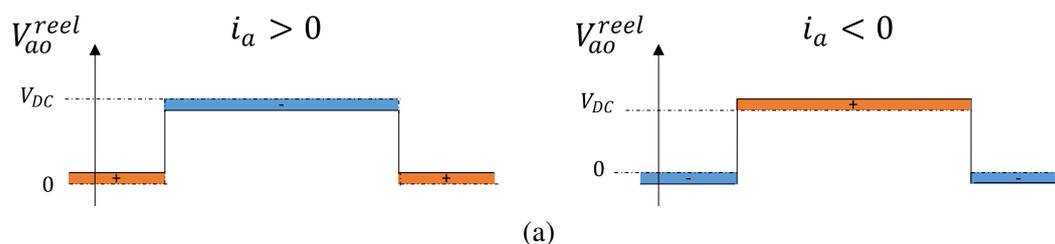
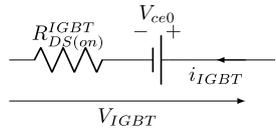
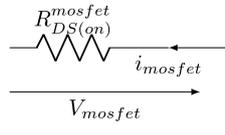
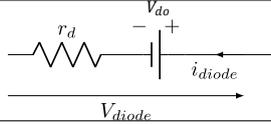


FIGURE 1.5 – Chute de tension instantanée engendrée par la conduction des semi-conducteurs en fonction de la polarité du courant de phase, représentée sur une période de découpage. En bleu : tension réelle obtenue inférieure à la tension idéale.

En orange : tension réelle obtenue supérieure à la tension idéalement appliquée.

TABLE 1.1 – Modèle équivalent en conduction des semi-conducteurs

Modèle équivalent d'un IGBT	
Modèle équivalent d'un MOSFET	
Modèle équivalent de la diode en antiparallèle	

est dépendante de la polarité du courant et de son amplitude. De plus, elle diffère si la conduction a lieu dans l'interrupteur ou sa diode en anti-parallèle. Il est donc nécessaire de différencier les différents cas de conduction. Tous les cas possibles considérant un seul bras de l'onduleur sont énumérés et représentés sur la Fig. 1.6. Le composant traversé par le courant dépend de la polarité du courant et de la commande appliquée à l'interrupteur. Ainsi, dans le cas d'un IGBT, si le signal de commande $C_a^h = 1$ et que le courant est positif, c'est le composant IGBT haut du bras onduleur qui conduira. À l'inverse, si $C_a^h = 0$ c'est sa diode anti-parallèle basse qui conduira. Les deux cas analogues peuvent être dressés pour une polarité du courant négative. Le MOSFET, bidirectionnel en courant, sera conducteur indépendamment de la polarité du courant de phase. Enfin, un dernier cas est considéré, il s'agit du temps mort. Lorsque, afin d'éviter tout court-circuit, le signal C_a^h ainsi que son complément C_a^l sont tous deux au niveau logique zéro. Une des diodes en anti-parallèle est en conduction que ce soit pour le cas d'un IGBT ou d'un MOSFET. Dans la suite, uniquement le MOSFET sera considéré pour alléger certains termes des équations.

On peut définir la chute de tension moyenne en conduction par l'équation suivante (1.6) :

$$\Delta V_{ao}^{on} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} V_{DS}(t) + V_d(t) dt \quad (1.6)$$

avec l'utilisation des modèles à l'état passant donnée par l'équation (1.7).

$$\begin{aligned} V_{DS}(t) &= R_{DS}^{on} \cdot i_a(t) \\ V_d(t) &= V_{d0} + r_d \cdot i_a(t) \end{aligned} \quad (1.7)$$

On définit le rapport cyclique $C_a(\theta)$ par l'équation (1.8) comme la durée pendant laquelle $C_a^h(t) = 1$ moyennée sur une période de découpage.

$$C_a(\theta) = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} C_a^h(t) dt \quad (1.8)$$

En plus du temps de conduction du composant, il est nécessaire de prendre en compte le dernier cas de conduction pendant le temps mort. La chute de tension due à la diode est valable pour la durée moyenne du temps sur la période de découpage T_{dead}/T_{sw} . Cette durée doit être ajustée avec les délais

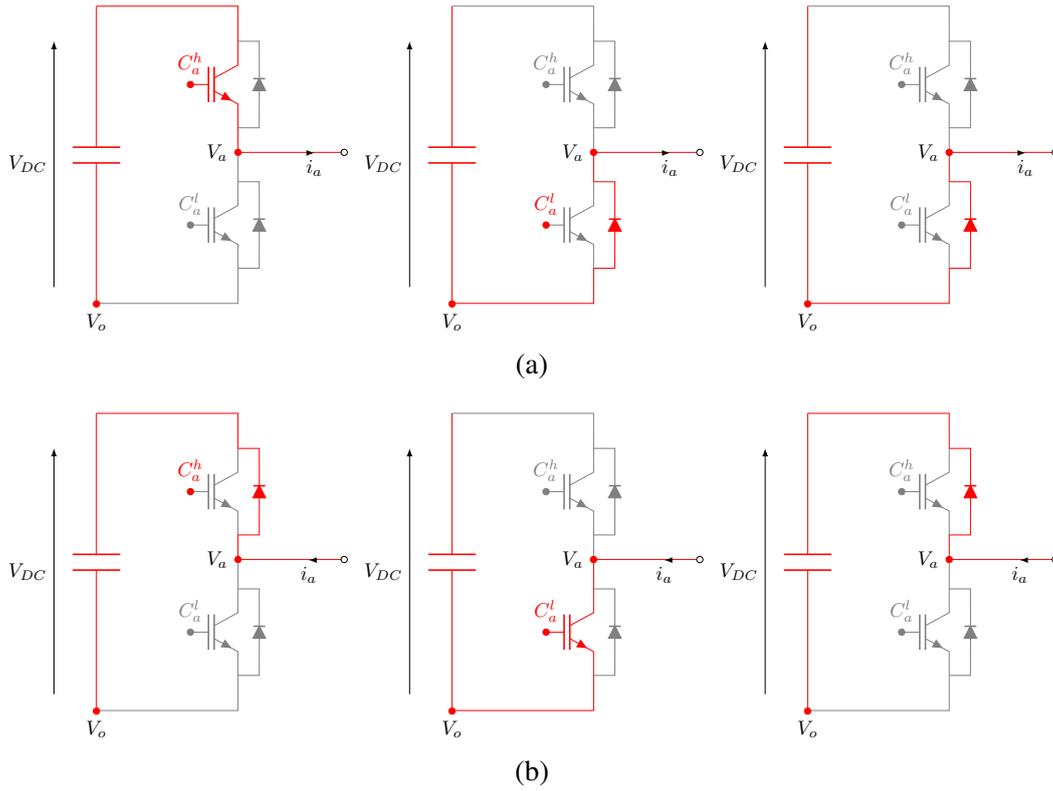


FIGURE 1.6 – Schémas de conduction possible en fonction de la polarité du courant et du signal de commande de grille pour un IGBT : (a) - pour un courant de phase positif, (b) - pour un courant de phase négatif. La couleur rouge est utilisée pour préciser les composants passants et les commandes à l'état 1.

à l'amorçage et au blocage t_{on} et t_{off} respectivement. Ainsi, il est possible, en fonction du rapport cyclique, des modèles à l'état passant et de la polarité du courant, de définir la chute de tensions introduite par la conduction des semi-conducteurs. En moyenne, on obtient pour un courant de phase positif par exemple :

$$\Delta V_{ao}^{on}(i_a \geq 0) = C_a(\theta)R_{DS}^{on}i_a + (1 - C_a(\theta))(V_{do} + r_d i_a) + \frac{T_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_{sw}}(V_{do} - r_d i_a)$$

Où i_a correspond à la valeur moyenne du courant $i_a(t)$.

La chute de tension obtenue pour une polarité du courant de phase négative est exprimée par l'équation (1.9).

$$\Delta V_{ao}^{on}(i_a < 0) = (1 - C_a(\theta))R_{DS}^{on}i_a - C_a(\theta)(V_{do} - r_d i_a) + \frac{T_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_{sw}}(-V_{do} - r_d i_a) \quad (1.9)$$

En décrivant mathématiquement la polarité du courant par une condition, on en déduit la chute de tension par conduction moyenne sur une période de découpage donnée par l'équation suivante (1.10).

$$\begin{aligned}
\Delta V_{ao}^{on} = & (C_a(\theta)R_{DS}^{on}i_a + (1 - C_a(\theta))(V_{do} + r_d i_a)) \cdot \left(\frac{1 + \text{sign}(i_a)}{2} \right) \\
& + ((1 - C_a(\theta))R_{DS}^{on}i_a - C_a(\theta)(V_{do} - r_d i_a)) \cdot \left(\frac{1 - \text{sign}(i_a)}{2} \right) \\
& + \frac{T_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_{sw}} (V_{do} \cdot \text{sign}(i_a) - r_d i_a)
\end{aligned} \tag{1.10}$$

1.2.2 Modélisation des chutes de tension dues aux temps morts

Tout comme pour la conduction, les chutes de tension dues aux temps morts sont représentées graphiquement sur la Fig. 1.7. Ces chutes de tension sont sensiblement différentes, car l'erreur de tension entre la tension idéale et réellement appliquée est égale à V_{DC} . L'erreur engendrée est donc un créneau de durée T_{dead} et d'amplitude V_{DC} qui est ajouté ou retranché en fonction de la polarité du courant. L'erreur moyenne due aux temps morts ΔV_{ao}^{DT} est facilement exprimée et est donnée en équation (1.11)

$$\Delta V_{ao}^{DT} = \frac{T_{dead}}{T_{sw}} \cdot V_{DC} \cdot \text{sign}(i_a) \tag{1.11}$$

La dernière non-linéarité considérée est représentée sur la Fig. 1.8 et correspond aux chutes de tension induites par les commutations des semi-conducteurs. Le retard à l'amorçage et au blocage des interrupteurs ajoute un certain temps d'établissement de la tension et du courant. Cela ajoute donc un délai entre le moment où le signal de grille du transistor change d'état et le moment où la tension atteint le niveau V_{DC} au blocage par exemple. Dans la majorité des travaux de la littérature [30], un modèle simple des chutes de tension engendrées par les commutations est utilisée. Il consiste à considérer que les délais à l'établissement sont constants et qu'ils se font de manière instantanée après ledit délai. Cette injonction, bien que paraissant imprécise, surestime les chutes de tension engendrées, ce qui revient à considérer le pire scénario. Cela permet également de simplifier grandement les modèles. En effet, les commutations peuvent être décrites comme pour les temps morts : la modélisation revient à considérer une chute de tension d'amplitude V_{DC} de durée égale à la commutation considérée t_{on} ou t_{off} . Les signes de la chute engendrée à l'amorçage et au blocage sont de signes opposés. La chute de tension due à la commutation résultante correspond donc à la différence des délais considérés. Cette formulation simple revient donc à considérer un temps mort non pas étant appliqué, mais plutôt étant effectif en regardant uniquement la tension appliquée. L'expression (1.11) peut alors être remplacée par (1.12).

$$\Delta V_{ao}^{DT+sw} = \frac{T_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_{sw}} \cdot V_{DC} \cdot \text{sign}(i_a) \tag{1.12}$$

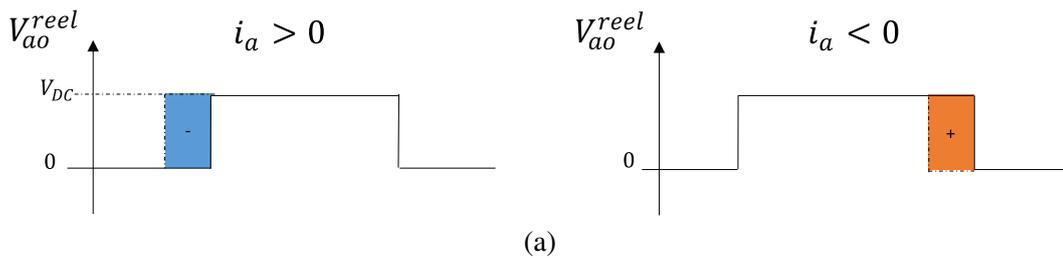


FIGURE 1.7 – Chute de tension instantanée engendrée par les temps morts en fonction de la polarité du courant de phase

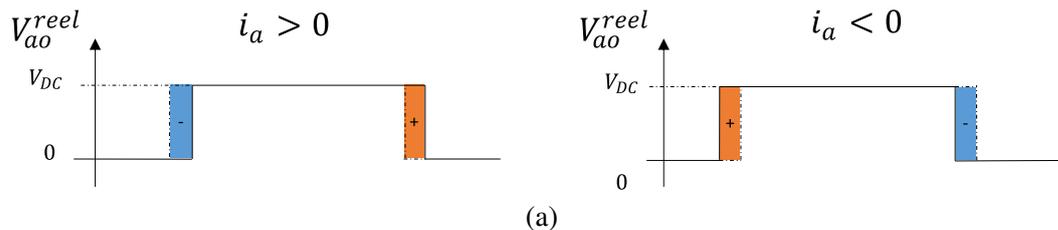


FIGURE 1.8 – Chute de tension instantanée engendrée par la commutation des semi-conducteurs en fonction de la polarité du courant de phase

1.2.3 Prise en compte de l'effet des capacités intrinsèques des semi-conducteurs

Certains auteurs ont étudié les distorsions engendrées par les capacités intrinsèques des composants [28, 31-35]. Les auteurs ont pris soin de proposer une modélisation des chutes de tension engendrées par ces capacités et leur effet sur les distorsions sur les courants de phase. Cette sous-partie se base sur le formalisme développé dans [28] et [36]. Les capacités intrinsèques de sortie des interrupteurs, dénommées C_{oss} pour un MOSFET, ont des effets parasites sur les formes d'ondes des tensions et courants, notamment pendant les commutations et les temps morts. Certains onduleurs nécessitent également l'utilisation de *snubber* par l'ajout d'une capacité se plaçant en parallèle de l'interrupteur. Dans les deux cas, la transition d'un état passant à un état bloqué n'est pas instantanée. Les capacités intrinsèques vont impacter ces transitions, d'autant plus que la capacité vue aux bornes du module sera importante. L'effet des capacités n'est visible que lors de temps morts et donc pendant les commutations des interrupteurs.

Pendant cet état, les deux transistors d'un même bras sont bloqués, mais l'un d'eux s'amorce. La Fig. 1.9 présente précisément l'amorçage du transistor en considérant l'autre composant de la phase bloqué. Dans cet état, le courant de phase $i_a(\theta)$ sera conduit par une des diodes en anti-parallèle. La capacité intrinsèque de sortie C_{oss} du composant est initialement chargée à un niveau de tension V_{DC} . Le courant de phase décharge la capacité intrinsèque du composant étudié tandis qu'il charge la capacité intrinsèque de l'autre. Il est nécessaire de distinguer à nouveau la polarité du courant.

Les deux phénomènes se produisent en même temps et dépendent de la valeur de $i_a(\theta)$ pendant le temps mort. Sous l'hypothèse que le courant de phase i_a est constant pendant le court instant du temps mort, on peut écrire :

$$i_a = i_{C_{oss}^h} + i_{C_{oss}^l} \quad (1.13)$$

Les capacités parasites étant considérés identiques, cela suppose donc que les capacités se chargent et se déchargent selon la même tendance. Ce temps Δt , nécessaire à la charge et à la décharge, est exprimé par l'équation 1.14 :

$$\Delta t = 2C_{oss} \cdot \frac{V_{DC}}{i_a} \quad (1.14)$$

Le temps de la décharge dépend de la valeur instantanée du courant de phase i_a . Cette expression étant valable pendant le temps mort, on peut distinguer différents cas représentés sur la Fig. 1.9. Ce temps peut être très petit par rapport au temps mort (i_a est de grande valeur). Dans ce cas, la décharge de la capacité est extrêmement rapide. Si le courant i_a est de niveau plus faible que précédemment, le temps de décharge augmente. Enfin, on peut distinguer le dernier cas lorsque le niveau de courant est juste assez élevé pour que le temps nécessaire à la décharge capacitive soit égal à la durée du temps mort. On fixe ce niveau de courant comme seuil et on le définit donc à partir de (1.14) comme suit :

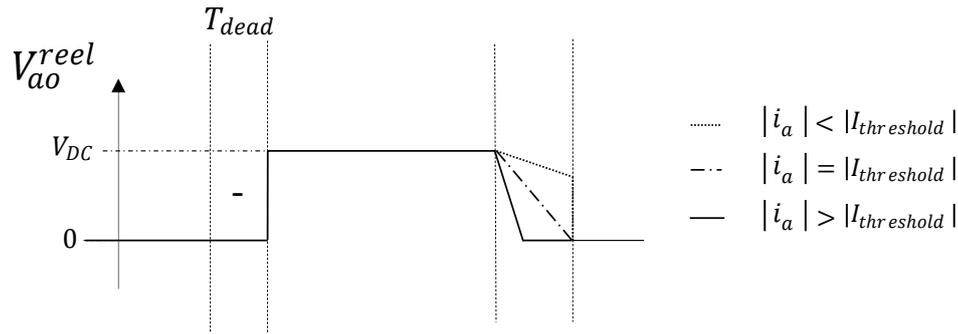


FIGURE 1.9 – Redéfinition des chutes de tension due aux capacités parasites en fonction de l'amplitude du courant de phase positif

$$I_{threshold} = 2C_{oss} \cdot \frac{V_{DC}}{T_{dead}} \quad (1.15)$$

Si la valeur du courant de phase est inférieure à cette valeur seuil, la capacité intrinsèque ne pourra pas être déchargée avant la fin du temps mort. Elle se retrouve instantanément déchargée lorsque la commande du transistor change. Un phénomène semblable a lieu à l'amorçage du transistor, la polarité du courant est négative. Un raisonnement identique est considéré pour cette modélisation.

Afin de mettre en lumière l'impact des capacités intrinsèques, un essai expérimental est proposé sur un onduleur de l'IFPEN à base de MOSFET SiC alimenté sous une tension de bus continue de $V_{DC} = 400V$. Un essai sur charge inductive en boucle ouverte est ici réalisé. Une mesure de la tension V_{DS} et du courant traversant le transistor est réalisée. Le but est de visualiser l'évolution de l'établissement de la tension V_{DS} en fonction de l'amplitude du courant de phase. La mesure de V_{DS} est ainsi réalisée à l'aide du mode d'acquisition rapide de l'oscilloscope. Cela est réalisé pendant une demi-période fondamentale et donc le courant de phase est positif et réalise une variation entre sa valeur crête (30A) et 0A. Cet essai est présenté sur la Fig. 1.10. La valeur en orange est la forme d'onde la plus commune enregistrée pendant l'essai. Il est ici montré que dès lors que le courant de phase est supérieur à la valeur seuil, l'établissement de la tension lors du blocage du transistor est proche de sa forme idéale. Cependant les formes d'ondes bleues et vertes sont présentes dès lors que le courant s'approche d'une valeur nulle. Cela met en lumière l'impact des capacités intrinsèques visible, y compris dans le cas de composants MOSFETs SiC. Avec notamment un phénomène apparaissant autour d'une valeur seuil du courant de phase.

La Fig. 1.11 présente la chute de tension engendrée par la considération de l'effet de ces capacités intrinsèques des composants. Les chutes de tension dues aux temps morts sont rappelées sur la première sous-figure. Les chutes de tension engendrées par les capacités intrinsèques sont présentées sur les sous-figures en dessous en fonction de l'amplitude du courant de phase et de sa polarité. Dans tous les cas, il est possible d'observer que cette chute de tension est de signe inverse à l'erreur engendrée par les temps morts. Et ce, pendant la commutation non impactée par les temps morts selon la modélisation proposée dans nos travaux. Il suffit donc de calculer l'aire du triangle ou du trapèze de la chute de tension due aux capacités et de la retrancher à l'aire du rectangle de la chute du temps mort.

- Ainsi, lorsque le courant est supérieur à la valeur seuil $I_{threshold}$, l'erreur moyenne de tension peut être exprimée par (1.16)

$$\Delta V_{ao}^{C_{oss}} = \frac{C_{oss} V_{DC}^2}{T_{sw} i_a} \quad (1.16)$$

- Si le courant de phase est égal à la valeur seuil, cette erreur sera donnée par (1.17)

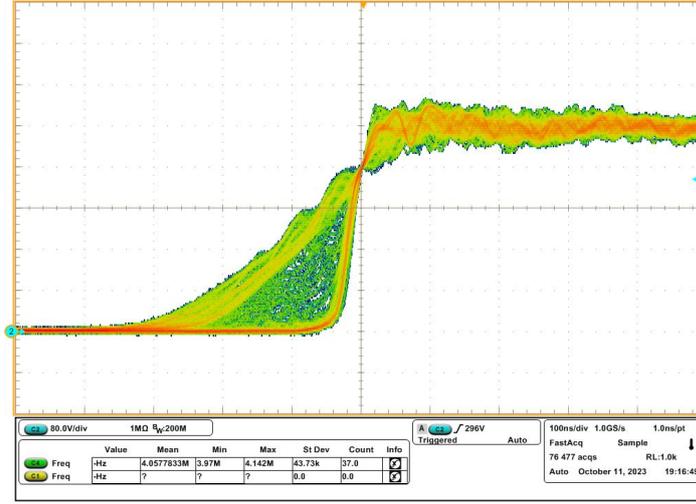


FIGURE 1.10 – Exemple de forme d’onde de la tension drain-source d’un MOSFET SiC commuté sous $V_{DC} = 400V$. Superposition des courbes obtenues avec des courants de commutation différents (de 0 à 30A) sur charge inductive.

$$\Delta V_{ao}^{C_{oss}} = \frac{T_{dead} V_{DC}}{2T_{sw}} \quad (1.17)$$

— Enfin, si le courant devient inférieur à la valeur seuil, la chute de tension est exprimée par (1.18).

$$\Delta V_{ao}^{C_{oss}} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\frac{C_{oss} V_{DC}^2}{i_a} - \left(\frac{V_{DC}}{2} \text{sign}(i_a) - \frac{i_a T_{dead}}{4C_{oss}} \right) \left(\frac{2C_{oss} V_{DC}}{i_a} - T_{dead} \right) \right) \quad (1.18)$$

Les différentes équations (1.16) à (1.18) peuvent se combiner sous la formulation générale donnée par l’équation (1.19) suivante :

$$\Delta V_{ao}^{C_{oss}} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\frac{C_{oss} V_{DC}^2}{i_a} - \left(\frac{V_{DC}}{2} \text{sign}(i_a) - \frac{i_a T_{dead}}{4C_{oss}} \right) \max \left(0, 2C_{oss} \frac{V_{DC}}{i_a} - T_{dead} \right) \right) \quad (1.19)$$

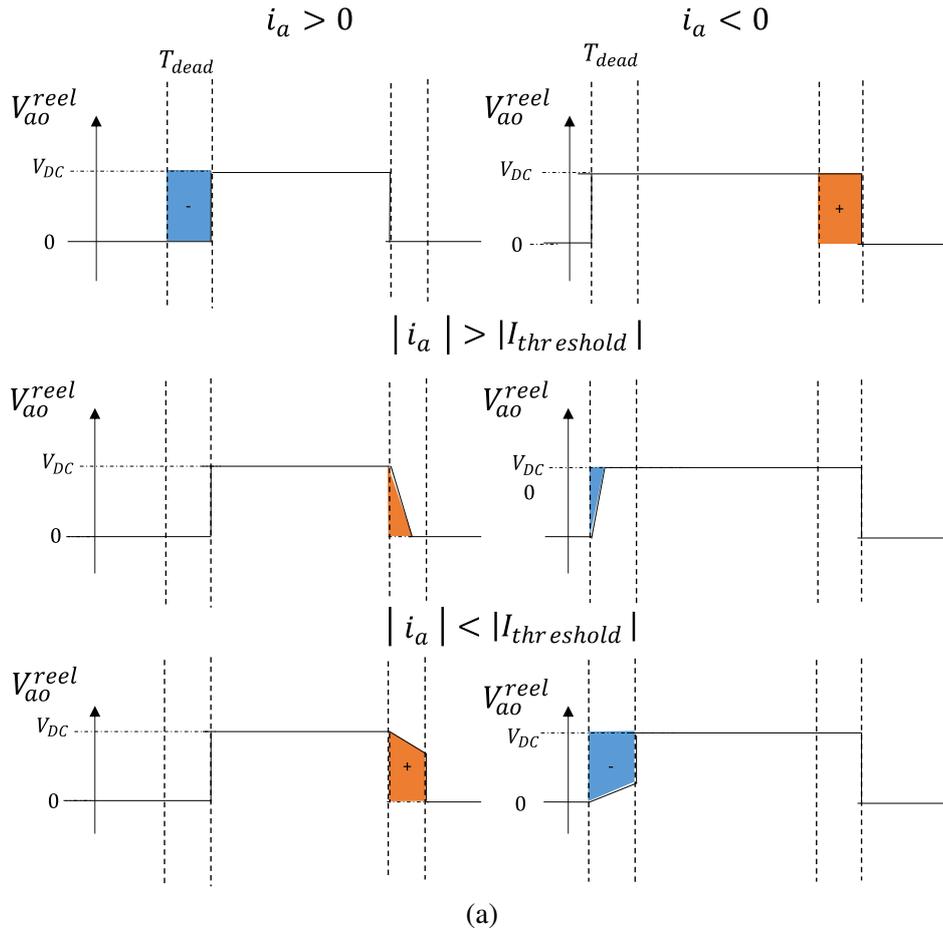


FIGURE 1.11 – Chute de tension engendrée par les capacités intrinsèques des composants comparée à l'effet des temps morts en fonction de la polarité du courant et de son amplitude

1.2.4 Modélisation complète des chutes de tension

La schématisation générale de la chute de tension tous les phénomènes considérés est présentée sur la Fig. 1.12. Cela conclut les sources de non-linéarités prises en compte dans le modèle de chute de tension. Le modèle de chute de tension total sera donc défini par l'équation (1.20).

$$\Delta V_{ao} = \Delta V_{ao}^{on} + \Delta V_{ao}^{DT+sw} + \Delta V_{ao}^{C_{oss}} \quad (1.20)$$

Avec les différentes contributions de chaque phénomène sur ΔV_{ao} issues des (1.10), (1.12) et (1.19).

1.2.5 Proposition d'une modélisation analytique du fondamental de chutes de tension

Une modélisation générale des chutes de tension vient d'être proposée en prenant en compte un certain nombre de sources de non-linéarités qui ont été modélisées dans la littérature. Ce type de modèle est très général et peut s'appliquer autant en régime établi qu'en régime transitoire et également sur tous les types de modulation. Nous proposons ici de l'appliquer à un cas en régime permanent avec un courant sinusoïdal et une modulation SVPWM. L'idée est d'analyser le spectre fréquentiel engendré par les chutes de tension. Ce type d'étude a déjà été mené dans [37] mais est complexe à mettre en œuvre et ne prend pas en compte toutes les sources de chutes de tension étudiées. Nous proposons ici un outil d'évaluation des chutes de tension analytique simple et rapide. Nous nous focaliserons

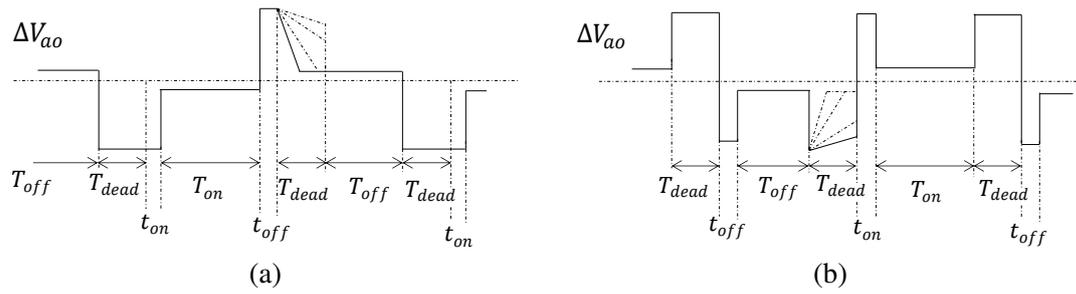


FIGURE 1.12 – Chute de tension résultante considérant chaque non-linéarité : (a) - pour un courant de phase positif, (b) - pour un courant de phase négatif

plus particulièrement sur la composante fondamentale du spectre harmonique des chutes de tension. Une démarche identique peut être réalisée pour calculer les harmoniques basse fréquence de rang 5, 7, 11, 13 par exemple.

En régime permanent, la fonction de chute de tension est bien périodique et peut donc être développée en série de Fourier. La formulation générale et le calcul de ses coefficients sont brièvement rappelés par les équations (1.21) à (1.23).

$$f(\theta) = a_0 + \sum_n a_n \cos\left(\frac{n\pi\theta}{T}\right) + \sum_n b_n \sin\left(\frac{n\pi\theta}{T}\right) \quad (1.21)$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-T}^T f(\theta) \cos\left(\frac{n\pi\theta}{T}\right) d\theta \quad (1.22)$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-T}^T f(\theta) \sin\left(\frac{n\pi\theta}{T}\right) d\theta \quad (1.23)$$

Pour le calcul de ces harmoniques, le courant de phase i_a sera considéré sinusoïdal pur sur toute la période fondamentale et sera exprimé comme suit :

$$i_a(\theta, \phi) = I_{peak} \cdot \sin(\theta - \phi) \quad (1.24)$$

Où θ représente la position électrique et ϕ le déphasage entre courant et tension. La polarité du courant, et donc sa fonction signe, est définie comme un signal créneau unité. Puisque ce signal présente une symétrie de glissement, les harmoniques pairs de sa décomposition en série de Fourier seront nuls. Sa décomposition en série de Fourier est donnée en (1.25)

$$\mathcal{F}(\text{sign}(i_a(\theta, \phi))) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,7,9,11,\dots} \frac{1}{k} \cos(k\phi) \sin(k\theta) + \frac{1}{k} \sin(k\phi) \cos(k\theta) \quad (1.25)$$

Le rapport cyclique dans le cas d'une MLI vectorielle centrée est défini sur un tour électrique par l'équation (1.26). Il est obtenu en moyennant les temps d'application des vecteurs actifs sur leurs secteurs respectifs.

$$C_a(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 + M_{ac} \cos(\theta - \frac{\pi}{6})), & \theta \in [0; \frac{\pi}{3}] \cup [\pi; \frac{4\pi}{3}] \\ \frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sqrt{3} \cos(\theta)), & \theta \in [\frac{\pi}{3}; \frac{2\pi}{3}] \cup [\frac{4\pi}{3}; \frac{5\pi}{3}] \\ \frac{1}{2}(1 + M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6})), & \theta \in [\frac{2\pi}{3}; \pi] \cup [\frac{5\pi}{3}; 2\pi] \end{cases} \quad (1.26)$$

Avec, pour rappel, l'indice de modulation $M_{ac} = V_{peak}/(V_{DC}/\sqrt{3})$. Le rapport cyclique dans le cas de la MLI vectorielle centrée peut aussi être décrit comme un signal sinusoïdal avec une injection d'harmoniques multiples de trois. Son contenu harmonique est ici approximé par une composante fondamentale, d'une composante continue et d'une somme de composantes de fréquences multiples de trois fois la fréquence fondamentale comme défini dans (1.27).

$$\mathcal{F}(C_a(\theta)) = \frac{1}{2} + \frac{M_{ac}}{\sqrt{3}} \sin(\theta) + \frac{m}{\pi^2} \sum_{k=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{k^2} \sin(3k\theta) \quad (1.27)$$

Fondamental analytique des chutes de tension par conduction

Afin de ne pas alourdir les expressions présentées dans ce manuscrit, la prise en compte des effets des temps morts sur les chutes de tension par conduction sera ici négligée. Cela a pour effet de simplifier le développement du terme de conduction de l'équation de ΔV_{ao}^{on} donnée en (1.10) en prenant $T_{dead} = t_{on} = t_{off} = 0$. La méthode sera néanmoins déployée dans les simulations en prenant en compte l'effet des temps morts. Le terme simplifié de la composante harmonique fondamentale induite par les chutes de tension due à la conduction des semi-conducteurs peut être développé comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta V_{ao}^{on} = & (R_{DS}^{on} - r_d) C_a(\theta) i_a(\theta, \phi) \text{sign}(i_a(\theta, \phi)) + V_d \left(\frac{1 + \text{sign}(i_a(\theta, \phi))}{2} \right) \\ & - C_a(\theta) V_{do} + \frac{(R_{DS}^{on} + r_d)}{2} i_a(\theta, \phi) + \frac{(R_{DS}^{on} + r_d)}{2} i_a(\theta, \phi) \text{sign}(i_a(\theta, \phi)) \end{aligned} \quad (1.28)$$

Les termes fonction d'une seule entrée peuvent donc être remplacés par leur série de Fourier. Néanmoins, on voit apparaître des produits des grandeurs d'entrée entre eux qui sont moins triviaux à calculer. Une analyse terme à terme est réalisée pour chaque harmonique considéré. Une première observation simple permet de dire que le produit $i_a(\theta, \phi) \text{sign}(i_a(\theta, \phi))$ étant un sinus redressé, il possèdera un contenu spectral composé d'harmonique pair uniquement. Ainsi, il n'aura pas d'impact sur l'harmonique fondamental ici calculé. L'intégration symbolique du second terme croisé est donnée dans l'équation (1.29)

$$\mathcal{F}_1(C_a(\theta) i_a(\theta, \phi) \text{sign}(i_a(\theta, \phi))) = \frac{2}{3\pi} \sqrt{I_{peak}^2 m^2 (3 \sin(\phi)^2 + 1)} \quad (1.29)$$

On peut en déduire l'harmonique fondamental engendré par le terme de chute de tension due à la conduction présenté en équation (1.30)

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_1(\Delta V_{ao}^{on}) &= \frac{R_{DS}^{on} + r_d}{2} I_{peak} + \frac{2V_{do}}{\pi} - \frac{m}{\sqrt{3}} \sin(\phi) V_{do} \\ &+ (R_{DS}^{on} - r_d) \frac{2}{3\pi} \sqrt{I_{peak}^2 m^2 (3\sin(\phi)^2 + 1)} \end{aligned} \quad (1.30)$$

Fondamental analytique des chutes de tension due aux temps morts et capacités parasites

Les chutes de tension dues aux temps morts et surtout avec la prise en compte des capacités parasites ne peuvent être intégrées séparément. Ainsi, il est nécessaire d'effectuer l'intégration complète de la fonction continue par morceaux définie par les équations (1.12) et (1.19). Pour cette fonction également, seuls les coefficients b_n sont nécessaires à calculer. Le résultat de l'intégration symbolique réalisée sous MATLAB est donné en équation (1.31).

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_1(\Delta V_{ao}^{DT+sw+C_{oss}}) &= \frac{3V_{DC} \sqrt{I_{peak}^2 T_{dead}^2 - 4C_{oss}^2 V_{DC}^2}}{I_{peak} T_{sw} \pi} - \frac{2\pi C_{oss} V_{DC}^2}{I_{peak} T_{sw} \pi} \\ &+ \frac{I_{peak} T_{dead}^2 \arcsin\left(\frac{2C_{oss} V_{DC}}{I_{peak} T_{dead}}\right)}{2C_{oss} T_{sw} \pi} + \frac{4C_{oss} V_{DC}^2 \arcsin\left(\frac{2C_{oss} V_{DC}}{I_{peak} T_{dead}}\right)}{I_{peak} T_{sw} \pi} \end{aligned} \quad (1.31)$$

1.3 Validation par simulation du modèle et validation expérimentale

Afin de valider l'approche d'évaluation des chutes de tension par l'analyse fréquentielle, une simulation ainsi qu'une validation expérimentale ont été mises en place sur machine de traction. Ces tests se basent sur un onduleur à base de MOSFETs SiC alimentant une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Les paramètres de la machine et de son électronique de puissance associée sont donnés en Tab. 1.2.

1.3.1 Validation par simulation

Une simulation de cette machine a été réalisée sous MATLAB Simulink à l'aide de la librairie SimPowerSystem. Le schéma du système et de son contrôle mis en œuvre est présenté sur la Fig. 1.14. La vitesse de rotation de la machine est imposée. Un contrôle vectoriel classique est mis en place avec la transformée de Park et les régulateurs PI sur les courants i_d et i_q avec découplage. Afin de valider le modèle sur n'importe quel point de fonctionnement, une cartographie de tous les couples (i_d, i_q) , et non seulement sur les trajectoires optimales, a été réalisée. Pour créer cette cartographie, deux grandeurs d'entrée sont utilisées : la première est la norme de courant I_{peak} , la seconde est δ , l'angle de défluxage. Celui-ci est défini graphiquement sur la Fig. 1.13 et permet d'écrire les équations des références des courants i_d^* et i_q^* , donnés sur la Fig. 1.14.

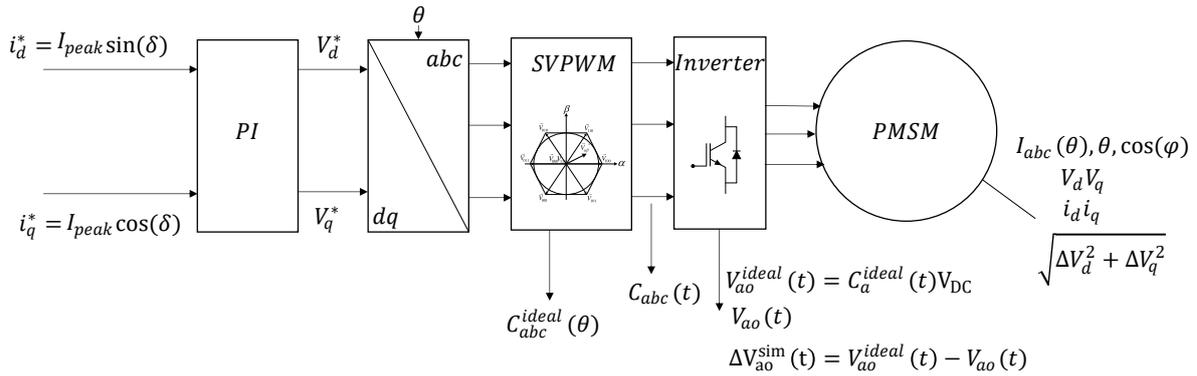
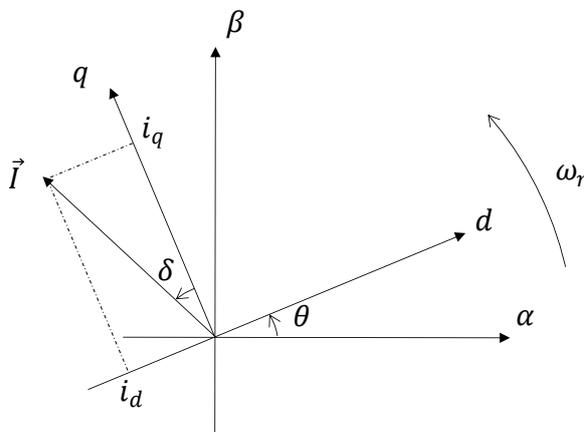


FIGURE 1.14 – Contrôle mis en place pour la validation par simulation

FIGURE 1.13 – Définition des angles dans le repère dq

Paramètres	Symbol	Value
Tension du bus DC	V_{DC}	350 V
Fréquence de découpage	f_{sw}	10kHz
Temps morts	T_{dead}	700 ns
Retard à l'amorçage	t_{on}	120 ns
Retard au blocage	t_{off}	100 ns
Résistance à l'état passant du MOSFET	R_{DS}^{on}	3.2 mΩ
Tension de seuil de la diode	V_{do}	0,8
Résistance à l'état passant de la diode	r_d	2,3 mΩ
Capacité parasite intrinsèque	C_{oss}	25 nF
Nombre de paires de pôles	p	4
Inductances moteur	L_d	460 μH
	L_q	430 μH
Résistance Statorique	R_s	39 mΩ
Flux total des aimants vu par la stator	ϕ_f	0,131 Wb
Consigne de Vitesse	Ω^*	1000 rpm
Couple maximal admissible	Γ_{ch}	410 Nm

TABLE 1.2 – Paramètres de l'onduleur et de la machine simulée

La simulation avec le schéma Fig. 1.14 permet d'obtenir les trois tensions V_{abc} . En comparant ces trois tensions avec C_{abc}^{ideal} , c'est-à-dire les valeurs moyennes sur une période de découpage des signaux de commande avant l'application du temps mort, on obtient la chute de tension par la simulation. Pour obtenir celle du modèle analytique, on injecte les courants, la position, le déphasage et les rapports cycliques issus de la simulation dans les deux modèles analytiques : le calcul de la chute de tension temporelle moyenne sur une période de découpage et le calcul analytique de l'harmonique fondamental. La Fig. 1.15a compare la chute de tension filtrée (car elle présente des créneaux de tension) par la simulation et celle obtenue analytiquement pour un point de fonctionnement. La figure 1.15b présente le résultat donné par la FFT de ces deux signaux, ainsi que la valeur donnée par la formule du fondamental analytique.

Afin d'évaluer les performances du modèle, une cartographie des points possibles est effectuée. Étant donné que la chute de tension a priori dans le modèle ne présente pas d'évolution avec la fréquence fondamentale, la vitesse sera fixée (ici à 1000tr/min). La comparaison est donc faite sur tous les points de fonctionnement (i_d, i_q) entre le fondamental de ΔV_{ao}^{sim} et celui calculé $\mathcal{F}_1(\Delta V_{ao})$. La présentation des valeurs absolues obtenues entre les deux modèles et l'erreur engendrée sont présentées en Fig. 1.16.

La sous-figure 1.16b représente le contour de l'erreur entre l'estimation de la chute de tension ΔV_{ao} et celle obtenue par simulation. Cette figure permet une représentation simple des performances du modèle. Pour mieux se représenter l'impact des variations en fonction du point de fonctionnement, la

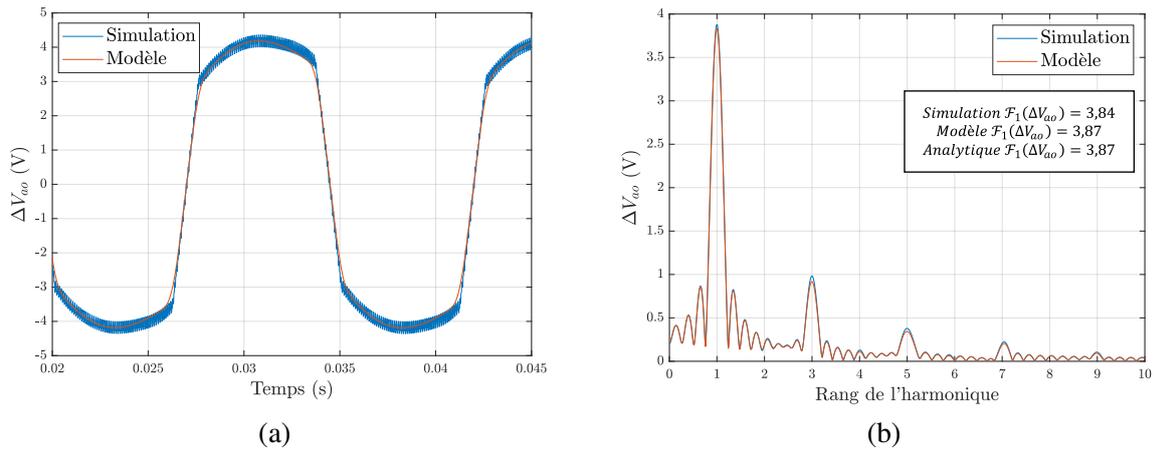


FIGURE 1.15 – Exemple de forme d'onde obtenue en simulation sur un point de fonctionnement : $\Omega = 1000tr.min^{-1}$, $i_d = 0A$, $i_q = 400A$

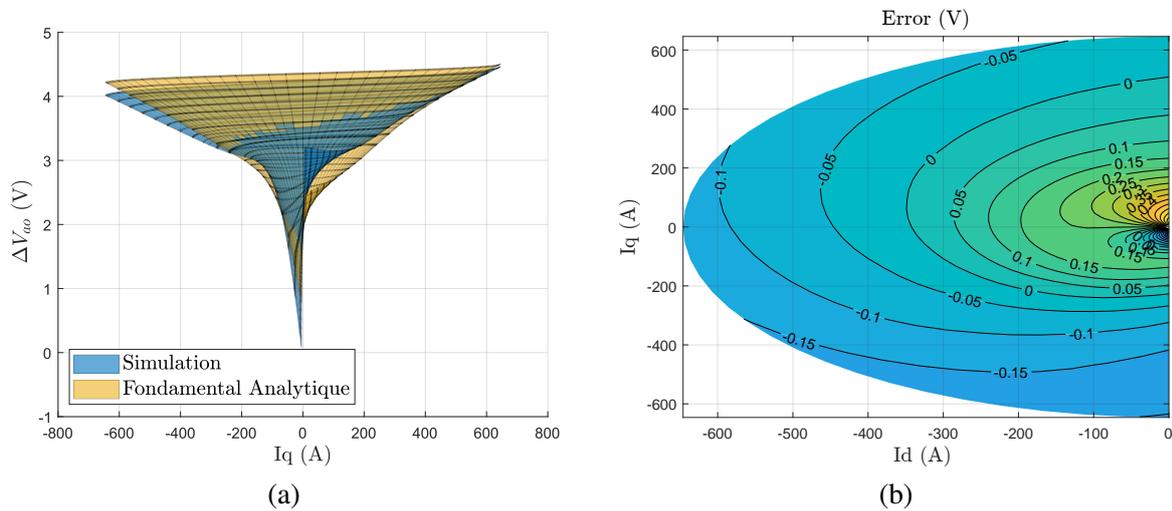


FIGURE 1.16 – (a) - Estimation de la chute de tension absolue ΔV_{ao} en Volts pour la simulation et le calcul analytique du fondamental, (b) - contour de différence d'estimation de ΔV_{ao} entre la simulation et le calcul analytique

sous-figure 1.16a est utilisée parallèlement. Elle présente I_q en abscisse et les chutes de tension ΔV_{ao} obtenue par simulation et calculée en ordonnée.

Ainsi, via la sous-figure 1.16b, il est possible de remarquer que pour la majorité des points de fonctionnement, le modèle du fondamental analytique est très fidèle à ce qui est obtenu en simulation avec une erreur d'estimation qui sera inférieure à $0,2V$ ce qui correspond à un maximum de 4% d'erreur. Néanmoins, sur la zone où la norme de courant est proche de zéro, le calcul du fondamental analytique estime avec moins de précision la chute de tension simulée. Le maxima de l'erreur d'estimation de la chute de tension s'élève à environ $0,55V$. Cela est dû au fait que le calcul de la chute de tension se base sur un cas où le courant de phase serait parfaitement sinusoïdal. Or, les distorsions du courant se manifestent le plus lorsque que le courant change de polarité. Ces phénomènes n'étant pas pris en compte, le modèle analytique décrit donc un cas plus idéal. L'analyse fréquentielle de la chute de tension et la description analytique de son fondamental, même sous simplification, permet de prédire, avec un niveau de précision suffisant, des chutes de tension qui sont simulées. La formulation analytique offre la possibilité de calculer en amont les chutes de tension à partir de certains paramètres

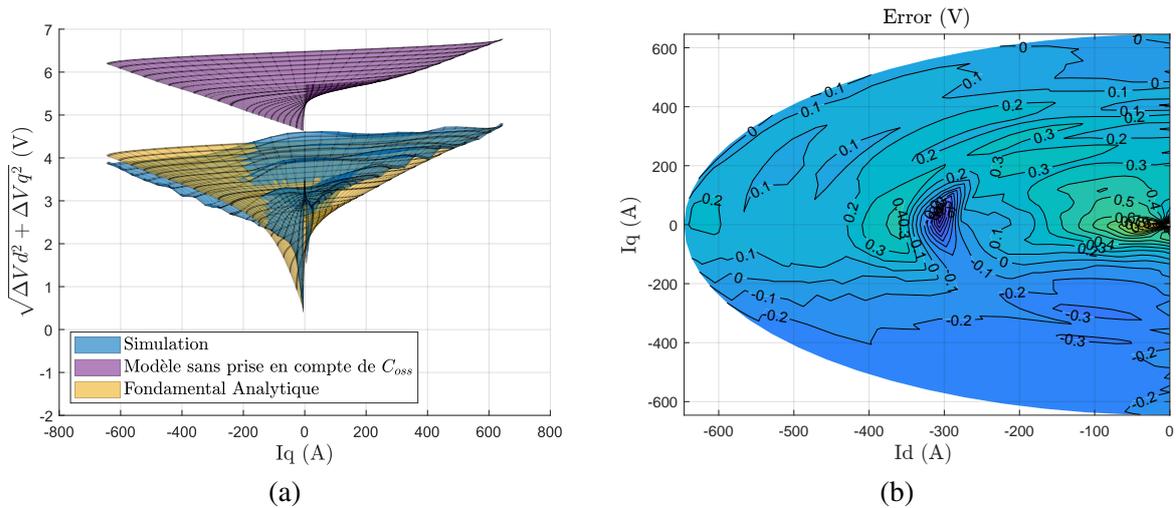


FIGURE 1.17 – Erreur d’estimation de la norme de chute de tension, (a) - Chute de tension absolue, (b) - contour d’erreur entre l’expérimental et le fondamental analytique.

physiques des composants.

1.3.2 Validation expérimentale

La validation expérimentale du modèle se base sur une base de données expérimentales d’un convertisseur, de son contrôle et de sa machine de traction pilotés lors d’essais antérieurs effectués à l’IFPEN. Les paramètres du convertisseur de la machine sont donnés en Tab. 1.2. Ils étaient également utilisés en simulation. Le protocole expérimental qui a été mis en place est sensiblement identique à celui de la simulation. La vitesse est imposée à la machine étudiée et une cartographie du plan $i_d i_q$ est réalisée. Les trois tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} et les courants i_{abc} sont mesurés au Wattmètre et leurs valeurs efficaces sont sauvegardées. Une base de donnée est également créée contenant pour chaque point d’acquisition les valeurs des consignes de référence. Il est possible, à partir de ces données, de reconstruire les valeurs réelles des tensions en direct et en quadrature V_d et V_q qui ont été réellement appliquées à la machine. La différence entre les tensions V_{dq}^* consignées et les V_{dq} réels provient des chutes de tension dues à l’onduleur. Les chutes de tension peuvent donc être définies comme suit :

$$\begin{aligned}\Delta V_d &= V_d^* - V_d \\ \Delta V_q &= V_q^* - V_q\end{aligned}\quad (1.32)$$

Puisque la mesure de la chute de tension sur V_{ao} n’est pas disponible, la chute de tension sera calculée à partir de la norme $\sqrt{\Delta V_d^2 + \Delta V_q^2}$. Les résultats de l’erreur d’estimation de chute de tension entre les points expérimentaux et le fondamental analytique sont présentés en Fig. 1.17.

Sur la Fig. 1.17a, le fondamental de la norme de chute de tension calculé analytiquement est représenté par la surface jaune. La surface bleue représente quant à elle les points expérimentaux obtenus avec la base de données. La Fig. 1.17b représente l’erreur entre ces deux surfaces. Le modèle du fondamental analytique présente une erreur inférieure à 0,4V sur la majorité des points de fonctionnement. Cela correspond à une erreur inférieure à 7%. Une erreur de 0,8V est mesurée dans les pires conditions, dans les zones où le courant est proche de s’annuler. Ces quelques erreurs significatives peuvent être expliquées par le fait qu’il est impossible de parfaitement connaître les valeurs exactes des paramètres

lors des essais. De nombreuses dépendances, avec la température notamment, ne sont pas prises en compte. De plus, les valeurs initiales utilisées proviennent des fiches techniques (*datasheets*) des composants.

Cette formulation analytique des harmoniques peut être utilisée comme un outil pour prédire les chutes de tension. Il permet également de pouvoir comprendre les origines des chutes de tension et l'influence de chaque paramètre indépendamment des autres. Il a été évoqué en amont, l'importance de la prise en compte des capacités parasites intrinsèques des interrupteurs. À ce titre, l'outil permet de prévoir le niveau de chute de tension qui aurait été obtenu sans la prise en compte des capacités parasites. Le résultat du modèle est présenté par la surface violette sur la Fig. 1.17a. Le modèle reste inchangé pour tous les autres paramètres. Ce résultat montre deux effets de la capacité parasite. Le premier est que la chute de tension engendrée est toujours de polarité inverse à celle de la chute de tension due au temps mort. Cela a pour effet de diminuer la valeur moyenne sur une période de découpage. Ainsi, la non-prise en compte des capacités parasites engendre une surestimation des chutes de tension. Le second effet est visible lorsque le courant tend à s'annuler. Cela est spécifié par la condition $I_{threshold}$. C'est-à-dire que plus le courant devient faible plus la chute de tension due aux capacités vient naturellement contrebalancer la chute de tension due aux temps morts.

La modélisation prenant uniquement en compte les temps morts voit ainsi sa polarité changer brusquement. Dans la littérature, la plupart des algorithmes de compensation ne prennent pas en compte la capacité intrinsèque. Cela peut présenter deux risques lors de la compensation basée sur ces modèles. Le premier est de sur-compenser en permanence. Le second est de créer plus d'erreur lors du changement de polarité du courant, et de sur ou sous-compenser lors de ces zones. Un des principes de la compensation trapézoïdale est de mieux compenser dans ces zones [38, 39]. Ces méthodes ont de mauvaises performances sans prise en compte de la capacité parasite [40] ou en cas de fortes ondulations hautes fréquences du courant de phase (*ripple*) [41, 42]. Nos travaux ont permis de mettre au point une méthode d'estimation harmonique des chutes de tension. Cette méthode montre de bonnes performances, y compris avec les données expérimentales, et ce en se basant uniquement sur des paramètres a priori connus tirés des *datasheets*. Ce modèle a été testé sur un ensemble de points de fonctionnement pour une vitesse donnée grâce à la cartographie dans tout le plan $i_d i_q$, et non seulement sur les trajectoires optimales. Un essai à une vitesse de 2000tr/min a également été effectué et présente des performances identiques. La présente cartographie balaie les principales variables responsables des chutes de tension, à savoir une variation sur toute leur plage de I_{max} de M_{ac} et de ϕ , montrant ainsi que le modèle et les méthodes de compensation qui se baseraient dessus ne sont pas uniquement valables autour d'un seul point de fonctionnement. Enfin, ce modèle offre un véritable outil analytique fiable permettant de prévoir et de dimensionner en prenant en compte ces chutes de tension.

1.3.3 Sensibilité paramétrique du modèle

Une rapide digression dans cette sous-partie permet de montrer l'avantage du modèle en tant qu'outil d'analyse. Sur la Fig. 1.18, est présentée une analyse de sensibilité du modèle de chute de tension. L'idée est de faire varier les paramètres de dimensionnement du convertisseur fixés dans les études précédentes, pour en déduire l'influence et l'impact que peuvent avoir ces paramètres sur les chutes de tension. Pour ce faire, le modèle du fondamental analytique est utilisé comme référence avec les paramètres initiaux (surface bleue). Chaque paramètre est pris individuellement à quatre fois sa valeur initiale utilisée dans le modèle de référence tandis que les autres restent les mêmes. Les surfaces ainsi obtenues sont en jaune. Le paramètre ayant le plus d'influence sur la valeur est celui des temps morts (T_{dead}), ce qui confirme que ce sont bien les sources de non-linéarités les plus problématiques. Les paramètres liés au terme de conduction de l'interrupteur ($R_{DS(on)}$) et celui de sa diode antiparallèle (V_{do}, r_d) ont moins d'influence sur la valeur absolue de l'estimation de ΔV_{ao} . Ils peuvent cependant être à l'origine d'asymétrie d'erreur d'estimation entre le mode moteur (approximé par $I_q \geq 0$) et le

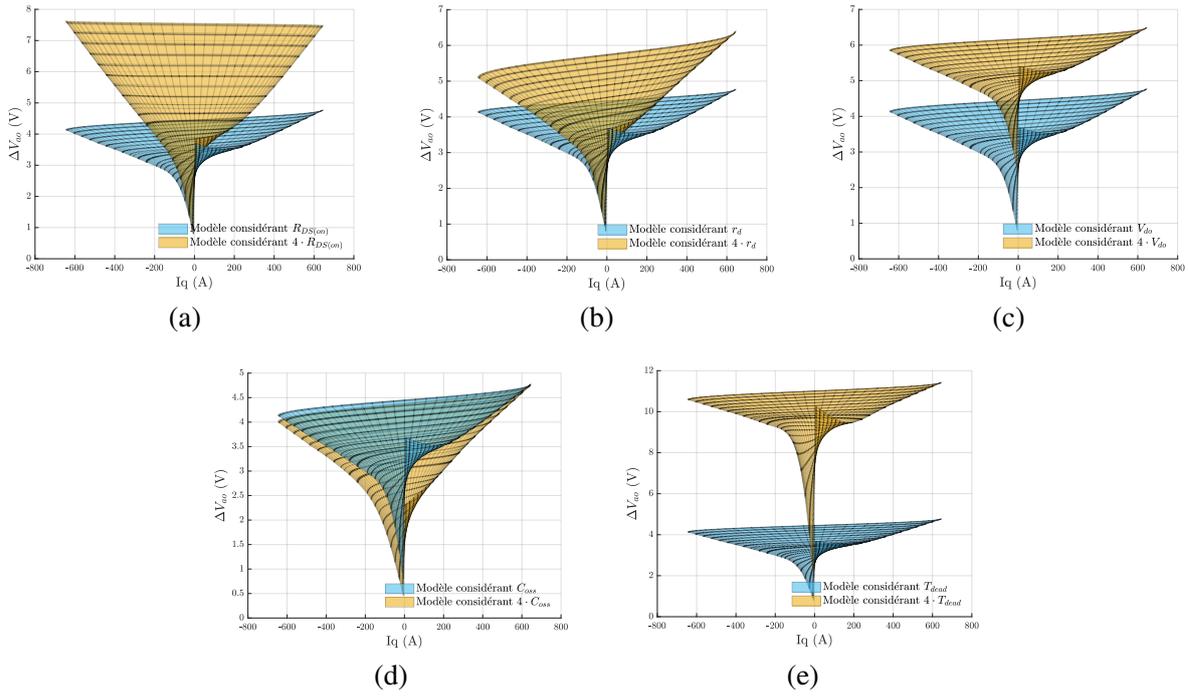


FIGURE 1.18 – Variation paramétrique du modèle de chute de tension, (a) - sur R_{DS}^{on} , (b) - sur r_d , (c) - sur V_{do} , (d) - sur C_{oss} , (e) - sur T_{dead}

mode générateur. Enfin, la capacité intrinsèque C_{oss} est le seul paramètre identifié qui diminue les chutes de tension lors d'une augmentation de sa valeur. L'influence de la condition sur $I_{threshold}$ est remarquée par l'aplatissement de la valeur de la chute de tension au-delà d'une certaine norme de courant.

1.3.4 Répétabilité sur un autre cas expérimental

Afin de montrer la robustesse de l'approche, le même protocole expérimental est réalisé sur une seconde base de données avec la même machine, mais un convertisseur différent. Ce convertisseur, contrairement au premier qui était à base de MOSFETs SiC, est ici un convertisseur à base d'IGBTs en Silicium. Les paramètres de ce convertisseur sont donnés en Tab. 1.3. La différence majeure est que contrairement aux MOSFETs, les modules IGBTs possèdent une certaine tension de saturation entre le collecteur et l'émetteur dénotée V_{ce_sat} . On doit considérer un modèle à l'état passant de l'IGBT prenant en compte cette tension qui devient :

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_1(\Delta V_{ao}^{on}) = & \frac{R_{DS}^{on} + r_d}{2} I_{peak} + \frac{2(V_{do} + V_{ce_sat})}{\pi} - \frac{m}{\sqrt{3}} \sin(\phi) (V_{do} + V_{ce_sat}) \\ & + (R_{DS}^{on} - r_d) \frac{2}{3\pi} \sqrt{I_{peak}^2 m^2 (3\sin(\phi)^2 + 1)} \end{aligned} \quad (1.33)$$

Les résultats de l'estimation de la chute de tension pour ce convertisseur sont donnés en Fig. 1.19. Une conclusion similaire à l'onduleur à base de MOSFET SiC peut être tirée. Le modèle montre qu'avec les paramètres issus de la fiche technique des composants, il est possible d'estimer avec une bonne fidélité la chute de tension réelle. En effet, sur tous les points de fonctionnement, le modèle présente une erreur d'estimation au maximum de 0,3V. La valeur de la capacité parasite semble bien calibrée

TABLE 1.3 – Paramètres du second convertisseur sous étude

Paramètres	Symbole	Valeur
Tension du bus DC	V_{DC}	160 V
Fréquence de découpage	f_{sw}	15 kHz
Temps morts	T_{dead}	1000 ns
Retard à l'amorçage	t_{on}	200 ns
Retard au blocage	t_{off}	400 ns
Tension de saturation Collecteur-Émetteur	V_{ce_sat}	1,35 V
Résistance à l'état passant de l'IGBT	R_{ce}^{on}	2,5 mΩ
Tension de seuil de la diode	V_{do}	0,8
Résistance à l'état passant de la diode	r_d	0,5 mΩ
Capacité parasite intrinsèque	C_{oes}	51 nF
fréquence fondamentale	f_o	133.33Hz

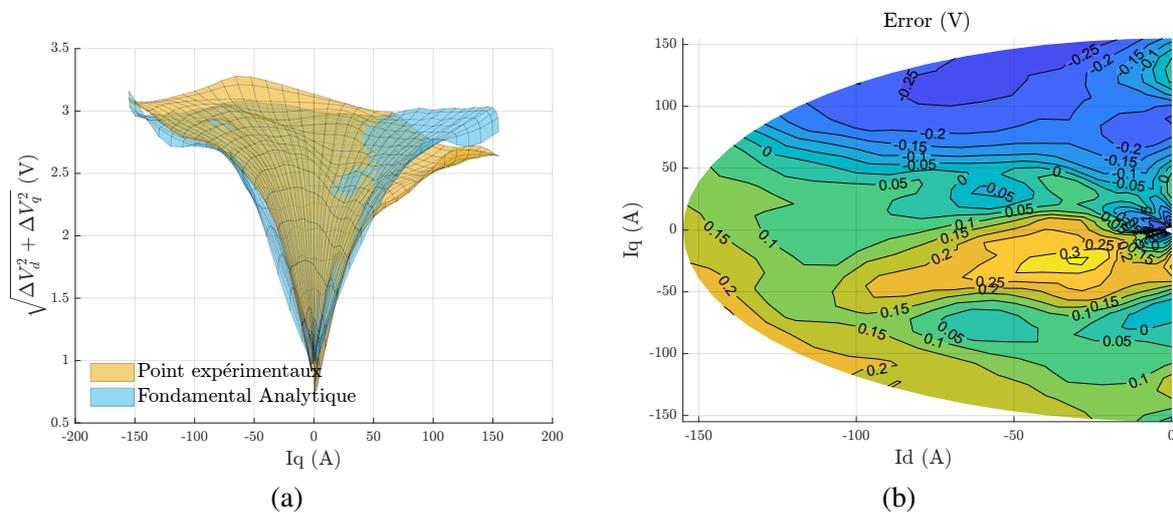


FIGURE 1.19 – Erreur d'estimation de la norme de chute de tension, (a) - Chute de tension absolue, (b) - contour d'erreur entre l'expérimental et le fondamental analytique.

au vu de la proche concordance sur les zones de faible amplitude de courant. Au contraire, le modèle ne retranscrit pas la tendance asymétrique entre le mode moteur et le mode générateur à fort courant. Néanmoins, cela prouve la robustesse de l'approche, car le modèle est valable, non seulement sur un balayage de tous les points de fonctionnement, mais également sur un autre cas expérimental dont le dimensionnement est sensiblement différent.

1.3.5 Implémentation d'une méthode de compensation des chutes de tension

Comme évoqués précédemment, beaucoup de travaux de recherche se concentrent sur la compensation de l'effet des temps morts [30]. Dans la littérature, ces techniques de compensation sont proposées par des approches basées uniquement sur logiciel, par le contrôle, ou bien par l'ajout de capteur de polarité du courant qui engendre une augmentation des coûts ainsi que des problèmes de fiabilité supplémentaires [30, 31, 43]. Les compensations des non-linéarités de l'onduleur par l'ajout d'une valeur moyenne calculée préalablement sont les plus courantes [44, 45]. Une modélisation des volts-secondes sur une période de découpage est réalisée théoriquement. Ce genre d'analyse permet de modifier directement le temps d'application des vecteurs actifs permettant une prise en compte directe de l'effet des temps morts et non une compensation à la prochaine période de découpage. L'avantage

de cette méthode est qu'elle est très simple à implémenter et nécessite peu de temps de calcul supplémentaire par rapport à la SVPWM classique. Néanmoins, cette méthode ne s'affranchit pas de la mesure du courant, ni de la détection de sa polarité. De plus, ces méthodes, basées sur des modèles, ne compenseront pas les erreurs paramétriques [46]. Dans [46], les auteurs ont proposé une analyse et un schéma de compensation basé sur des *Look-up Tables* pour améliorer les performances dans les régions de passages par zéro du courant. Un estimateur en ligne basé sur les chutes de tension est proposé dans [47], mais il souffre des mêmes inconvénients que la compensation de valeur moyenne. Des algorithmes avancés basés sur des observateurs visent à compenser les harmoniques d'ordre 6 dans le repère dq [48, 49]. Ces méthodes permettent une bonne compensation en régime permanent, mais présentent de mauvaises performances en dynamique. Comme proposé dans [50], des modèles sont utilisés conjointement avec un observateur de courant pour compenser les chutes de tension à la fois en régime permanent et en réponse dynamique. Cependant, l'étude ne prend pas en compte la capacité parasite, qui peut avoir un impact considérable sur les chutes de tension [36]. D'autre part, les observateurs de perturbations avancés ou le contrôle répétitif, qui ne sont pas uniquement basés sur des modèles, peuvent compenser précisément en régime permanent, mais pas en dynamique.

De par sa simplicité, la méthode de compensation par valeur moyenne est ici étudiée comme un exemple possible de compensation des temps morts. Elle permettra de valider que le modèle de chute de tension proposé peut être mis en œuvre simplement dans ces méthodes. La méthode implémentée se base en partie sur le formalisme établi dans les travaux [44, 45].

La méthode de compensation testée en simulation est présentée sur la Fig. 1.20. A partir de la mesure des courants de phase $i_{abc}(\theta)$ et de leurs polarités, les chutes de tension $\Delta V_{abco}(\theta)$ à compenser sont calculées par la formule (1.20) établie précédemment. A partir de la valeur de ces chutes de tension, une valeur est ajoutée au rapport cyclique de commande de la phase concernée. Le but est d'ajuster la durée de conduction des semi-conducteurs afin de compenser en moyenne sur la période de découpage l'effet de la chute de tension. Nous définissons la tension à compenser $V_{compens}$ et la durée de conduction des transistors à ajouter $T_{compens}$. A titre d'exemple, nous considérons dans un premier temps les temps morts et les délais à la commutation uniquement. La chute de tension est définie comme (1.12). La tension à compenser est directement donnée par ce terme :

$$V_{a,compens} = -\Delta V_{ao}(\theta) = \Delta V_{ao}^{DT+sw} = -\frac{T_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_{sw}} \cdot V_{DC} \cdot \text{sign}(i_a) \quad (1.34)$$

Les temps morts imposent une chute de tension de durée $T_{dead} + t_{on} - t_{off}$ et de valeur V_{DC} . L'ajustement de la durée de conduction des transistors permet de compenser cette chute de tension. On cherche dans l'idéal à annuler complètement cette chute de tension. Il faut appliquer

$$T_{compens} = -(T_{dead} + t_{on} - t_{off}) \cdot \text{sign}(i_a) \quad (1.35)$$

La valeur à retrancher au rapport cyclique est donc exprimée dans cet exemple par

$$\alpha_{a,compens}(\theta) = \frac{T_{compens}}{T_{sw}} = \frac{T_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_{sw}} \cdot \text{sign}(i_a) \quad (1.36)$$

1.3.6 Validation par simulation de la méthode de compensation

Pour valider la stratégie de compensation des temps morts en simulation, une machine et un convertisseur sont simulés. Les paramètres sont donnés en Tab. 1.4. Afin de bien montrer l'effet du schéma de compensation, des temps morts exagérés sont introduits.

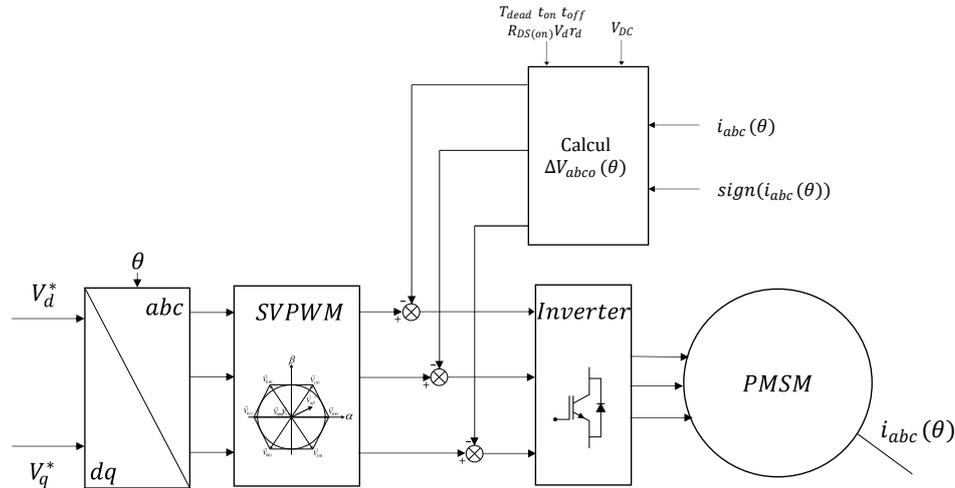


FIGURE 1.20 – Méthode de compensation des chutes de tension mise en place en simulation

TABLE 1.4 – Paramètres de l'onduleur et de la machine simulés.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension d'entrée	V_{in}	60V
Tension nominale moteur	V	60V
Fréquence de découpage	f_{sw}	25kHz
Nombre de paires de pôles	p	4
Inductance des enroulements statorique	L_s	10μH
Résistance des enroulements statorique	R_s	5mΩ
Flux total des aimants vu par la stator	ϕ_f	$9,5 \cdot 10^{-3}$ Wb
Temps morts	T_{dead}	4 μs
Résistance à l'état passant	R_{DS}^{on}	1,3 mΩ
Tension de seuil de la diode	V_{do}	0,8
Résistance à l'état passant de la diode	r_d	2 mΩ
Consigne de vitesse	ω^*	3500 rpm
Couple de charge maximal appliqué à la machine	Γ_{ch}	2,7 Nm

Les résultats obtenus par simulation avec et sans l'algorithme de compensation sont présentés en Fig. 1.21. Sur cette figure, les courants après transformée de Clarke i_α et i_β sont représentés temporellement ainsi que dans le plan $\alpha\beta$. Les sous figures 1.21a et 1.21b où la compensation n'est pas active sont donc comparées aux sous figures 1.21c et 1.21d dans les mêmes conditions, mais avec compensation des chutes de tensions. Une très nette réduction des oscillations basses fréquences sont visibles. Les formes d'ondes sont bien améliorées, notamment grâce à la compensation des temps morts qui sont les principales sources de chute de tension dans ce cas de simulation. Pour pouvoir quantifier les performances de ces algorithmes, une transformée de Fourier rapide (FFT) est réalisée sur les courants triphasés. Leurs spectres harmoniques sont représentés en Fig. 1.22. Sur cette figure, il est clairement visible que les harmoniques en basses fréquences impaires de rang 5, 7, 11 et 13 ont été fortement réduits. Il est montré que dans les conditions avec lesquelles les paramètres sont bien connus, ces harmoniques sont compensés à une valeur quasi nulle. Il est néanmoins important de rappeler que les performances de ces algorithmes sont très dépendantes de la mesure du courant et de la détection de sa polarité. De plus, cette méthode se base sur la modification des temps d'application des vecteurs actifs. Il est donc nécessaire d'augmenter leurs durées lorsque la compensation est active. Il existe donc des points de fonctionnement où les algorithmes de compensation des temps morts ne peuvent plus être mis en place et ces verrous ne sont pas encore adressés par la littérature scientifique.

En conclusion, les algorithmes de compensation permettent de résoudre les comportements non-linéaires non désirés des onduleurs à deux niveaux de tension. Ces méthodes sont loin d'être parfaites, ne peuvent pas être appliquées pour toute la plage de fonctionnement de la machine et engendrent soit un coût, soit une demande en puissance de calcul supplémentaire.

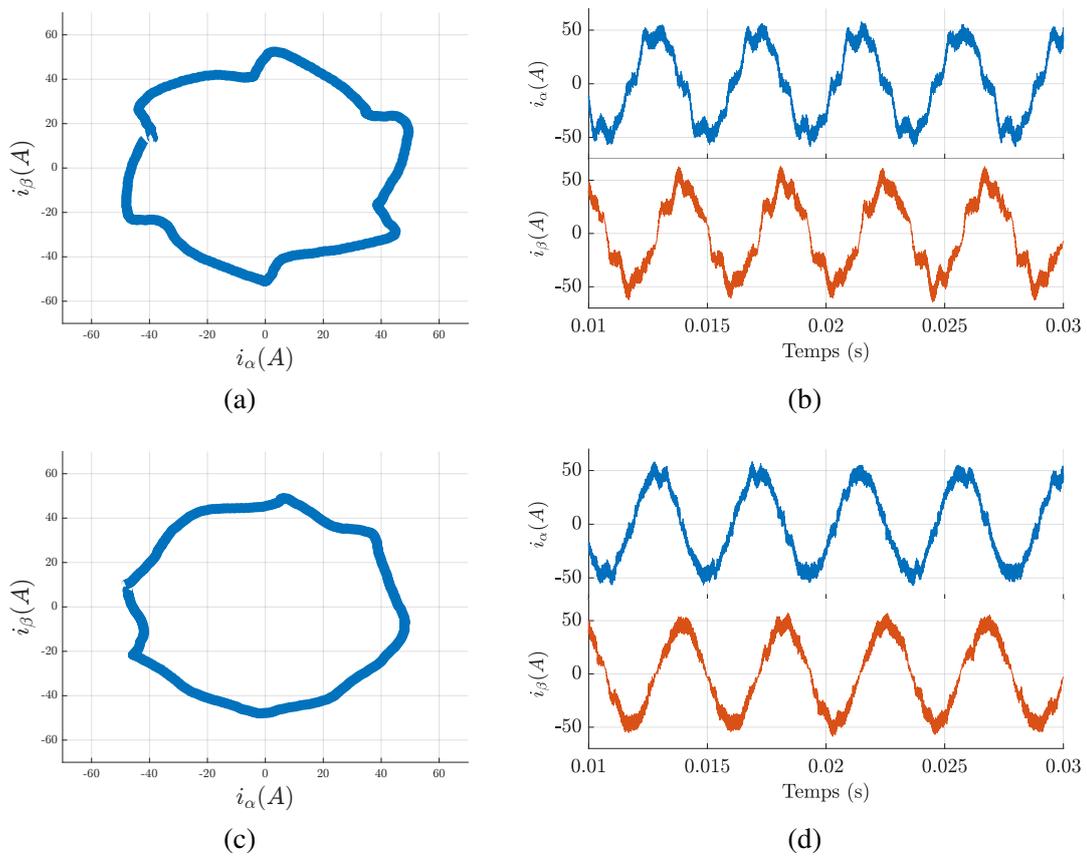


FIGURE 1.21 – Courant i_{alpha} et i_{beta} (a) - sans compensation dans le plan $alpha$ $beta$, (b)- temporels sans compensation, (c) - avec compensation dans le plan $alpha$ $beta$, (d) - temporels avec compensation

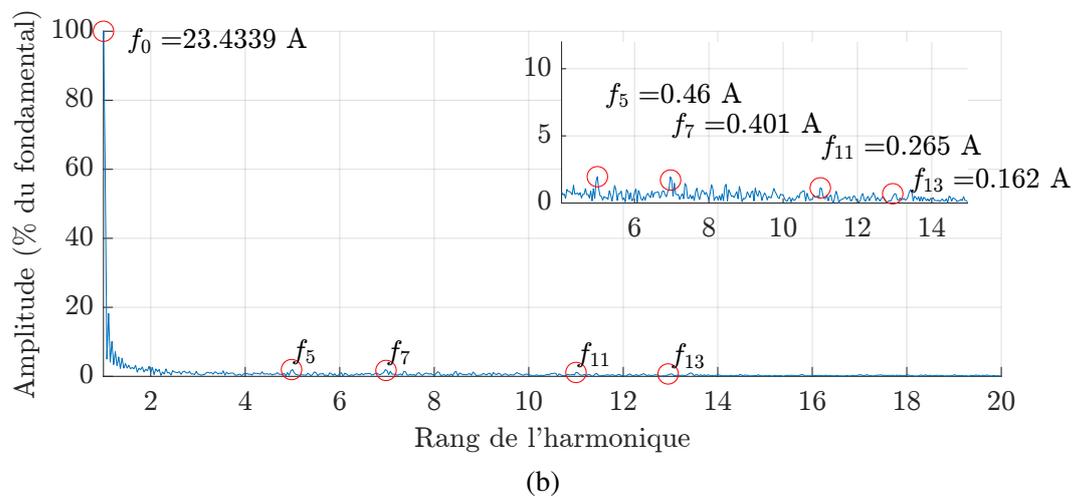
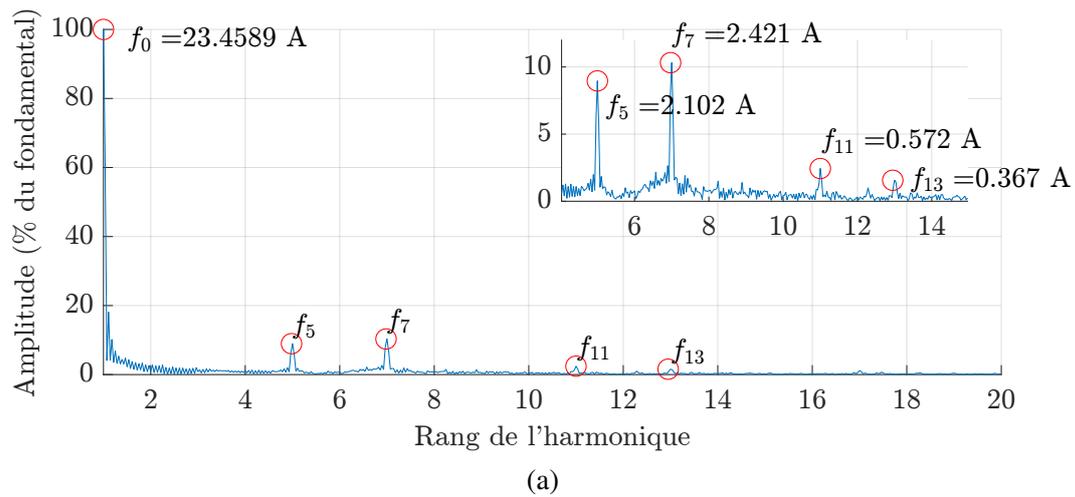


FIGURE 1.22 – Transformée de Fourier rapide du courant de phase i_a , (a) - sans compensation, (b) - avec compensation

1.4 Étude bibliographique des architectures existantes levant la limitation en tension des VSI

Nous avons introduit précédemment dans ce chapitre les différentes limitations que présentent les onduleurs à deux niveaux de tension. Dans les architectures de véhicules classiques, les fortes variations de la tension de bus ainsi que les chutes de tension sont des phénomènes subits pouvant limiter le nombre de points de fonctionnement atteignables par le moteur. De par leur maturité et leur simplicité de mise en œuvre, peu de convertisseurs démontrent suffisamment d'arguments pour remplacer le VSI dans le cadre de la traction électrique. Nous citerons, par exemple, les onduleurs à source de courant qui présentent un coût supérieur, ainsi que davantage de pertes par conduction et par commutation que le VSI pour des points de fonctionnement identiques [51-53]. Les onduleurs multi-niveaux présentent une tenue en tension inférieure par composant, un meilleur rendement, et de meilleures formes d'ondes en sortie d'onduleur [54-60]. Néanmoins, les véhicules électriques aujourd'hui présentent des tensions de bus continu d'un niveau maximal de 800V. La disponibilité de composants, y compris à base de SiC, présentant une tenue en tension de 1200V ne justifie donc pas le coût supplémentaire des onduleurs multi-niveaux. [61]. Ces deux types d'architectures ne seront donc pas abordés plus en détails.

1.4.1 Architectures avec association d'un étage DC-DC et d'un étage DC-AC

Interfaçage d'un convertisseur DC-DC Boost

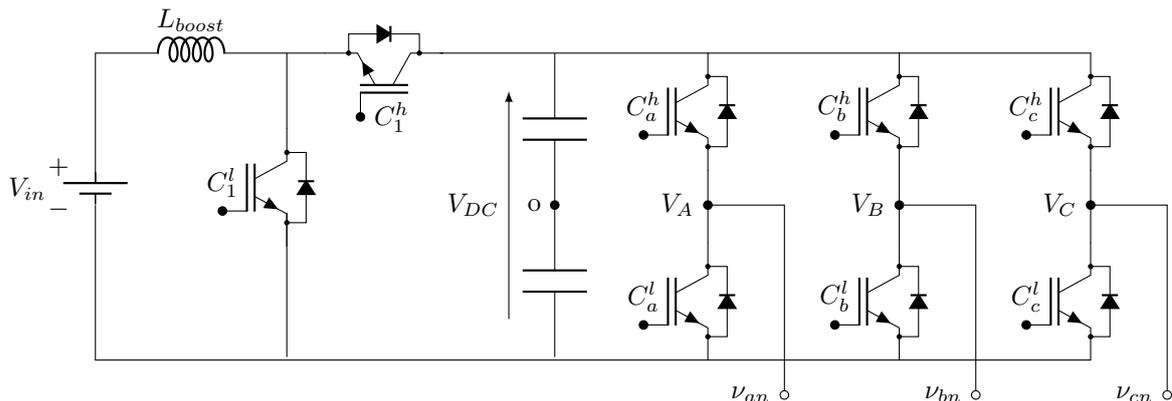


FIGURE 1.23 – Onduleur de tension triphasé deux niveaux en deux étages de conversion, avec un DC-DC Boost en amont

Le constructeur Toyota en particulier a pris le parti d'intégrer un convertisseur DC-DC Boost en amont de l'onduleur sur certains de ses véhicules électriques ou hybrides. L'association de cet étage DC-DC et d'un onduleur de traction est présentée sur la Fig. 1.23. Ce choix permet d'alimenter un moteur dimensionné pour une gamme de tension supérieure à celle de la batterie embarquée dans le véhicule. Dès le modèle de 2004, la Toyota Prius présente cette architecture incluant un DC-DC en amont de l'onduleur [7]. Les versions successives conserveront cette architecture, mais en améliorant l'intégration du convertisseur dans le même *packaging* afin de mettre en commun et de rendre plus efficace le circuit de refroidissement. Ils ont également pu introduire des composants à refroidissement à double-face, améliorant à nouveau le refroidissement des composants [62, 63]. L'évaluation proposée par Toyota [64] montre un gain en densité de puissance, un gain en rendement, et un plan couple-vitesse étendu avec le passage de la tension de bus de 500 à 650V permis grâce au DC-DC.

L'utilisation de ce second étage de conversion présente néanmoins des défauts. L'introduction des interrupteurs et des éléments passifs supplémentaires impacte tout de même le rendement et le volume global. Dans la littérature, la comparaison est souvent faite pour un VSI classique avec une batterie et une architecture comprenant un DC-DC avec une batterie délivrant un niveau de tension inférieure,

mais pouvant élever à la tension nominale. Ainsi, sur les points de fonctionnement à forte puissance, les deux onduleurs verront les mêmes pertes, mais il sera nécessaire d'ajouter les pertes du Boost. L'ajout du fonctionnement du DC - DC est désavantageux pour ces cas de figure. En contrepartie, sur les points à plus faible charge, la première architecture présente la nécessité de travailler à tension de batterie nominale. La seconde avec le DC-DC présente une tension de batterie inférieure et permet de réduire le niveau de tension de bus et donc de réduire les pertes. L'ajout d'un DC-DC serait profitable à bas régime plus qu'à haut régime. Il permet le travail à tension de bus constante et supérieure à la tension délivrée par la batterie. Le volume et le coût peuvent freiner l'adoption de ce genre de solution si l'application visée ne bénéficie pas clairement de l'avantage de l'élévation de tension. De plus, l'ajout de composants réduit la fiabilité du système de conversion en cas de défaillance des interrupteurs du Boost. Comme il est évoqué dans [17], les avantages de l'ajout d'un DC-DC ne sont pas clairement établis. Notamment [65], [66] et [67] concluent que l'utilisation d'un DC-DC supplémentaire n'est pas suffisant par rapport au coût et à la complexité ajoutée. Le gain dépendra des points du cycle de conduite utilisé par rapport aux capacités de la chaîne de traction. Néanmoins l'ajout de cette fonction d'élévation est véritablement la seule permettant de lever les limites des onduleurs de traction actuels. Si cette architecture n'est pas parfaite, elle présente suffisamment d'avantages pour en justifier l'implémentation dans l'industrie. Les résultats des constructeurs semblent montrer l'intérêt de l'utilisation de cette solution [7, 62, 63, 68, 69].

Interfaçage d'un convertisseur DC-DC *Boost* entrelacé

Un autre exemple d'utilisation d'un étage d'élévation de la tension supplémentaire peut également être trouvé à nouveau chez le constructeur Toyota. Il s'agit de la Toyota Mirai qui fait usage d'un convertisseur DC-DC Boost entrelacé [70]. Cette structure fait partie des exemples d'implémentation industrielle d'association d'un onduleur et d'un étage DC-DC en amont. Cette architecture fait partie des architectures de référence de nos travaux et fera office de comparaison.

Le schéma d'un Boost entrelacé est présenté en Fig. 1.24 avec trois phases. Dans la Toyota Mirai, ce convertisseur est utilisé pour l'interfaçage avec une pile à combustible (PAC). Non seulement le niveau de tension délivré par une PAC est beaucoup plus fluctuant que celui d'une batterie, mais la durée de vie de la PAC est aussi beaucoup plus sensible aux niveaux d'ondulation haute fréquence du courant d'entrée [71]. Notons que le convertisseur implémenté dans la Toyota Mirai est un Boost entrelacé présentant quatre phases. Le principal avantage d'augmenter le nombre de phases réside dans la réduction du niveau de *ripple* du courant d'entrée. Cette étude est par exemple faite dans [72]. La normalisation du niveau d'ondulation de courant et leur évolution en fonction du rapport cyclique sont données en Fig. 1.25.

De plus, le courant vu par chaque bobine étant partagés entre ces dernières, et le volume étant approximativement proportionnel à l'énergie stockée dans ces inductances $E = \frac{1}{2}L_{boost}i_L^2$, il est possible d'augmenter la valeur de l'inductance à iso-volume. Ce convertisseur présente également une bonne fiabilité, car en cas de défaillance d'une des phases, le circuit peut toujours effectuer l'élévation de la tension de bus. L'inconvénient majeur de cette structure réside dans son coût, et son utilisation dans les véhicules n'est justifiée que pour les applications pile à combustible.

1.4.2 Les onduleurs multi-sources

L'onduleur multi-source est un exemple de convertisseur tirant parti de l'ajout d'un étage DC-DC en amont de l'onduleur. Cette structure permet l'interfaçage de plusieurs sources de tension présentant des niveaux de tension différents, dont l'utilisation est adaptée au profil de charge de la machine. Il a d'abord été proposé dans [73], puis dans [74-76] où on retrouve un onduleur qui se base sur les architectures des onduleurs multi-niveaux comme le NPC ou le T-Type NPC. Cet onduleur, présenté en Fig. 1.26 a la particularité de pouvoir connecter deux sources de tension continue différentes. L'onduleur peut

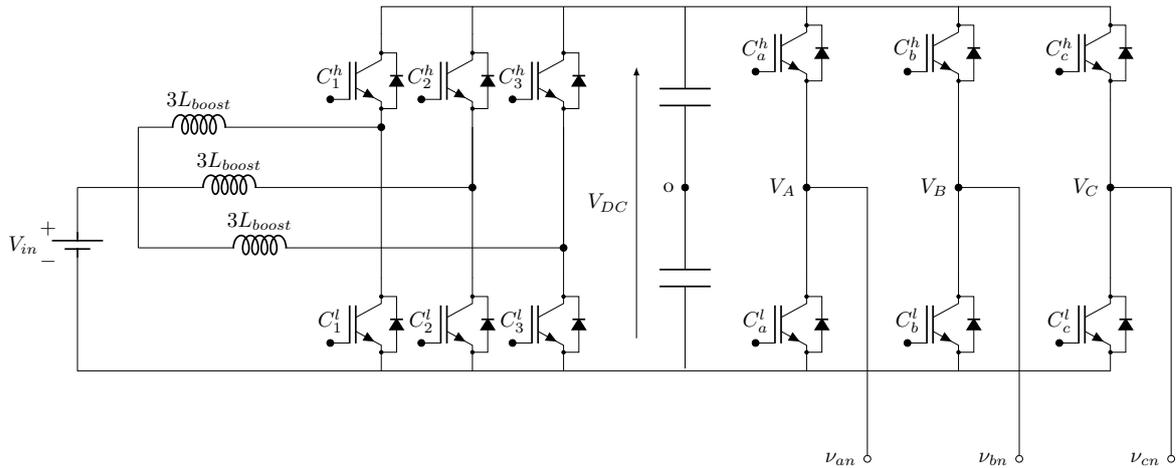


FIGURE 1.24 – Onduleur de tension triphasé deux niveaux en deux étages de conversion, avec un DC-DC Boost entrelacé trois-phases en amont

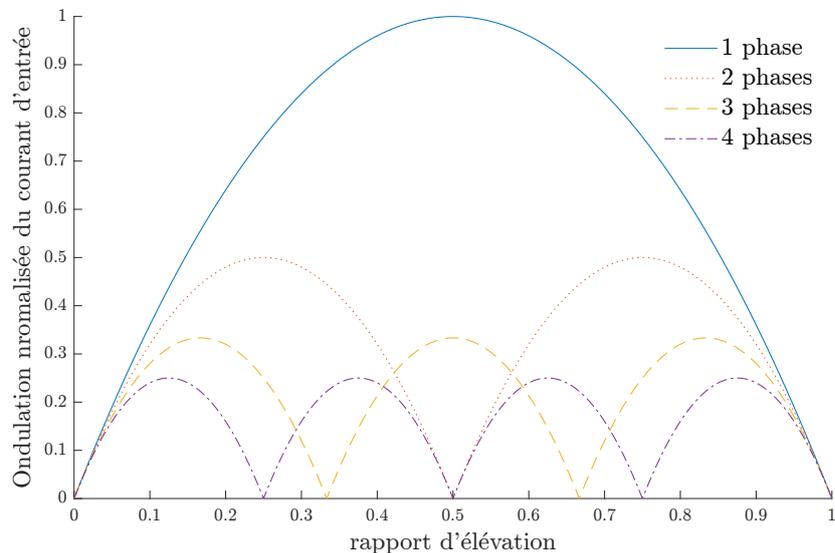


FIGURE 1.25 – Évolution de l'ondulation du courant d'entrée du Boost entrelacé en fonction du rapport cyclique pour différents nombres de phases. À partir de [72]

alors fonctionner à partir de l'une des deux sources. La tension alternative en sortie aura un niveau dépendant de la source 1, de la source 2 ou de la différence des deux. Cette architecture permet d'obtenir la même caractéristique couple vitesse que l'onduleur et son DC-DC en amont, mais permet d'obtenir un meilleur rendement de fonctionnement à bas régime. D'autres topologies d'onduleurs multi-sources "modulaires" ont également vu le jour dans [77]. Ces topologies ne permettent pas d'élever la tension d'entrée et nécessitent toujours la présence d'un DC-DC, mais permettent une utilisation plus efficace de convertisseur statique, notamment pour les régimes en basses vitesses. Ils permettent d'imaginer l'interfaçage de différentes sources de tension comme les super-condensateurs ou les piles à combustible. Cela présente des perspectives intéressantes pour réduire les contraintes sur ces sources de tension en facilitant leur interfaçage grâce à cette topologie. Néanmoins, la gestion d'énergie entre les différentes sources reste un défi à adresser pour ces architectures nécessitant un contrôle adéquat.

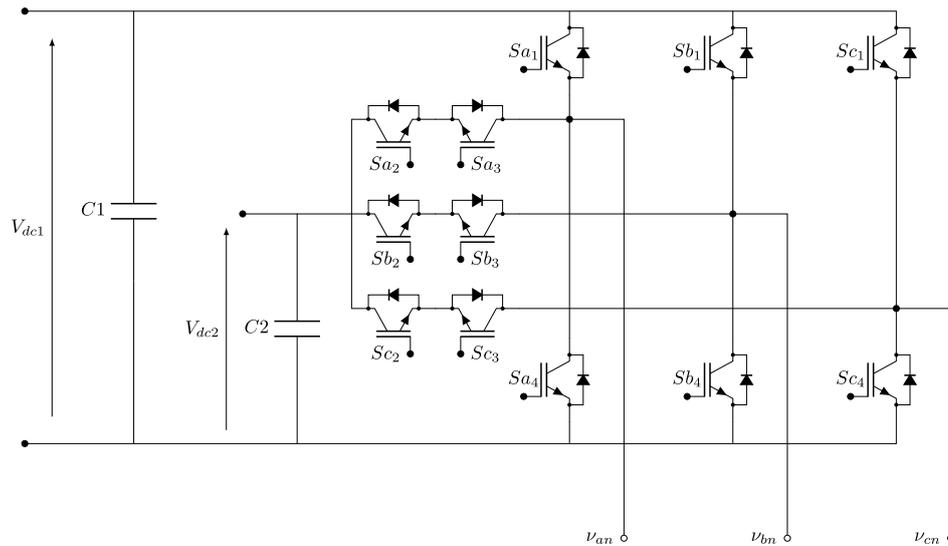


FIGURE 1.26 – Onduleur multisource basé sur la topologie d'un T-Type

1.4.3 Architectures d'onduleurs élévateurs en un étage de conversion

L'ajout de la fonctionnalité de l'élévation de la tension de bus DC semble présenter de réels avantages dans certaines applications. L'ajout du second étage de conversion présente néanmoins des inconvénients de coût, de volume et de fiabilité. De plus, l'utilisation d'un second boîtier d'électronique nécessite d'étudier son intégration physique et son refroidissement. Dans la suite de nos travaux, nous nous intéresserons aux topologies d'onduleurs dont la structure intègre une fonction d'élévation de la tension de bus, sans passer explicitement par un second étage de conversion, et qui conviennent aux applications de traction.

C'est par exemple l'architecture étudiée dans [78, 79]. Cette architecture cherche à alimenter la machine par le neutre de la machine électrique. Ce faisant, et par le contrôle de l'homopolaire, une élévation régulée de la tension de bus est obtenue. Cette élévation est cependant liée au pilotage de la machine. De plus, l'accès au neutre des machines de traction est aujourd'hui inaccessible et nécessiterait une adaptation de la machine pilotée. Pour ces raisons, nous ne considérerons pas ces architectures dans ce manuscrit.

Les onduleurs à source impédante

Des topologies innovantes proposant l'élévation de la tension d'alimentation en un seul étage de conversion ont fait leur apparition dès 2003 avec les onduleurs à sources impédantes (Z-source) présentés en Fig. 1.27 [9]. Ces architectures proposent un réseau d'impédances constitué de deux bobines et deux condensateurs en amont d'onduleur, qui, lors des instants de *court-circuit* d'un bras de l'onduleur, peuvent permettre d'obtenir une fonction d'élévation de la tension d'alimentation. Ainsi, l'étage d'élévation de la tension est directement intégré au fonctionnement au schéma de commande PWM de l'onduleur. Ces topologies ajoutent néanmoins de nouveaux éléments passifs pouvant être volumineux. De plus, leur mise en œuvre s'avère plus complexe qu'une architecture à deux niveaux classique. Ces architectures souffrent également d'un pilotage non conventionnel, plus délicat à mettre en œuvre. De nombreuses topologies, modulations et contrôles ont vu le jour pour rendre ces architectures à sources impédantes plus compétitives, que ce soit des modifications de topologie, de modulation ou des stratégies de contrôle. En effet, le pilotage de ces topologies nécessite l'insertion intelligente d'états de *courts-circuits* dans le schéma PWM afin de pouvoir contrôler le facteur d'élévation obtenu sur la tension V_{DC} . Ainsi, si une élévation de la tension de bus est nécessaire,

les instants de *courts-circuits* seront introduits dans le schéma PWM. Si aucune élévation de la tension de bus n'est nécessaire, l'onduleur peut être piloté avec les schémas de PWM classiques.

L'onduleur à Z-source a souvent été comparé à une topologie classique d'onduleur [80]. Une seconde topologie répandue d'onduleur à source impédante est présentée en Fig. 1.28. Il s'agit de l'onduleur quasi-Z-source [81]. L'avantage du quasi-Z-source, dans le contexte des applications de traction électrique, réside dans sa capacité à fournir un courant d'entrée continu. À noter que, pour avoir une architecture bidirectionnelle en puissance, et donc pour pouvoir fonctionner en mode générateur et moteur, il est nécessaire de remplacer les diodes d'entrée sur les figures Fig. 1.27 et Fig. 1.28 par des transistors bidirectionnels. L'onduleur quasi-Z-source est comparé au VSI dans [82] sur la base de critères comme l'énergie stockée dans les passifs et donc le volume et le coût des éléments passifs introduits. Les efforts de recherche actuels concernant les onduleurs à source impédante portent principalement sur les améliorations topologiques [83-87], et sur les modulations de ces architectures [88-90]. Les principaux défauts présents pour ces architectures sont le nombre d'éléments passifs introduits, le coût, le courant d'entrée découpé pour le ZSI et la nécessité de surélever la tension de bus davantage qu'avec l'utilisation d'un Boost classique. Cela impacte le calibre en tension des interrupteurs utilisés pouvant entraîner une augmentation du prix du convertisseur.

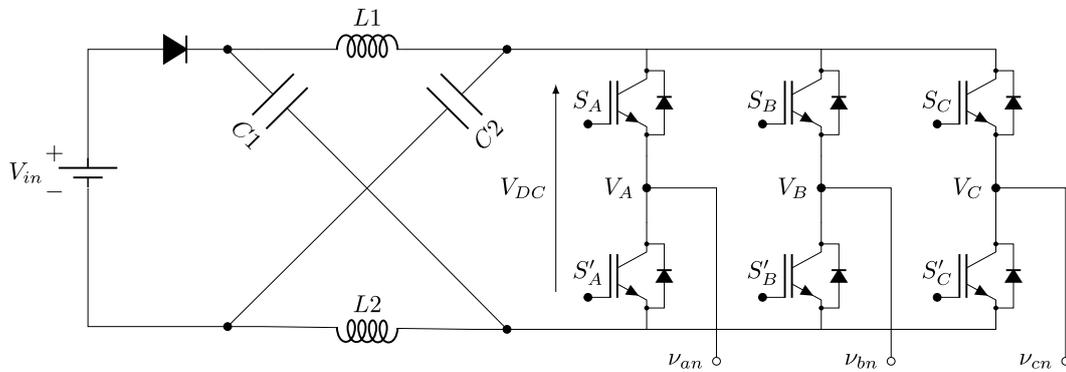


FIGURE 1.27 – Onduleur à source impédante (ZSI) [9]

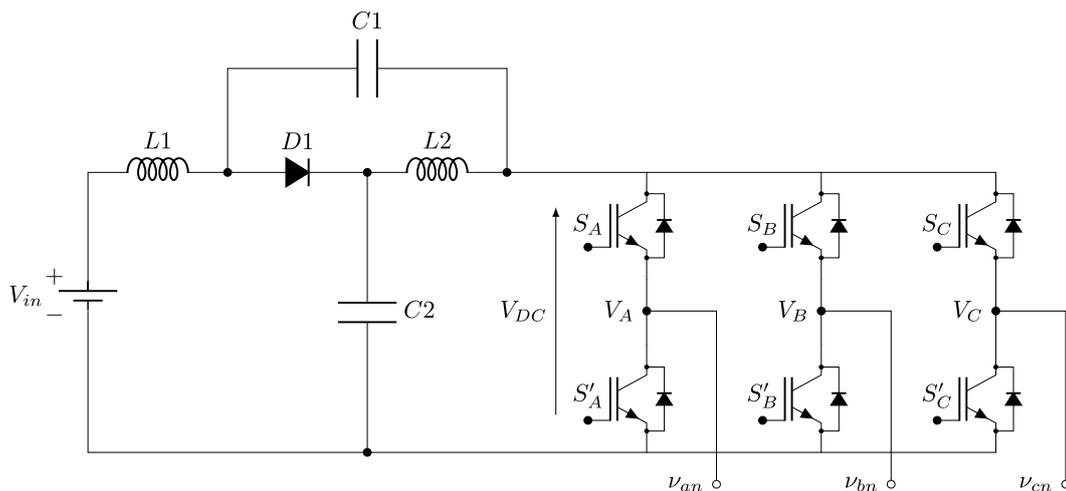


FIGURE 1.28 – Onduleur Quasi-Z-source (QZSI) [91]

1.5 Conclusion du Chapitre 1

Ce chapitre a permis d'introduire un certain nombre de contraintes liées à l'onduleur de tension à deux niveaux pour l'application de la traction électrique. Cette topologie est extrêmement mature et

massivement utilisée dans l'industrie. Cependant, son interfaçage direct avec la batterie via de larges capacités de lissage du bus continu présente certains défauts. En effet, la tension de bus délivrée par la batterie a tendance à diminuer de manière non négligeable en fonction de son état de charge et lors de forte dynamique de charge. Cela peut avoir pour conséquence de limiter fortement la caractéristique du plan couple-vitesse de la machine, et donc sa puissance maximale atteignable. De plus, ces architectures possèdent des effets parasites qui introduisent des non-linéarités supplémentaires non désirées. Les temps morts, par exemple, sont à l'origine de fortes distorsions sur les courants de phase ainsi que de chutes de tension sur les tensions de sortie de l'onduleur qui peuvent à leur tour limiter le niveau des tensions entre-phases.

Une partie de nos travaux s'est consacrée à apporter une modélisation des chutes de tension, en prenant en compte de manière globale les paramètres qui ont le plus d'impact, qui sont souvent étudiés individuellement dans la littérature. Cette modélisation fine des chutes de tension est ensuite étudiée dans le domaine fréquentiel permettant une estimation analytique rapide et fidèle des chutes de tension ainsi que des distorsions qu'elles introduisent. Une validation dans la totalité du plan $i_{d}i_{q}$ à une vitesse donnée montre que le modèle est fidèle pour la quasi-totalité des points de fonctionnement atteignables et non pas seulement le long des trajectoires optimales. Un constat est également tiré sur les méthodes de compensation actuellement proposées dans la littérature. Ces méthodes peuvent être simples, mais présentent des performances non optimales, ou bien offrir de très bonnes performances de compensation, mais au prix d'une utilisation élevée de ressources et d'une complexité accrue. D'autre part, la compensation se base sur l'augmentation des durées d'application des vecteurs actifs. Par conséquent, lors des phases d'approche de la limitation en tension des machines, il semble difficilement envisageable de pouvoir compenser ces phénomènes.

A la fin de ce chapitre, nous avons retracé quelques topologies alternatives qui pourraient remplacer le VSI à deux niveaux de tension classique. La première topologie concerne l'utilisation d'un second étage de conversion DC-DC Boost en amont de l'onduleur, comme cela est observé dans certains véhicules industriels. L'introduction de ce second étage permet d'élargir la caractéristique couple-vitesse de la machine et de résoudre la variation de tension rencontrée. Cependant, l'utilisation du second étage de conversion présente plusieurs inconvénients comme le rendement, la fiabilité, la gestion du refroidissement et l'intégration physique du convertisseur DC-DC dans le système. Le refroidissement de ce convertisseur doit être pris en compte. Par conséquent, un effort particulier doit se porter sur l'intégration physique du DC-DC dans le système. Dans la littérature, des onduleurs élévateurs en un étage de conversion ont été introduits dans les deux dernières décennies. Ces architectures d'onduleur, à source impédante par exemple, cumulent la fonction de l'onduleur en proposant une élévation de la tension de bus inhérente. Ce genre de système présente donc un potentiel intéressant pour utiliser la fonction élévatrice du DC-DC sans passer par un second étage de conversion supplémentaire. Néanmoins, l'ajout d'éléments passifs volumineux, la complexité de la mise en œuvre et du contrôle freinent leur adoption dans l'industrie. Le chapitre suivant traitera d'autres architectures d'onduleurs élévateurs en un étage de conversion pour la traction automobile.

Chapitre 2

Analyse des limitations de l'onduleur à *Split Source* et proposition d'une topologie pour les lever

Dans le chapitre précédent, il est vu que l'introduction d'une fonction d'élévation de la tension de bus permet de s'affranchir de toutes chutes de tension qui seraient autrement subies par la chaîne de traction. L'introduction de ce nouveau degré de liberté sur la tension de bus est testé industriellement par l'ajout d'un second étage de conversion DC-DC. Il a été montré qu'il existe des architectures présentant une fonction d'élévation de la tension de bus en un seul étage de conversion. Elles pourraient permettre de répondre aux contraintes de volume, d'efficacité et de fiabilité par rapport à l'interfaçage d'un DC-DC en amont d'un VSI. Deux exemples ont été cités : l'onduleur à Z-source ainsi que l'alimentation de l'onduleur par le neutre de la machine. Pour le premier, l'utilisation des nombreux passifs et leurs volumes associés, ainsi que la surélévation de la tension de bus contraignant les calibres en tension des semi-conducteurs et donc leur coût ont refréné leurs adoptions dans les applications industrielles de traction. Pour le second, l'accès au neutre de la machine n'est pas toujours accessible, de plus, la fonction d'élévation est réalisée directement par les enroulements de la machine, et cela peut présenter un effet sur le pilotage de cette dernière si la fonction d'élévation est trop sollicitée. Ces structures n'en restent pas moins intéressantes et présentent une forte dynamique dans la littérature scientifique pour les rendre compétitives faces aux solutions élévatrices usuelles.

Plus récemment, une nouvelle topologie mono-étage de conversion attrayante appelée l'onduleur à *Split Source* (SSI) a été proposée [92]. Ce convertisseur présente une mise en œuvre plus simple, avec une compatibilité aux modulations classiques, contrairement à la première version du ZSI. De plus, à première vue le convertisseur ajoute moins de composants et d'éléments passifs. De plus, si de nombreuses architectures dérivées du ZSI ont vu le jour, le SSI reste encore très peu exploré scientifiquement. Ce chapitre, s'appuyant sur l'ensemble des travaux existants sur le SSI depuis sa première proposition, présente une étude approfondie de cette topologie. Il sera démontré que le SSI dans sa forme la plus simple présente plusieurs défis pour son application à la traction électrique. En se basant sur la compréhension développée de cette architecture et sur quelques travaux de la littérature, une amélioration de la structure classique du SSI sera explorée et proposée afin de la rendre compatible avec l'application visée.

2.1 État de l'art sur les architectures à *Split Source*

L'onduleur à source divisée (SSI) a été présenté pour la première fois dans [93], en tant que topologie monophasée pour les applications photovoltaïques connectées au réseau. Une version triphasée de cette topologie est ensuite proposée dans [92] et présentée en Fig. 2.1. Cette dernière est également considérée comme un bon candidat pour les applications renouvelables [63]. Le SSI utilise une bobine

et trois diodes d'entrée pour réaliser l'élévation de la tension du bus continu. Les principaux avantages du SSI peuvent donc être résumés comme indiqués dans [92] :

1. Le courant d'entrée inductif est par définition toujours continu ;
2. Les contraintes en tension sont inférieures au ZSI pour de fort facteurs d'élévation ;
3. Le SSI peut être utilisé avec les modulations usuelles.

Les inconvénients sont donnés par :

1. Les temps morts sont toujours nécessaires ;
2. Distribution inégale des calibres en courant des interrupteurs ;
3. Ces contraintes en courant se déséquilibrent davantage avec l'élévation de la tension de bus.

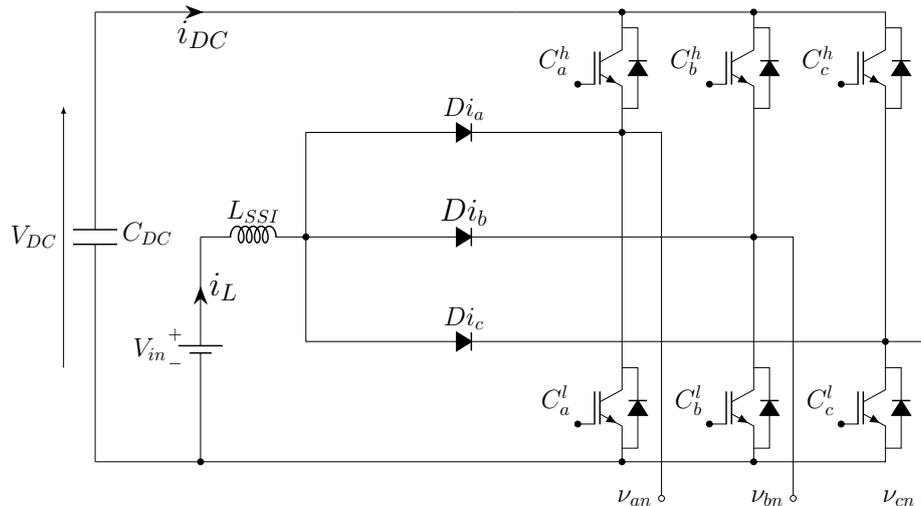


FIGURE 2.1 – Onduleur *Split Source* triphasé. Proposé dans [92].

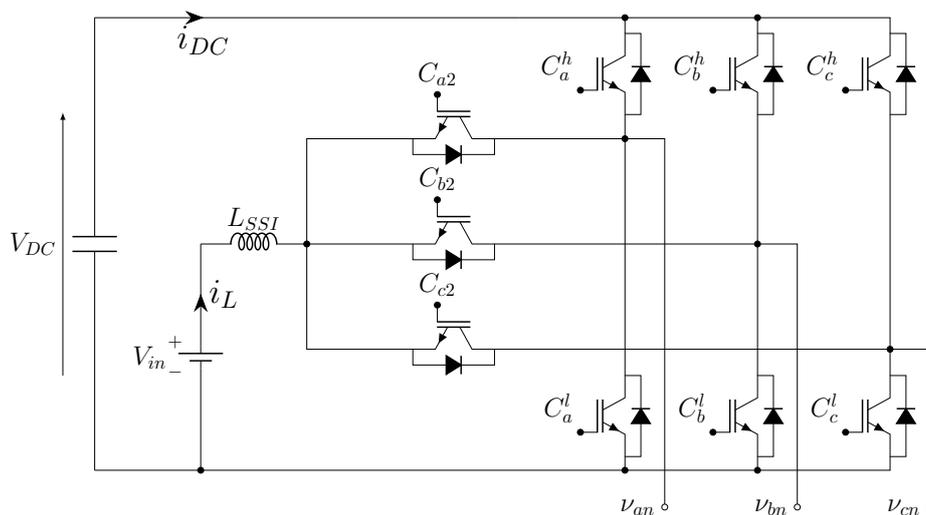


FIGURE 2.2 – Onduleur *Split Source* amélioré (ISSI). Circuit présenté dans [94].

De nombreuses études ont été réalisées pour améliorer cette topologie. Dans [95], les auteurs proposent une connexion alternative de la source au côté positif du bus continu avec l'utilisation de diodes à cathode commune pour réduire la taille du convertisseur. Dans [94], les diodes sont remplacées par des interrupteurs en mode de redressement synchrone. La topologie présente alors une bidirectionnalité en courant. Cette topologie est dénommée *Improved Split Source Inverter* (ISSI) et est présentée en Fig.

2.2. Dans [96] et [97], une autre configuration est proposée. L'idée est d'incorporer un interrupteur dans une branche de l'onduleur pour produire le même effet et réduire efficacement le nombre de composants du SSI. Cependant, cette solution présente une distribution très inégale du courant entre les interrupteurs. Cela revient à imposer le stress, partagé entre les trois diodes dans le SSI, à un seul bras de l'onduleur : pour mettre en œuvre ce genre de topologie, il serait nécessaire de surdimensionner une phase par rapport aux deux autres. De plus, dans une version triphasée, cela reviendrait à limiter davantage les instants de recharge de la tension du bus continu, car une seule phase serait disponible. D'autres variantes de l'onduleur à *split source* ont été proposées pour les topologies à trois niveaux [98, 99] avec la configuration diodes clampées ou capacités flottantes. Un autre fonctionnement multiniveaux du SSI a également été proposé dans [100] ou dans [101] avec un fonctionnement en cascade des SSI. L'adoption de topologies multiniveaux pour les applications automobiles est encore limitée en raison des exigences de volume plus élevées des éléments passifs et de coûts.

Le SSI est majoritairement proposé comme architecture pour interfaçage de sources d'énergies renouvelables. De par son fonctionnement, le SSI génère une tension de mode commun différente et plus élevée qu'un onduleur classique. Ces tensions de mode commun peuvent engendrer des courants de fuites à la terre aux bornes d'une cellule photovoltaïque par exemple, qui pourrait endommager les cellules. Dans une application de traction, ces courants peuvent engendrer un vieillissement prématuré des roulements. Les auteurs de [102, 103] étudient la tension de mode commun et la circulation générée dans le SSI et proposent une nouvelle modulation pour résoudre ce problème. Cette tension de mode commun reste encore peu étudiée et constitue un potentiel inconvénient de la structure à *split source*.

L'un des aspects essentiels du SSI est que le facteur d'élévation de la tension de bus obtenu dépend de la modulation. Dans l'idéal, le convertisseur devrait être capable de piloter indépendamment sa charge AC et de réaliser sa fonction d'élévation DC-DC sans impacter l'une ou l'autre. En réalité le SSI présente un couplage entre ces deux fonctions, inhérent à son principe de fonctionnement. Dans [104], un schéma de modulation a été adopté comme un moyen de découpler le facteur Boost du côté DC du côté AC, permettant ainsi de contrôler chacun indépendamment.

Toutes les topologies SSI proposées souffrent d'un faible ratio d'utilisation de la tension du bus continu. D'autres structures ont été proposées avec une configuration alternative du côté DC avec une inductance couplée supplémentaire ou d'autres cellules d'amplification à gain élevé afin d'augmenter le facteur d'amplification [105-109]. Cependant, l'augmentation des facteurs d'amplification aggrave davantage le problème du ratio d'utilisation du bus DC. Cela entraîne des contraintes de tension plus élevées, incitant les concepteurs à choisir des interrupteurs avec un calibre en tension supérieur, ce qui augmente indéniablement le coût du convertisseur. Les auteurs de [110] proposent une analyse complète de cette limitation inhérente ainsi qu'une topologie appelée onduleur à source séparée active pour résoudre le problème. Cette topologie n'a été proposée qu'en monophasé et pour des applications photovoltaïques.

Plus récemment, des configurations à *split source* sont apparues avec des sorties multiples [111] ou un interfaçage de différentes sources de tension [112]. Néanmoins, ces architectures se basent sur le SSI classique et sont donc limitées dans leur choix du niveau d'élévation en fonction du point de fonctionnement de la charge. Il semble que cela limite les possibilités pour interfacier des sources de tension entre elles.

Très peu d'études ont été réalisées sur l'adoption du SSI pour les applications de traction des véhicules électriques. Les auteurs de [113, 114] ont proposé l'adoption du SSI avec un onduleur à neuf interrupteurs pour des moteurs à induction à six phases. La version multi-phasée du SSI étudiée dans [115] pourrait être intéressante en raison des nombreux avantages que les machines multi-phasées offrent pour les applications de traction. Cependant, dans les deux études, le point de fonctionnement est maintenu constant et le convertisseur proposé n'opère pas dans des conditions limitantes. En outre,

les topologies présentées dans la littérature proposent souvent de conserver l'utilisation des diodes d'entrée du SSI classique, ce qui rend les architectures unidirectionnelles en puissance. Cela n'est pas applicable aux applications de traction qui nécessitent un freinage par régénération.

2.2 Étude de l'onduleur à *Split Source* triphasé

2.2.1 Séquences de fonctionnement

TABLE 2.1 – États de l'onduleur à *split source*.

Vecteur	État des interrupteurs			État des diode			$V_{L_{SSI}}$
	S_a^h	S_b^h	S_c^h	D_{i_a}	D_{i_b}	D_{i_c}	
V_{000}	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	V_{in}
V_{100}	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	V_{in}
V_{110}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	V_{in}
V_{010}	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	V_{in}
V_{011}	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	V_{in}
V_{001}	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	V_{in}
V_{111}	ON	ON	ON	ON	ON	ON	$V_{in} - V_{DC}$

Le SSI présente différents cas de fonctionnement qui seront étudiés sous hypothèse d'une conduction continue dans l'inductance L_{SSI} . Comme évoqué précédemment, le SSI peut être utilisé avec un schéma PWM classique. Le SSI présente donc les huit mêmes états que le VSI. Deux états zéro avec l'application des vecteurs 0 et 7, V_{000} et V_{111} , et six états actifs 1 à 6. Pour le vecteur V_{000} , les trois interrupteurs inférieurs des bras onduleur sont passants. Les trois diodes du SSI deviennent passantes. Les courant d'entrée inductif i_L sera partagé entre les trois branches. Cet état sera un état de charge inductive. Pour le vecteur V_{111} , les trois interrupteurs supérieurs sont passants. Les trois diodes sont également passantes et la source de tension V_{in} est connectée au bus continu par l'intermédiaire de l'inductance. Cette dernière décharge l'énergie stockée dans le bus capacitif, qui a pour effet d'élever la tension de bus. Il s'agira en fait de l'unique état de décharge inductive du SSI. Ainsi, les états de SSI sont regroupés dans la Tab. 2.1, et tous ces états de conduction sont représentés sur la Fig. 2.3.

Pour chaque état actif, les diodes du SSI ne conduiront que lorsque l'interrupteur bas du bras associé à la diode conduit. En revanche, si l'interrupteur haut du bras auquel est connectée la diode au point milieu conduit, cette dernière verra une tension à ses bornes égale à la différence $V_{DC} - V_{in}$. Comme le SSI est une topologie élévatrice uniquement par définition, V_{DC} sera toujours supérieure à V_{in} en régime établi. La diode se bloquera due à sa tension de seuil. Pour tous les états actifs, au moins un interrupteur inférieur sera passant. Les diodes connectées aux interrupteurs haut seront donc bloquées et l'inductance sera en état de charge. Tandis que le bus capacitif alimentera la charge. L'application du vecteur V_{111} est donc bien le seul état permettant de recharger le bus continu.

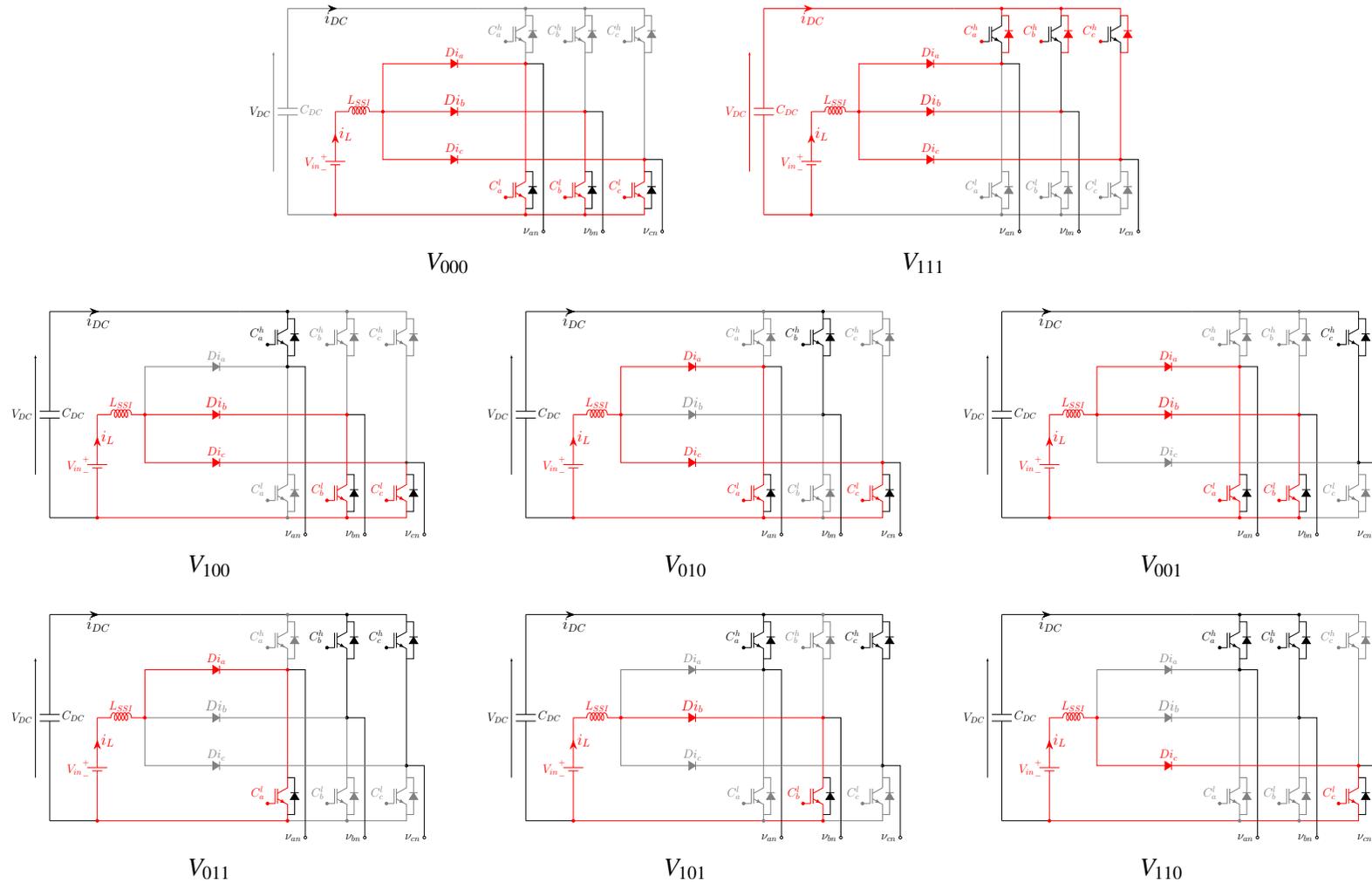


FIGURE 2.3 – Tous les cas de conduction de l'onduleur *Split source* en fonction du vecteur appliqué. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par le courant inductif i_L . En gris : semi-conducteurs à l'état bloqué imposé par sa commande à l'état zéro. En noir : semi-conducteurs passants traversés par le courant de phase

2.2.2 Modélisation et caractéristique statique

L'onduleur à *Split Source* possède deux fonctions. La première est la conversion DC-AC, tandis que la seconde fonction correspond à la conversion DC-DC entre la tension d'entrée et la tension de bus du convertisseur. La fonction d'élévation DC-DC du SSI peut être décrite de manière très semblable à celle d'un convertisseur Boost.

Définition du rapport d'élévation du SSI

Afin de modéliser la fonction d'élévation du SSI, il est possible de considérer un rapport cyclique d'élévation équivalent. Ce rapport d'élévation représente donc le ratio entre le temps de charge de l'inductance et la période de découpage. Il est appelé M_{DC} et exprimé par (2.1) :

$$M_{DC} = 1 - \frac{T_{111}}{T_{sw}} \quad (2.1)$$

Avec T_{sw} , la durée d'une période de découpage. La durée T_{111} représente, quant à elle, la durée d'application du vecteur état zéro V_{111} .

Quel que soit le secteur, c'est le rapport cyclique des phases α_{abc} qui est minimal sur la période PWM qui fixera la durée de l'état V_{111} . La durée d'application du vecteur V_{111} est donc graphiquement exprimée par l'enveloppe basse des trois rapports cycliques et est exprimée par l'équation (2.2) suivante :

$$\frac{T_{111}}{T_{sw}} = \min(\alpha_a, \alpha_b, \alpha_c) \quad (2.2)$$

Comme le SSI est compatible avec les modulations classiques, les MLI intersective et MLI vectorielle sont présentées en Fig. 2.4.

La durée T_{111}/T_{sw} correspond à l'enveloppe basse du rapport cyclique et est donc égale à $1 - M_{DC}$. Il est donc visible que le rapport d'élévation M_{DC} n'est pas constant en régime établi. En effet, dans le cas de ces modulations, le rapport d'élévation présentera des oscillations à trois fois la fréquence fondamentale pour la MLI intersective, et six fois la fréquence fondamentale pour la MLI vectorielle.

L'expression de M_{DC} dépend donc de la génération des tensions alternatives et donc de l'indice de modulation Mac, défini au chapitre 1 par l'équation (1.3) et représenté sur la Fig. 2.4b.

Lorsque la position électrique est définie par $\theta_e \in [0; \frac{2\pi}{3}]$. Le rapport cyclique minimal sur ce secteur est le rapport cyclique de la phase C. Le ratio M_{DC} est alors décrit mathématiquement dans le cas d'une SPWM par l'équation (2.3).

$$M_{DC}(\theta_e) = \frac{1}{2} \left(1 + M_{ac} \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (2.3)$$

De la même manière, M_{DC} est décrit, dans le cas d'une SVPWM, pour θ_e entre 0 et $\pi/3$ par (2.4)

$$M_{DC}(\theta_e) = \frac{1}{2} \left(1 - M_{ac} \cos \left(\theta_e - \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (2.4)$$

Dans le cas d'une SPWM, la valeur minimale de M_{DC} est atteinte pour une position électrique $\theta_e = 0$ et la valeur maximale pour $\theta_e = \frac{\pi}{3}$. Elles sont données par les équations suivantes (2.5) :

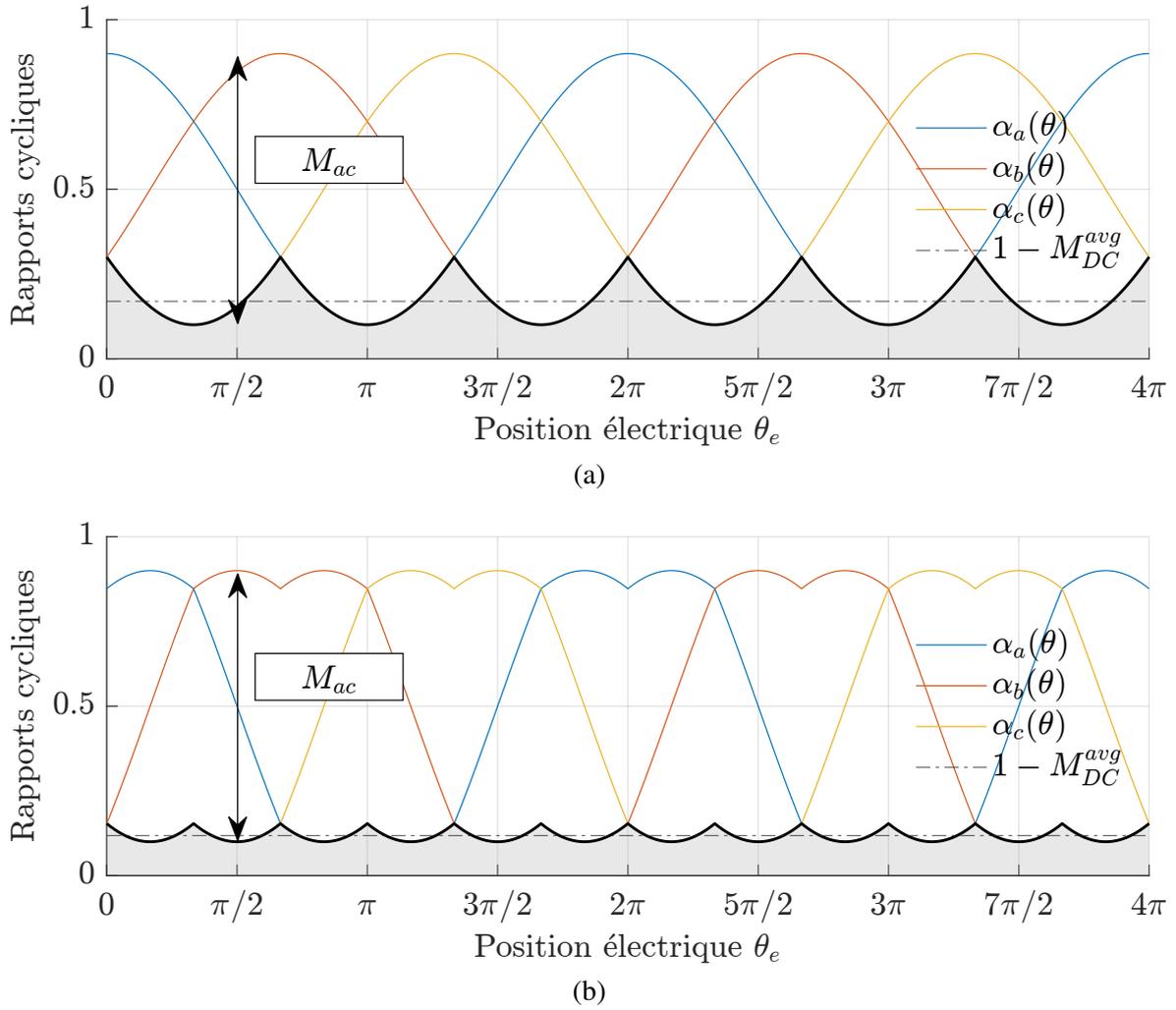


FIGURE 2.4 – Facteur d’élévation instantané $1 - M_{DC}$ (traits noirs continus) et moyen (traits pointillés) obtenue par le SSI modulé par : (a)-une SPWM, (b)-une SVPWM

$$M_{DC}^{max} = \frac{1}{2} + \frac{M_{ac}}{2} \quad M_{DC}^{min} = \frac{1}{2} + \frac{M_{ac}\sqrt{3}}{4} \quad (2.5)$$

Dans le cas d’une SVPWM, les valeurs minimale et maximale sont atteintes pour des positions électriques à $\theta_e = 0$ et $\theta_e = \frac{\pi}{6}$ respectivement. Elles sont données par les équations suivantes (2.6) :

$$M_{DC}^{max} = \frac{1}{2} + \frac{M_{ac}}{2} \quad M_{DC}^{min} = \frac{1}{2} + \frac{M_{ac}}{4} \quad (2.6)$$

Pour simplifier l’analyse et considérer le SSI de manière analogue à un circuit DC/DC Boost, on définit la valeur moyenne M_{DC}^{avg} comme rapport d’élévation équivalent. Dans le cas d’une SPWM, la valeur moyenne M_{DC}^{avg} est définie par l’équation (2.7) suivante :

$$M_{DC}^{avg} = 1 - \frac{3}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} M_{DC}(\theta_e) = \frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}M_{ac}}{4\pi} \quad (2.7)$$

Dans le cas de la SVPWM, la valeur moyenne M_{DC}^{avg} est définie par l’équation (2.8) suivante :

$$M_{DC}^{avg} = 1 - \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} M_{DC}(\theta_e) = \frac{1}{2} + \frac{3M_{ac}}{2\pi} \quad (2.8)$$

Modélisation du SSI

Afin de modéliser le SSI, nous choisirons comme variables d'état du modèle le courant i_L et la tension de bus V_{DC} . Les équations des variables d'état lors de la décharge inductive sont données par (2.9).

$$L_{SSI} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - r_L \cdot i_L - V_{DC} \quad C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = i_L \quad (2.9)$$

Avec r_L la résistance équivalente de l'inductance L_{SSI} et V_{in} la tension d'entrée. Pour tous les autres états de conduction, le courant inductif et la tension de bus sont décrits par l'équation (2.10).

$$L_{SSI} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - r_L \cdot i_L \quad C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = -i_{load} \quad (2.10)$$

Avec i_{load} le courant de charge absorbé par le moteur. Il est défini par l'équation (2.11) comme le courant de bus d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée à partir de ses simples commandes des interrupteurs hauts. Ces commandes de grilles sont dénommées C_a^h , C_b^h et C_c^h .

$$i_{load} = C_a^h \cdot i_a + C_b^h \cdot i_b + C_c^h \cdot i_c \quad (2.11)$$

Avec la valeur moyenne de i_{load} exprimée par bilan de puissance dans le cas d'une SPWM comme :

$$I_{load} = \frac{3}{4} M_{ac} I_{max} \cos(\phi) \quad (2.12)$$

Le modèle moyen, omettant les ondulations hautes fréquences ainsi que l'effet de découpage, notamment sur la commande M_{DC} , est représenté par le système (2.13) suivant :

$$\begin{cases} L_{SSI} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - r_L \cdot i_L - V_{DC} \cdot (1 - M_{DC}(\theta_e)) \\ C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = i_L \cdot (1 - M_{DC}(\theta_e)) - I_{load} \end{cases} \quad (2.13)$$

Dans le cas d'un convertisseur Boost, la charge est directement connectée aux condensateurs de sortie. Ici, dans le cas du SSI, la charge est connectée au condensateur de bus par le biais de l'onduleur. Le modèle considère donc que la fonction DC-DC d'élévation du SSI peut être modélisée exactement comme celle d'un convertisseur qui alimenterait une charge absorbant un courant moyen représenté par I_{load} .

La caractéristique statique peut être déduite en considérant que l'on est en régime permanent, à l'équilibre en négligeant la résistance interne de l'inductance.

Elle est exprimée par l'équation (2.14) :

$$\frac{V_{DC}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - M_{DC}} \quad (2.14)$$

Comme évoqué précédemment, la valeur instantanée de M_{DC} présentera des variations basses fréquences en fonction de la modulation utilisée. Le rapport d'élévation moyen en gain statique est plutôt

exprimé à partir de la valeur moyenne de ce rapport : M_{DC}^{avg} . Pour rappel, les expressions de rapport d'élévation moyen pour la SPWM et la SVPWM ont été définies par les équations (2.7) et (2.8).

Finalement, le gain statique du SSI associé à une MLI intersective est donné par (2.15)

$$\frac{V_{DC}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - M_{DC}^{avg}} = \frac{4\pi}{2\pi - 3\sqrt{3}M_{ac}} \quad (2.15)$$

Le gain statique du SSI modulé avec une MLI vectorielle est lui donné par l'équation (2.16) :

$$\frac{V_{DC}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - M_{DC}^{avg}} = \frac{2\pi}{\pi - 3M_{ac}} \quad (2.16)$$

Deux inconvénients sont clairement exprimés par ces équations. Le premier est que le niveau d'élévation de la tension de bus dépend directement du rapport cyclique M_{ac} . Cela revient à montrer que le point de fonctionnement de la machine définira le niveau d'élévation de la tension. En fait, cette élévation est passive, voire subie. Deuxièmement, ces gains statiques considèrent la valeur moyenne du rapport d'élévation. Les variations à basses fréquences décrites par l'enveloppe basse des rapports cycliques seront directement visibles sur la tension de bus obtenue. Bien que cela ne soit pas prohibitif dans le choix de la topologie en soi, cela montre que l'utilisation du SSI avec les modulations usuelles engendrera des variations de la tension de bus inhérente au principe de conversion. Afin de limiter l'impact de ces oscillations à basses fréquences, le concepteur devrait prendre en compte et augmenter les valeurs des éléments passifs du convertisseur. Cela implique l'augmentation du volume des condensateurs de bus continu et donc du convertisseur.

2.2.3 Modulation à largeur d'impulsion adaptée à l'onduleur *Split Source*

L'utilisation des diodes et leurs connexions aux points milieux des différents bras de l'onduleur permettent certes de bénéficier de la fonction d'élévation de la tension, mais cette dernière s'opère de manière totalement passive. Ainsi, le rapport d'élévation proposé est dépendant des conditions de la charge. Dans l'idéal, pour ne pas impacter la charge, il est préférable de la piloter avec une tension de bus DC la plus stable possible. Il apparaît donc, de manière évidente, que l'utilisation de ces modulations peut avoir un impact fort sur les fonctions réalisées par le convertisseur.

Dans [104], une modulation adaptée spécialement à l'onduleur à *Split source* a été proposée. L'idée se base sur le fait que le niveau d'élévation est dépendant de la durée des instants d'application du vecteur V_{111} . Pour la machine de traction, le ratio des temps d'application des vecteurs V_{111} ou V_{000} correspond au rapport cyclique homopolaire. Une variation de ce rapport cyclique n'implique, en modèle moyen, aucune modification sur les tensions AC alimentant la machine. L'idée est de jouer sur ce degré de liberté pour changer la durée d'application du vecteur V_{111} sans impacter la machine. En ajustant le rapport cyclique homopolaire, il est possible d'obtenir une valeur de M_{DC} constante. La modulation proposée est appelée, dans la littérature, une modulation vectorielle modifiée. Elle est identifiée comme la *Modified Space Vector Pulse Width Modulation* (MSVPWM). Une représentation graphique des rapports cycliques obtenus est présentée en Fig. 2.5.

L'utilisation de la SPWM ou la SVPWM introduisaient des variations à basses fréquences à $3\omega_1$ ou $6\omega_1$, faisant varier la tension de bus. Avec la MSVPWM, la valeur de T_{111} est fixée à une valeur constante. L'enveloppe basse des rapports cycliques est donc également constante, mais décalés de $1 - M_{DC}$. Les ondulations à basses fréquences engendrées par les modulations sont alors totalement annulées. Non seulement la tension de bus devient complètement constante pour tout point d'opération du convertisseur, mais en plus les dimensionnements des éléments passifs n'ont plus à prendre en compte les variations à basse fréquence de courant inductif et de tension de bus.

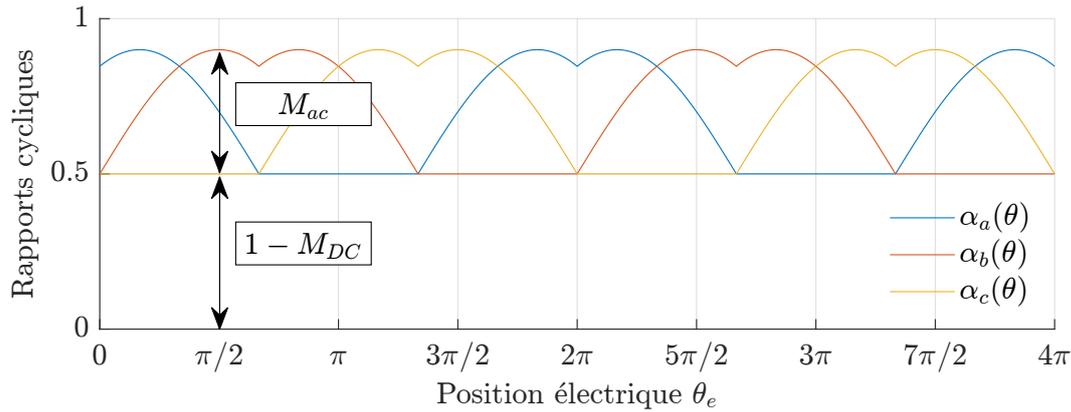


FIGURE 2.5 – MLI vectorielle modifiée proposée dans [104]

Le terme de compensation $1 - M_{DC}$ ajouté aux rapports cycliques permet de fixer la durée des états V_{111} . La durée de décharge inductive T_{111} devient donc réglable par ce terme de compensation. En ajustant cette valeur, il est donc possible de modifier le facteur d'élévation. Grâce à l'utilisation de cette modulation, pour la première fois, il devient possible de piloter la tension de bus du SSI indépendamment de la charge. En effet, l'indice de modulation M_{ac} fixera l'amplitude des rapports cycliques, et le terme de compensation, qui est calculé par $1 - M_{DC}$, est fixé indépendamment de la charge et influe directement sur l'élévation passive de la tension de bus. Un contrôle découplé de V_{DC} et de M_{ac} est implémenté dans la suite de [104].

Le facteur d'élévation de la tension de bus par rapport à sa tension d'entrée est toujours identique à celui présenté en (2.14). Tandis que pour la SPWM et SVPWM, la valeur moyenne de la durée T_{111} devrait être considérée, avec la MSPWM $M_{DC}^{avg} = M_{DC}$ valeur constante et choisie arbitrairement.

Ainsi, cette modulation permet de bien contrôler le niveau d'élévation et le pilotage de la charge indépendamment. Ce qui permet de ne pas sur-dimensionner les éléments passifs et de proposer une véritable solution aux ondulations de la tension de bus inhérente au principe du SSI associé de modulations usuelles. De plus, elle n'augmente pas la complexité de la mise en œuvre en soi, puisqu'elle est basée sur une modulation existante de la littérature : la DPWM Min [116]. Ainsi, une simple modification du terme d'injection homopolaire peut permettre de générer simplement les rapports cycliques. Pour rappel, une généralisation de la génération des rapports cycliques pour différentes modulations avec l'ajout d'un terme homopolaire est donné en (2.17). Le terme homopolaire ajouté pour obtenir une MLI vectorielle est donné par l'équation (2.18). Enfin, la tension de mode commun à ajouter pour générer une DPWM Min à partir des trois tensions de référence sinusoïdales V_{abc}^* est donné en (2.19).

$$\alpha_{abc} = \frac{V_{abc}^*}{V_{DC}} + V_0 + \frac{1}{2} \quad (2.17)$$

$$V_0 = -\frac{\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)}{2} \quad (2.18)$$

$$V_0 = -\min(V_a^*, V_b^*, V_c^*) - \frac{1}{2} \quad (2.19)$$

Il sera finalement nécessaire d'ajouter le terme de contrôle $1 - M_{DC}$, pour obtenir la MSVPWM. Comme proposé par les auteurs dans [104], la MSVPWM peut aussi être obtenue directement à partir

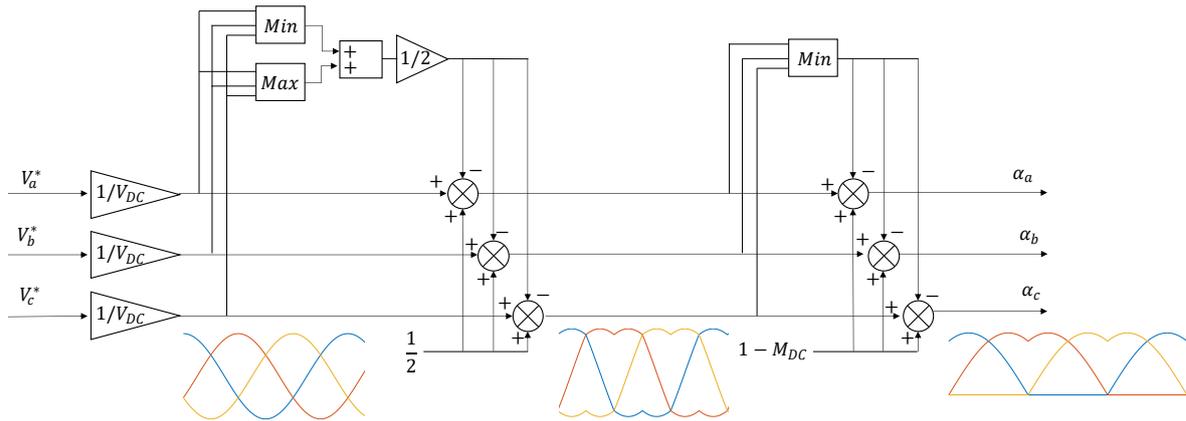


FIGURE 2.6 – Exemple de génération des rapports cycliques de la MSVPWM à partir de la génération des rapports cycliques de la SVPWM

des rapports cycliques de la SVPWM en soustrayant la valeur minimale des α_{abc} de la SVPWM. Cette génération est présentée graphiquement sur la Fig. 2.6.

2.3 Limite de l'onduleur à *Split Source*

La MSVPWM permet de lever les contraintes subies par l'utilisation de modulation usuelle avec le SSI. Dans cette section, nous nous efforcerons de montrer que cette modulation ne lève pas certains verrous rendant le SSI incompatible aux applications de traction électrique.

Pour ce faire, une première simulation d'un onduleur à *Split Source* est réalisée. Ces résultats de simulation seront utilisés afin de mettre en évidence plusieurs critères du convertisseur sous différents scénarios propres à la traction électrique. Les paramètres de simulation utilisés sont donnés en Tab. 2.2. La simulation présente le contrôle vectoriel d'une machine synchrone à aimants permanents et son onduleur à *Split Source* associé. Afin de ne pas considérer un volume trop grand du convertisseur, l'inductance L_{SSI} est choisie avec une valeur relativement faible.

TABLE 2.2 – Paramètres du convertisseur simulé et de sa machine de charge.

Paramètre	Symboles	Valeur
Tension d'entrée	V_{in}	30V
Inductance du <i>Split Source</i>	L_{SSI}	$16\mu\text{H}$
Capacités de bus DC	C_{DC}	$200\mu\text{F}$
Tension nominale de la machine	V	60V
Fréquence de découpage	f_{sw}	50kHz
Nombre de paires de pôles	p	4
Inductances moteur	L_s	$10\mu\text{H}$
Résistance statorique	R_s	$5\text{m}\Omega$
Flux total des aimants vu par le stator	ϕ_f	$9,5 \cdot 10^{-3} \text{Wb}$
Inertie du moteur	J	$2,8 \cdot 10^{-6} \text{kg.m}^2$
Coefficient de frottements secs	f	$5,2 \cdot 10^{-6} \text{N.m.s/rad}$
Consigne de vitesse	Ω^*	[0-10000 tr/min]

2.3.1 Distribution inégale des contraintes en courant

Un des premiers défauts que le SSI possède face à ses concurrents est la distribution inégale de ses courants à travers les interrupteurs. Non seulement la distribution est inégale, mais aussi ce phénomène

est exagéré avec l'augmentation du courant d'entrée. Cela engendre différentes contraintes sur le choix des semi-conducteurs et du dimensionnement de leur circuit de refroidissement. Pour rendre compte de cette distribution inégale des courants, un essai est réalisé en simulation sur un point de fonctionnement qui impose au convertisseur de fonctionner en mode de conduction continu. Toute la modélisation du SSI proposée précédemment reste donc valable. La MSVPWM est utilisée. En plus du contrôle vectoriel des courants, un simple correcteur PI est ajouté pour le contrôle de la vitesse, générant les références des courants. Un couple résistant est imposé de manière à obtenir une amplitude de courant de phase maximale $I_\phi = 50A$. Un autre correcteur PI est utilisé pour le contrôle découplé de la tension de bus DC.

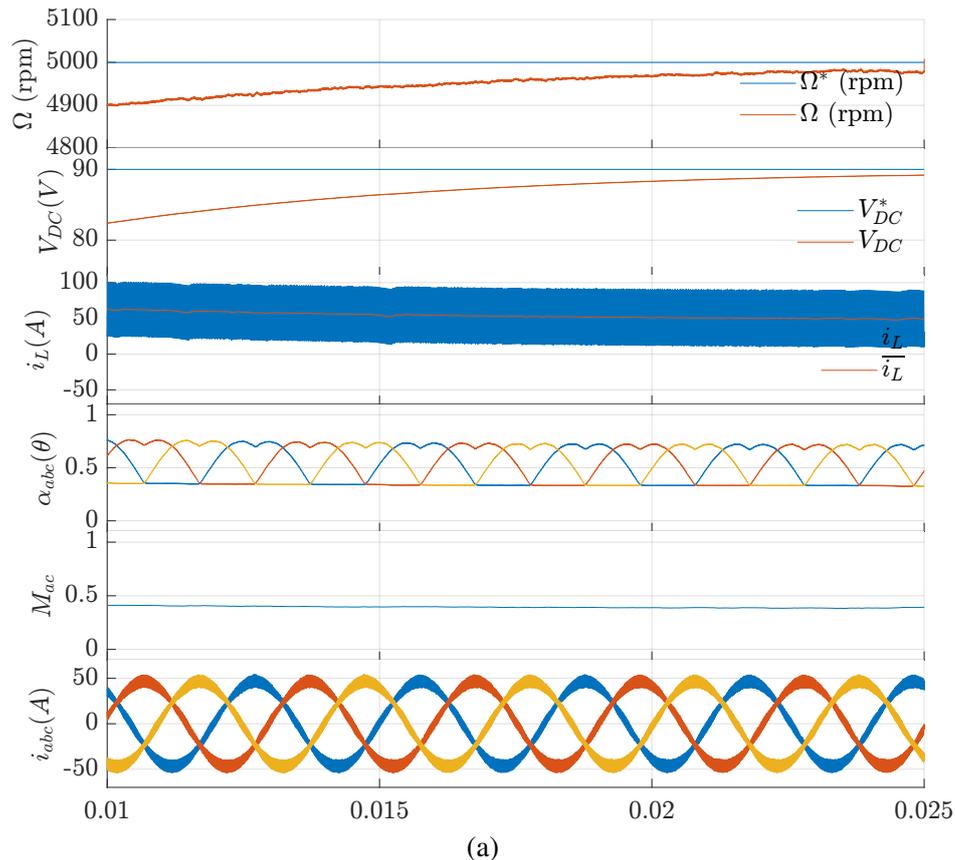


FIGURE 2.7 – Conditions de simulation utilisées pour représenter les contraintes en courants et leur distribution entre les différents interrupteurs

Sur la Fig. 2.7, il est visible que la machine atteint son régime permanent à une vitesse de consigne $\Omega^* = 5000tr/min$ et une tension de bus élevée à 90V à partir d'une tension d'entrée $V_{in} = 20V$. Le courant i_L , sa valeur moyenne, l'indice de modulation M_{ac} , les rapports cycliques α_{abc} et enfin les courants triphasés dans les phases moteurs i_{abc} sont également visibles.

Les courants traversant les différents interrupteurs de la phase A, durant les deux dernières périodes fondamentales de la Fig. 2.7 sont représentés en Fig. 2.8.

Les différents courants et leur distribution inégale sont très graphiquement imagés sur cette simulation. En effet, pour un onduleur à source de tension classique, la distribution est équitable et l'interrupteur et la diode en anti-parallèle font traverser les mêmes courants en fonction de sa polarité. Pour le SSI, plusieurs aspects diffèrent. Premièrement, comme évoqué, il existe une distribution des contraintes en courant différentes entre les transistors du convertisseur. Les transistors S_{abc}^h présentent des contraintes en courant inférieures aux transistors S_{abc}^l . Deuxièmement, il est visible que les contraintes en courant

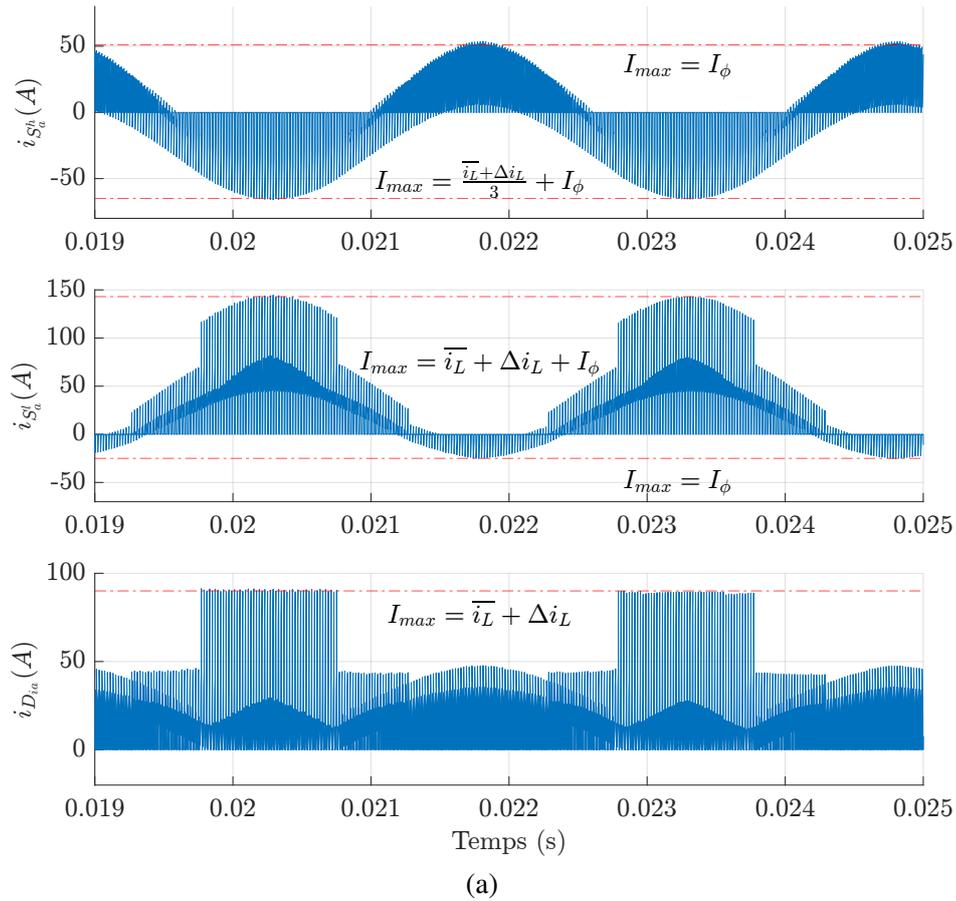


FIGURE 2.8 – Illustration en simulation de la distribution inégale des courants entre les différents interrupteurs avec leurs contraintes en courants exprimées.

pour un même transistor différent en fonction de la polarité du courant de phase. Concrètement, la contrainte en courant est différente entre un transistor et sa diode en anti-parallèle.

Les contraintes en courant pour le transistor du haut du SSI sont les mêmes que pour l'onduleur à deux niveaux de tension et correspondent à l'amplitude crête du courant de phase I_{ϕ} . La valeur maximale pour sa diode en anti-parallèle est atteinte lors des décharges inductives lorsque le courant de phase est négatif. Pendant ces états de décharge, le courant inductif d'entrée est partagé équitablement entre les trois phases. Si le courant de la phase concernée est négatif, il est sommé au courant provenant de l'inductance. On obtient la valeur $\frac{\bar{i}_L + \Delta i_L}{3} + I_{\phi}$

Pour l'interrupteur du bas, le cas le plus contraignant apparaît pendant un état actif. Pour la phase A, par exemple, il s'agit du vecteur actif V_{011} . Dans ces conditions, les diodes du SSI D_{ib} et D_{ic} sont donc bloquées. Seule la diode D_{ia} permet de charger l'inductance. Le courant traversant l'interrupteur bas est composé de non seulement la totalité du courant de phase lorsque ce dernier est négatif, mais aussi de la totalité du courant inductif, soit un courant total $I_{\phi} + \bar{i}_L + \Delta i_L$.

La diode en anti-parallèle voit la différence entre le courant de phase et le courant de charge de l'inductance. Cette dernière ne peut conduire que lors des états V_{000} , et comme évoqué si $i_a > \frac{\bar{i}_L + \Delta i_L}{3}$. Le courant résultant traversant la diode et en fait exprimé par $\frac{\bar{i}_L + \Delta i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a$. Cette expression est obtenue sous certaines hypothèses et son développement sera détaillé dans la suite des travaux. Ici, seul la considération des calibres en courant est étudiée. Dans le pire scénario, pour cette diode, si le courant inductif est proche de zéro, le courant conduit pourrait s'élever à la totalité du courant de phase. Ainsi, il est considéré que le courant maximal vu par la diode est I_{ϕ} .

TABLE 2.3 – Contraintes en courant des différents composants du SSI

	Symbole	Courant maximal
Interrupteur haut	S_a^h	$I_{max} = I_\phi$
Diode anti-parallèle haute	D_a^h	$I_{max} = \frac{i_L + \Delta i_L}{3} + I_\phi$
Interrupteur bas	S_a^l	$I_{max} = i_L + \Delta i_L + I_\phi$
Diode anti-parallèle basse	D_a^l	$I_{max} = I_\phi$
Diodes additionnelles du SSI	D_{ia}	$I_{max} = i_L + \Delta i_L$

Le courant traversant les diodes additionnelles propres au SSI est défini par le tiers du courant inductif pour tous les états V_{111} et V_{000} . De même que pour le transistor bas, pour la diode D_{ia} seul l'état actif V_{011} est différent. La contrainte en courant maximale vue par la diode est donc la totalité du courant inductif, soit $\overline{i_L} + \Delta i_L$.

A des fins de comparaison effectuée dans la suite de nos travaux, les différentes contraintes en courant s'exerçant sur les interrupteurs et diodes du SSI sont résumées dans la Tab. 2.3.

2.3.2 Perte de degré de liberté du pilotage de la charge

Dans le cas d'un SSI piloté avec une modulation usuelle, une augmentation du point de fonctionnement se traduira par une élévation de la tension de bus. Cela revient à effectuer une sur-élévation du niveau de la tension de bus par rapport au point de fonctionnement souhaité. Ce qui augmente les pertes par conduction et commutation, rendant ainsi ce choix peu judicieux. La MSVPWM vient en apparence résoudre ce problème, avec la possibilité de découpler la tension de bus de sa charge. En réalité, ce découplage n'est pas complet, et la tension de bus n'apparaît pas comme un réel degré de liberté, car le choix de la grandeur M_{DC} est borné.

Les limitations dans le choix du degré de liberté M_{DC} peuvent apparaître graphiquement en considérant les rapports cycliques. Ces derniers sont rappelés en Fig. 2.9.

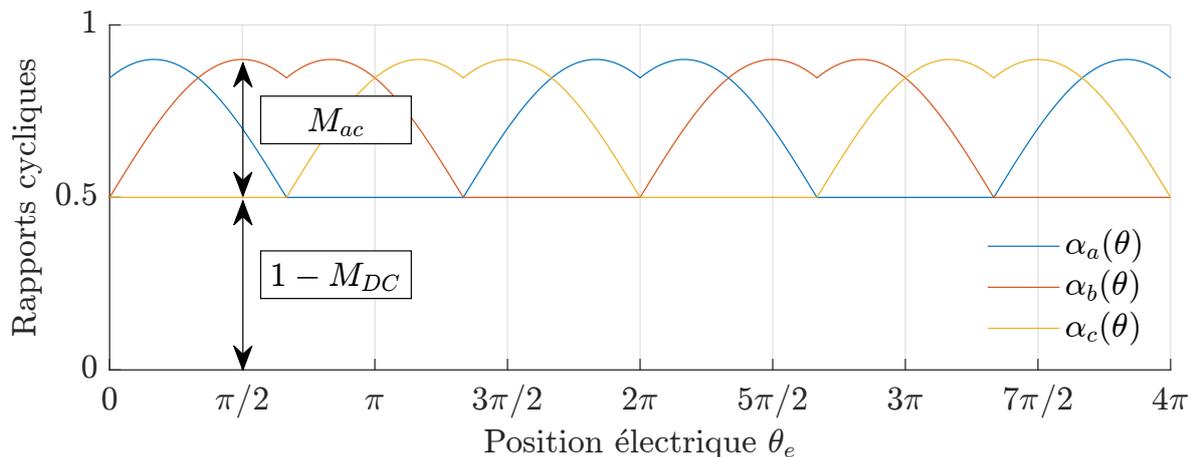


FIGURE 2.9 – Rappel de la définition des grandeurs pour la MSVPWM considérée

La condition implicite à respecter pour conserver le découplage offert par la MSVPWM est donnée par l'équation.

$$1 - M_{DC} + M_{ac} \leq 1 \quad (2.20)$$

Soit :

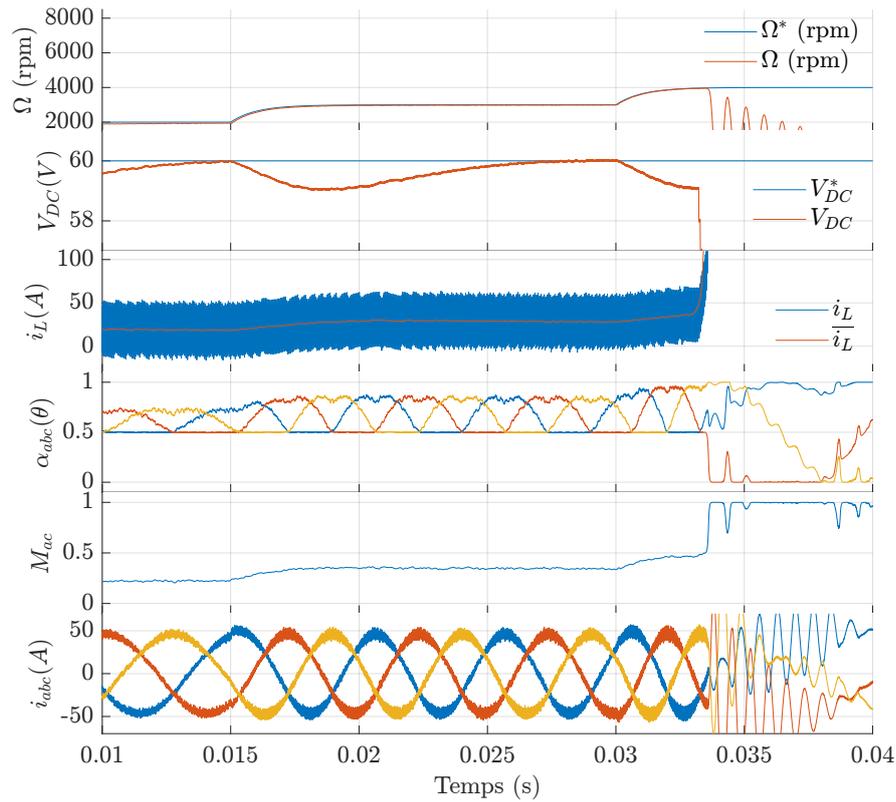


FIGURE 2.10 – Exemple en simulation de la limitation du SSI avec une MSVPWM. Scénario de perte du contrôle de la machine due au couplage entre M_{ac} et M_{DC}

$$M_{ac} \leq M_{DC} \quad (2.21)$$

Cette condition (2.21) montre que, pour conserver le découplage, le nombre de points de fonctionnement de la machine est limité par le rapport cyclique d'élevation M_{DC} . On peut induire que, pour un point de fonctionnement donné, la tension de bus DC ne peut être inférieure à une valeur minimum imposée par la charge. La contrainte effective sur la charge est explicitée par l'équation (2.22).

$$\sqrt{3}V_{ac} \leq V_{DC} - V_{in} \quad (2.22)$$

Deux cas de figure sont simulés pour montrer les limites du SSI avec la MSVPWM. Ces résultats sont proposés sur les Fig. 2.10 et Fig. 2.11. Sur le scénario de la Fig. 2.10, la consigne de vitesse est progressivement augmentée pour accroître l'indice de modulation. La tension de bus est régulée à une valeur constante $V_{DC} = 2V_{in}$. La valeur de M_{DC} est donc égale à 0.5. L'indice de modulation augmente progressivement avec les échelons filtrés de consigne de vitesse. Il est visible que lorsque le changement de vitesse de consigne à $t = 0.03s$ a lieu, l'indice de modulation atteint et dépasse la valeur de $M_{DC} = 0.5$. C'est à ce point que les rapports cycliques saturent, entraînant une perte de contrôle de la machine. La tension de bus chute de manière drastique, tout comme la vitesse de la machine. Le courant inductif subit une évolution très forte afin de compenser la chute de la tension de bus. Comme V_{DC} atteint un seuil très bas, l'indice de modulation est le maximum. Toutes les grandeurs de contrôle de la machine sont saturées. De plus, au vu de l'allure du courant inductif, il est probable que ce dernier ait atteint un niveau suffisant pour dépasser les calibres en courant des diodes et interrupteurs. Un tel scénario engendrerait une dégradation du convertisseur.

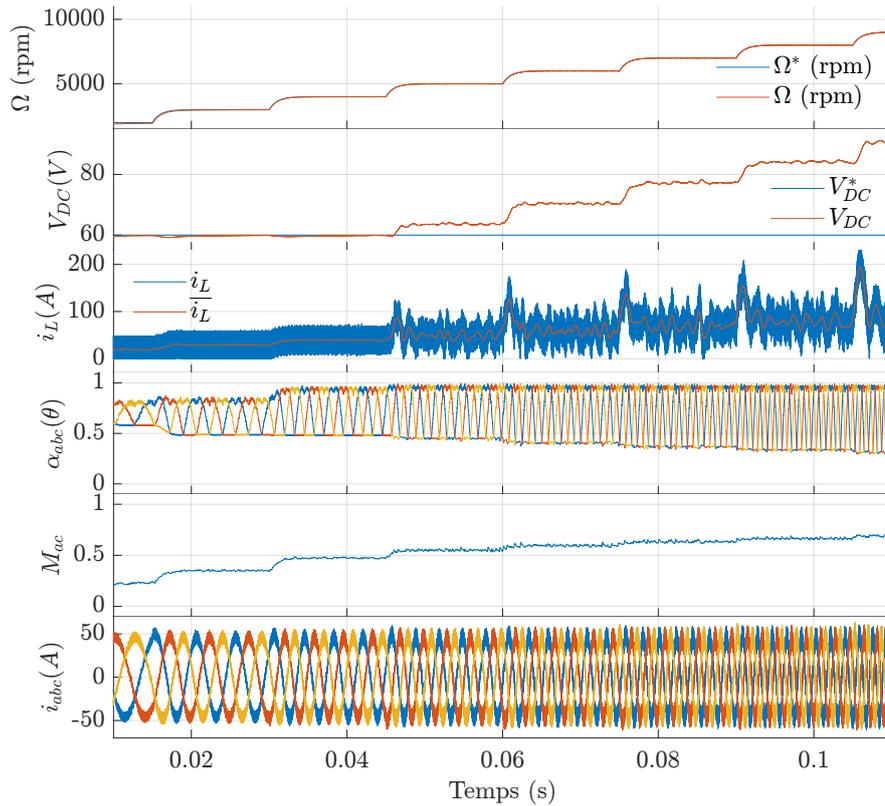


FIGURE 2.11 – Exemple en simulation de la limitation du SSI avec une MSVPWM. Scénario de la conservation du contrôle au prix de la surélévation de V_{DC} subie

Pour éviter le scénario précédent, la priorité doit être donnée au contrôle de la charge par rapport à la tension de bus. Pour ce faire, il est nécessaire de modifier la MSVPWM. Le signal d'injection $1 - M_{DC}$ de la Fig. 2.6 doit être soumis à condition. Cette condition fait une comparaison entre $1 - M_{ac}$ et $1 - M_{DC}$. Le signal qui est supérieur entre les deux sera donc injecté comme enveloppe inférieure de la MSPWM. Cette méthode permet de s'assurer que les rapports cycliques ne seront jamais saturés. Les résultats de simulation en utilisant cette méthode sont ceux représentés sur la Fig. 2.11.

Pour cet essai, il est visible que la charge reste contrôlée pour tout point de fonctionnement et le comportement du convertisseur n'est pas dégradé. À partir de $t = 0.03s$ et légèrement au-delà, les rapports cycliques sont saturés. Leur enveloppe basse est définie comme l'image de l'indice de modulation. La durée de l'état 000 devient quasi nulle. La durée de l'état 111 est impactée et se voit retrancher une partie de la durée allouée aux états actifs. Si la charge reste contrôlée, comme expliqué précédemment, la tension V_{DC} ne peut plus être régulée. Cela revient à un contrôle en boucle ouverte. Les perturbations ne sont pas rejetées par le contrôle et expliquent les oscillations visibles sur la tension de bus, le courant inductif et l'enveloppe basse des rapports cyclique. En effet, un bouclage existe, puisque la mesure de V_{DC} est utilisée pour le calcul de M_{ac} , qui, à son tour, est utilisé pour la génération des rapports cycliques impactant le courant i_L et la valeur de V_{DC} . Outre ces signaux perturbés, la tension de bus est surélevée de force. Cela se traduit par une augmentation des pertes, des contraintes en tension et courant, et des tensions de mode commun générées.

En comparaison, avec cette tension de bus $V_{DC} = 60V$, un onduleur de tension classique pourrait alimenter la machine jusqu'à une vitesse de base environ égale à $\Omega_{base} \approx 8500tr/min$, sans avoir besoin de défluxage ou de nécessiter une élévation de sa tension de bus. Sur la Fig. 2.11, seul le dernier changement de consigne de vitesse à $t = 0,105s$ ne serait pas atteignable sans défluxage. Il est clair que le SSI, utilisé à la place, présente une élévation proche de $V_{DC} \approx 85V$, élévation qui ne serait pas nécessaire avec un VSI. Si l'astuce de saturation des rapports cycliques offre une possibilité pour

assurer la contrôlabilité de la machine, le SSI avec la MSVPM montrent sa limite. Ainsi, sur la base de cette comparaison, le SSI ne serait pas un candidat favori pour les applications de traction électrique.

2.4 Proposition d'une architecture d'amélioration de l'onduleur à *Split Source*

La véritable limitation du SSI, même avec l'utilisation de la MSVPWM, réside dans sa mauvaise utilisation de la tension de bus disponible. À une tension de bus fixe, les tensions simples qui pourraient être appliquées aux phases du moteur ne peuvent même pas atteindre leur valeur théorique maximale de $V_{DC}/\sqrt{3}$. Les rapports cycliques atteindraient d'abord un niveau qui élèverait naturellement la tension de bus. Dans la littérature, une seule référence s'est attardée à résoudre ce problème. Il s'agit d'une modification topologique de l'onduleur à *Split Source*, transformant son élévation passive de tension en une architecture active. Cette architecture est proposée dans [110].

Cette sous-partie propose de comprendre comment lever le verrou du faible ratio d'utilisation de la tension de bus. Nous chercherons, par la suite, à proposer une extension de cette architecture qui serait compatible aux applications visées par nos travaux.

2.4.1 L'onduleur à *Split Source* actif monophasé

L'onduleur à *Split Source* actif proposé dans [110] est fait pour une version monophasée pour une application photovoltaïque. La schématisation de son circuit est présentée en Fig. 2.12.

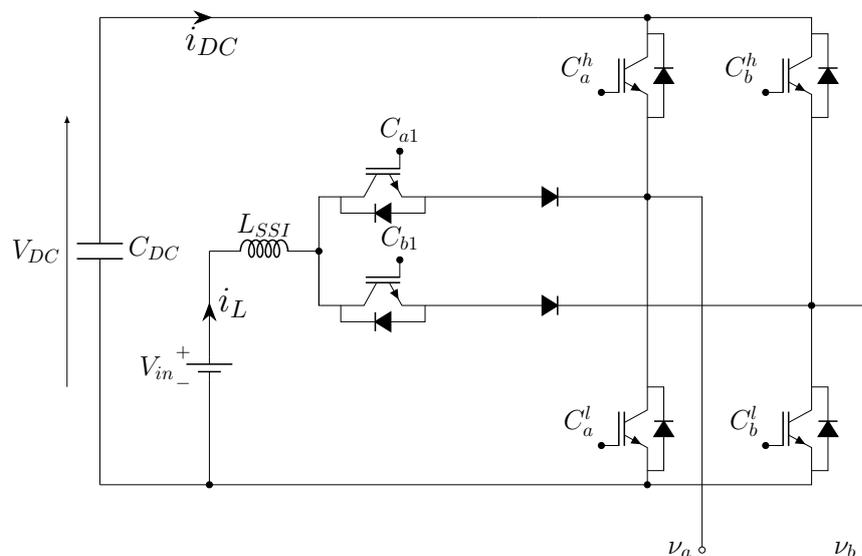


FIGURE 2.12 – Version existante de l'onduleur à *Split Source* actif (ASSI) monophasé. Proposé dans [110].

L'idée initiale de ce convertisseur est de remplacer l'utilisation de diodes par des interrupteurs. Dans [94], les auteurs proposaient déjà un changement des diodes par des interrupteurs, appelée *Improved Split Source Inverter* (ISSI) dont le schéma a été présenté en Fig. 2.2. Cette topologie n'a été proposée que dans le but de permettre une bidirectionnalité en puissance. En effet, la polarisation des diodes en anti-parallèle de ces nouveaux interrupteurs est la même que dans le SSI. Les interrupteurs peuvent être pilotés en rectification synchrone pour permettre au convertisseur de fonctionner en mode générateur.

Pour le cas de l'onduleur à *Split source* actif (ASSI), les interrupteurs ont un tout autre rôle. Les auteurs [110] mettent bien en lumière que la limitation principale du SSI apparaît, car la décharge inductive ne peut s'effectuer que lors des états zéros 111. Ainsi, l'idée majeure du ASSI est de proposer un

circuit permettant d'effectuer des décharges inductives non seulement pendant l'état zéro 111, mais aussi dans n'importe quel état actif.

Pour ce faire, il est nécessaire de forcer la circulation du courant inductif dans le bus continu pendant un état qui serait naturellement un état de charge inductive. Ainsi, si l'interrupteur qui remplace la diode a une polarité inverse de celui du ISSI, cela devient possible. Prenons comme exemple le cas du ASSI dont les commandes des interrupteurs de l'onduleur sont définis de la manière suivante : $C_a^h = 1$ et $C_b^h = 0$. Dans cet état actif, si $C_{a1} = C_{b1} = 1$ comme ce serait le cas pour le SSI classique, la diode connectée au point milieu de la phase A est bloquée et l'inductance se charge par le biais de l'interrupteur bas C_b^l . Maintenant, si la commande C_{b1} du nouvel interrupteur correctement polarisé passe du niveau logique 1 à 0, l'unique maille permettant la charge de l'interrupteur est coupée de manière intentionnée. Si parallèlement, la commande C_{a1} est elle maintenue à son niveau logique 1, le courant inductif, ne perdant pas sa continuité, passe en état de décharge inductive dans le bus DC. Un état de décharge est obtenu lors de l'état actif 10. Ce nouveau degré de liberté permettrait alors d'avoir recours à une décharge inductive dans n'importe quel vecteur actif.

Il existe, cependant, certains états actifs où une mise en court-circuit du bus continu pourrait survenir. Afin d'éviter cela, sur le schéma du ASSI, les interrupteurs S_{ab1} doivent présenter une caractéristique de blocage inverse. Cette fonction peut être réalisée à l'aide de la mise en série de l'interrupteur et d'une diode, une diode Schottky à base de SiC, par exemple. Cela peut être également réalisé avec la mise en tête-bêche de deux interrupteurs. Des IGBTs présentant cette caractéristique de blocage inverse ou *Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor* (RB-IGBTs) [117-121] peuvent également être utilisés.

La proposition du ASSI permettrait donc d'améliorer grandement le SSI et de résoudre sa faible utilisation de la tension de bus. L'ASSI, à ce jour, n'a été proposé qu'en version et monophasée pour application photovoltaïque, et de ce fait, le convertisseur présente une unidirectionnalité en puissance.

2.4.2 Proposition de l'architecture B-ASSI

L'ASSI semble être la topologie la plus adéquate aux applications de traction électrique. Néanmoins, il est nécessaire d'apporter deux modifications majeures afin de la rendre compatible. La première est de rendre la topologie triphasée. Une nouvelle modulation associée au convertisseur triphasé est donc nécessaire. Le développement de cette modulation fera notamment l'objet du chapitre 3. La seconde modification est de rendre ce convertisseur réversible afin de pouvoir effectuer du freinage régénératif, essentiel à la traction. Pour ce faire, plutôt que d'utiliser une diode en série avec un interrupteur, l'utilisation de deux interrupteurs en configuration tête-bêche ou de RB-IGBT permettra de rendre le convertisseur réversible. La topologie finale proposée dans cette thèse qui fera l'objet d'une analyse détaillée chapitre 3 est présentée en Fig. 2.13.

La topologie nécessite donc une inductance et six interrupteurs supplémentaires par rapport à l'onduleur de tension deux niveaux. Le convertisseur propose en contrepartie une fonction d'élévation de la tension de bus V_{DC} intégrée. Étant un dérivé de l'onduleur à *split source* actif incluant une bidirectionnalité, ce convertisseur sera dénommé B-ASSI pour *Bidirectionnal Active Split Source Inverter*.

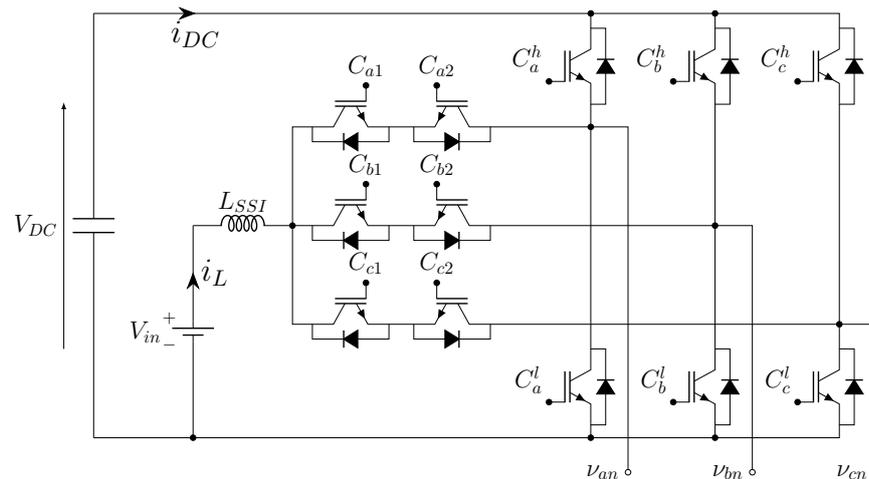


FIGURE 2.13 – Proposition d'une version triphasée bidirectionnelle d'un onduleur à *split source* actif (B-ASSI).

2.4.3 Séquences de fonctionnement

En comparaison avec le SSI triphasé, les états zéros V_{000} et V_{111} restent inchangés et présentent un état de charge et de décharge inductive, respectivement. De plus, les états de charge du B-ASSI sont également identiques. Tous les états identiques avec le SSI qui seront utilisés sont présentés en Fig. 2.14.

Comme indiqué précédemment, le B-ASSI a la capacité, pour un même vecteur actif, de passer d'une charge à une décharge active. Les nouveaux états permettant une décharge du courant inductif pendant un état actif sont recensés sur la Fig. 2.15. Par exemple, les sous-figures Fig. 2.14c et 2.15a présentent les actions à effectuer pour changer l'état de charge du courant inductif pendant le vecteur actif V_{100} . Le SSI présenterait naturellement les diodes connectées aux points milieux des phases B et C en conduction. Le B-ASSI doit couper les deux interrupteurs S_{b1} et S_{c1} tout en rendant passant l'interrupteur S_{a1} .

En réalité, au vu du nombre d'interrupteurs ajoutés, de nombreuses autres configurations sont possibles. Au total, en considérant que la commande des interrupteurs C_{abc}^l sont parfaitement complémentaires aux C_{abc}^h , le B-ASSI dénombre 512 combinaisons différentes. Parmi ces combinaisons, la plupart peuvent créer des états de mise en court-circuit du bus DC ou ne plus assurer la continuité du courant inductif. Enfin, de très nombreuses combinaisons sont, quant à elles, des états de charge inductive redondants. Un tableau récapitulatif de tous les états possibles du B-ASSI est représenté en Tab. 2.4.

Le tableau regroupe, pour chaque vecteur, les états possibles, les états interdits et les états redondants. Pour les états zéros V_{000} et V_{111} , il est préférable de partager le courant dans chaque branche pour limiter les pertes. Pour tous les vecteurs actifs, si les trois interrupteurs S_{abc1} ou S_{abc2} sont pour une raison quelconque tous bloqués, le courant inductif peut brusquement devenir discontinu. Un état de coupure inductive serait imposé, particulièrement si la polarité du courant est inverse à celle des interrupteurs concernés. Au total, il y a 16 états dans chaque vecteur actif qui sont prohibés. Pour chaque vecteur actif, la première ligne regroupe la totalité des états redondants, les deux lignes suivantes explicitent les états pouvant potentiellement causer une mise en court-circuit du bus DC. Enfin, les deux dernières lignes représentent les états qui seront utilisés pour la charge et décharge inductive pour chaque vecteur actif. Les secondes et troisièmes lignes représentent la totalité des nouveaux chemins, qui en raison de l'ajout des trois nouvelles branches, peuvent mettre en court-circuit le bus DC. Chaque vecteur actif, présentant initialement un total de 64 combinaisons possibles, se voit prohiber 16 états dus à la coupure inductive, et 32 états dus à la mise en court-circuit du bus DC. Il y a 14 états redondants

pour chaque vecteur actif qui reviendrait à un état de charge inductive comme pour le SSI. Ces états sont qualifiés de redondants, car ils n'apporteraient aucun état nouveau ou bénéfique au B-ASSI. Le convertisseur n'a donc pas intérêt à fonctionner en dehors des 14 états représentés sur les Fig. 2.14 et Fig. 2.15.

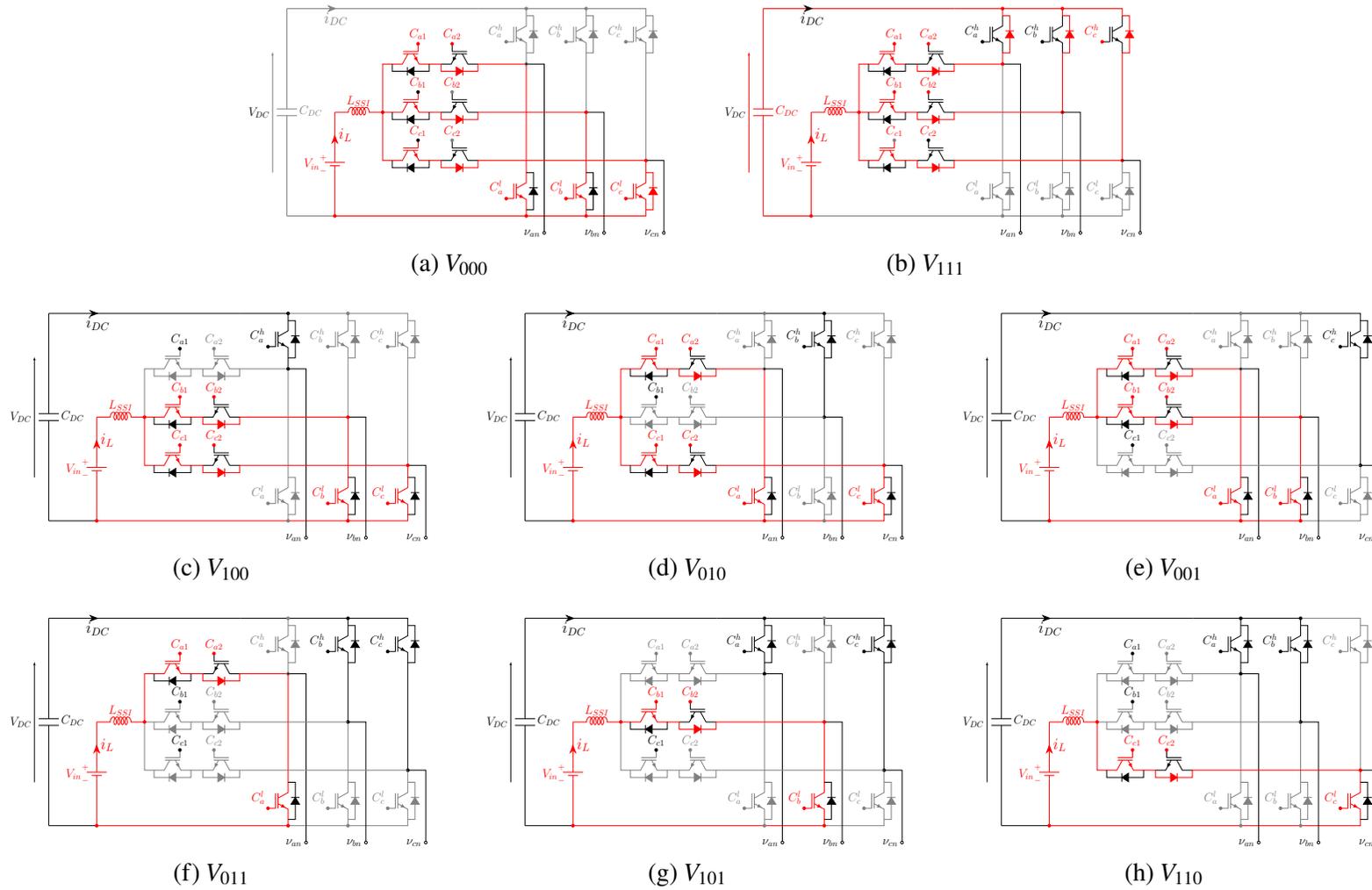


FIGURE 2.14 – Tous les cas de conduction de l'onduleur *Split source* en fonction du vecteur appliqué. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par le courant inductif i_L en mode moteur. En noir : semi-conducteurs passants traversés par i_L en mode générateur ou par le courant de phase. En gris : semi-conducteurs bloqués.

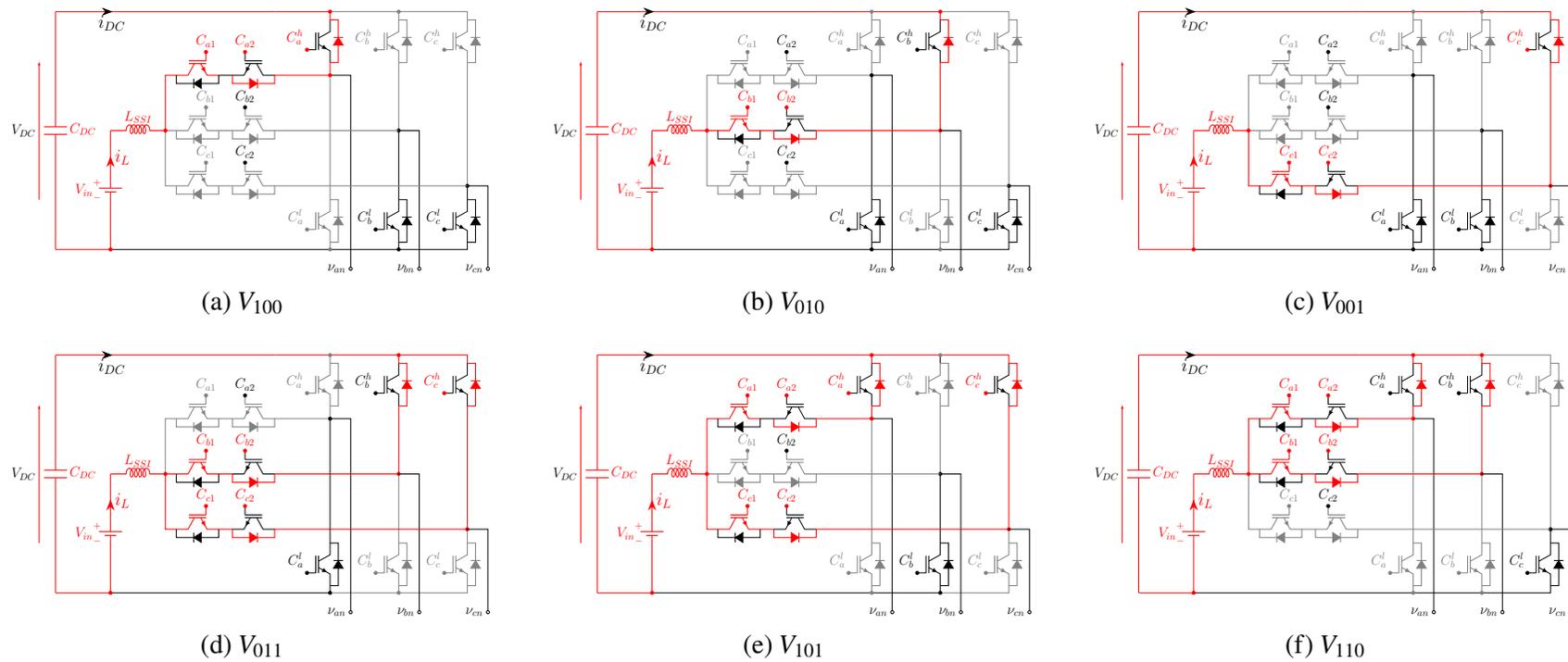


FIGURE 2.15 – Les six nouveaux cas de conduction du B-ASSI utilisés, décharge inductive ayant lieu durant n'importe quel état actif. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par le courant inductif i_L en mode moteur. En noir : semi-conducteurs passants traversés par i_L en mode générateur ou par le courant de phase. En grisé : semi-conducteurs bloqués

TABLE 2.4 – Recensement de tous les états de fonctionnement possibles du B-ASSI.

Vecteur	C_a^h	C_b^h	C_c^h	C_{a1}	C_{b1}	C_{c1}	C_{a2}	C_{b2}	C_{c2}	état de l'inductance
V_{xxx}	x	x	x	0	0	0	-	-	-	Discontinuité i_L
V_{xxx}	x	x	x	-	-	-	0	0	0	Discontinuité i_L
V_{000}	0	0	0	1	1	1	1	1	1	Charge
V_{100}	1	0	0	x	x	x	0	1	1	Charge
V_{100}	1	0	0	1	x	0	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{100}	1	0	0	1	0	x	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{100}	1	0	0	0	1	1	0	1	1	Charge
V_{100}	1	0	0	1	0	0	1	1	1	Décharge
V_{110}	1	1	0	x	x	x	0	0	1	Charge
V_{110}	1	1	0	1	x	0	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{110}	1	1	0	x	1	0	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{110}	1	1	0	0	0	1	0	0	1	Charge
V_{110}	1	1	0	1	1	0	1	1	1	Décharge
V_{010}	0	1	0	x	x	x	1	0	1	Charge
V_{010}	0	1	0	0	1	x	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{010}	0	1	0	x	1	0	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{010}	0	1	0	1	0	1	1	0	1	Charge
V_{010}	0	1	0	0	1	0	1	1	1	Décharge
V_{011}	0	1	1	x	x	x	1	0	0	Charge
V_{011}	0	1	1	0	1	x	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{011}	0	1	1	0	x	1	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{011}	0	1	1	1	0	0	1	0	0	Charge
V_{011}	0	1	1	0	1	1	1	1	1	Décharge
V_{001}	0	0	1	x	x	x	1	1	0	Charge
V_{001}	0	0	1	0	x	1	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{001}	0	0	1	x	0	1	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{001}	0	0	1	1	1	0	1	1	0	Charge
V_{001}	0	0	1	0	0	1	1	1	1	Décharge
V_{101}	1	0	1	x	x	x	0	1	0	Charge
V_{101}	1	0	1	1	0	x	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{101}	1	0	1	x	0	1	-	-	-	Court-circuit bus DC
V_{101}	1	0	1	0	1	0	0	1	0	Charge
V_{101}	1	0	1	1	0	1	1	1	1	Décharge
V_{111}	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Décharge
x = 0 ou 1	Toutes autres combinaisons possibles									

2.5 Conclusion du Chapitre 2

Dans ce chapitre, une architecture d'onduleur émergente de la littérature a été étudiée. Il s'agit d'une topologie élévatrice en un étage de conversion : l'onduleur à *Split Source* ou SSI. Cette architecture présente quelques avantages par rapport aux structures mono-étage déjà existantes comme le ZSI. Le SSI est encore une topologie émergente et peu de travaux proposent une analyse complète. Dans ce chapitre, une analyse détaillée de l'onduleur à *split source* a été effectuée. Notamment, sa modélisation et sa principale modulation, la MSVPWM, ont été présentés. L'analyse du SSI montre néanmoins de fortes limitations et contraintes qui rendent cette architecture peu compatible avec l'application visée par nos travaux. Il a été montré que la décharge inductive, ne pouvant avoir lieu que pendant les états zéros V_{111} , est à l'origine du très mauvais facteur d'utilisation de la tension de bus du SSI. Dans la littérature, la plupart des modifications topologiques proposées cherchent à augmenter le niveau d'élévation de la structure. Ces améliorations ne feront qu'accroître le problème inhérent de l'utilisation de la tension du bus DC. Une architecture dérivée du SSI, appelée ASSI, lève, pour la première fois, ce verrou. L'ASSI présente d'ailleurs plusieurs avantages face à son précurseur qui ont été illustrés en simulation.

Avec la possibilité d'utiliser les états actifs pour décharger l'inductance, cette architecture n'est, pour l'instant, proposée qu'en version mono-phasée pour des applications photovoltaïques. Tout comme le SSI, il n'existe pas de travaux à ce jour s'intéressant à l'utilisation du SSI pour la traction électrique. Ainsi, ce chapitre introduit une architecture d'onduleur innovante. Il s'agit d'une topologie dérivée du ASSI, dans une version triphasée, et également réversible pour piloter le moteur en mode moteur ou générateur. Cette architecture, nommée B-ASSI, possède les mêmes avantages que l'ASSI et est compatible aux applications de traction électrique. L'étude approfondie de ce convertisseur sera proposée dans le prochain chapitre.

Chapitre 3

Modulation, Contrôle, Analyse et mise en œuvre d'un onduleur à *Split Source* actif réversible triphasé

Dans le chapitre précédent, une architecture triphasée basée sur l'onduleur à *Split Source* actif et réversible a été proposée. Cette architecture, nommée B-ASSI, est compatible avec les applications de traction électriques triphasées et réversibles. Tout d'abord, une étude approfondie des modulations adaptée au B-ASSI est nécessaire. Ensuite, la réversibilité et le rendement du B-ASSI sont à étudier. Ce chapitre introduit tous les éléments nécessaires au pilotage correct du B-ASSI pour assurer ses fonctions d'élévation de tension et pilotage de machine. La mise en œuvre expérimentale du convertisseur pour prouver le bon fonctionnement de l'ensemble sera réalisée. Enfin, une étude approfondie des pertes engendrées du convertisseur proposé sera effectuée.

3.1 Modulation du B-ASSI

La modulation la plus attractive pour piloter une architecture à *Split Source* est la MSPWM comme discutée au chapitre précédent. Cette modulation est utilisable également pour le B-ASSI lorsque la tension AC requise reste faible, plus précisément, la condition à respecter correspond à la relation (3.1) décrite dans le chapitre 2.

$$M_{ac} \leq M_{DC} \quad (3.1)$$

Il ne sera donc pas nécessaire d'utiliser la fonction de décharge inductive dans les états actifs si la condition (3.1) est respectée. Autrement dit, tant que l'élévation de la tension de bus V_{DC} est suffisante, les interrupteurs S_{abc}^h et S_{abc}^l du B-ASSI peuvent être pilotés avec la MSPWM du SSI. Ce mode est appelé "mode non-saturé". Le niveau d'élévation est réglé à l'aide de la gestion de l'enveloppe basse des rapports cycliques (voir Fig. 2.9).

Si le point de fonctionnement impose un indice de modulation supérieur et ne respecte plus (3.1), il devient nécessaire d'induire des décharges inductive pendant des états actifs. Ce mode est appelé "mode saturé". Les interrupteurs S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} sont commandés pour assurer un niveau constant d'élévation et complètement découplé de l'indice de modulation.

La modulation doit s'assurer de ne pas créer plusieurs états :

1. Tout comme pour l'onduleur à deux niveaux de tension classique, les transistors d'un même bras ne doivent pas conduire en même temps, ce qui causerait une mise en court-circuit du bus continu. Les temps morts sont toujours nécessaires entre la commande du transistor haut et bas du bras de la cellule de commutation.

2. Les états des transistors S_{abc1} et S_{abc2} ne doivent pas induire une coupure du courant inductif, que ce soit en mode moteur ou en mode générateur. Ainsi, au moins un des transistors S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} doit conduire si le courant i_L est positif et au moins un des transistors S_{a2} , S_{b2} et S_{c2} doit conduire si le courant i_L est négatif. La commande doit prévoir des temps de recouvrement.
3. Enfin, l'ajout des transistors sur les points milieux des bras ne doit pas créer un nouveau chemin possible de court-circuit du bus capacitif. Par exemple, si les interrupteurs S_a^h , S_{a2} , S_{a1} , S_{b1} , S_{b2} et S_b^l sont amorcés, le bus DC sera court-circuité.

3.1.1 Nouvelle modulation adaptée au B-ASSI dans le cas où $M_{ac} > M_{DC}$

Principe général

Dans le cas où la condition (3.1) n'est pas respectée, il est nécessaire de proposer une nouvelle modulation. Trois rapports cycliques additionnels sont introduits. Ils vont permettre d'ajouter les nouveaux états de décharge inductive pendant les états actifs. Les interrupteurs S_{abc1} et S_{abc2} qui sont connectés aux interrupteurs bas S_{abc}^l passants doivent être bloqués. Cela permet d'introduire les temps de décharge inductive pendant les états actifs. La solution que nous proposons se base sur la MSVPWM. Les rapports cycliques α_{abc} lorsque $M_{ac} > M_{DC}$ sont définis de la même manière, cependant, la gestion de leur enveloppe inférieure est modifiée. Cette limite basse est fixée par l'indice de modulation, permettant de s'assurer que les rapports cycliques ne soient jamais saturés. Leur valeur maximale est d'ailleurs égale à l'unité en tout point de fonctionnement. Dans ce cas, la durée de l'état V_{111} est fixée par la limite basse des rapports cycliques. Le niveau $1 - M_{DC}$ décrit la durée de la décharge nécessaire pour garantir le niveau de la tension V_{DC} de consigne. Ce niveau $1 - M_{DC}$ est supérieur à la limite basse des α_{abc} , dû au fait que $M_{ac} > M_{DC}$.

Les rapports cycliques correspondant à cette modulation sont présentés en Fig. 3.1. Les trois nouveaux rapports cycliques servent à générer les commandes C_{abc1} . Le rôle des interrupteurs S_{abc2} est de s'assurer de la réversibilité en tout point de fonctionnement. Dans un premier temps, l'étude de cette modulation sera effectuée en mode moteur. Dans ce cas de figure, ces interrupteurs sont bloqués et se comportent comme les diodes du SSI. La génération des commandes C_{abc2} adéquates sera étudiée dans un second temps.

Afin de générer les commandes C_{abc1} , il est nécessaire de savoir dans quel état actif la décharge aura lieu. Ce vecteur actif peut être l'un ou l'autre des deux états appliqués pendant la période de découpage. L'état V_{111} étant déjà un état de décharge, on cherche ici à augmenter la durée de la décharge active en le conservant centré dans la période de découpage. Afin de déterminer dans quel état actif la décharge inductive aura lieu, les trois rapports cycliques α_{abc} sont comparés à la durée voulue de la décharge $1 - M_{DC}$. Ainsi, si le rapport cyclique de la phase A, par exemple, est inférieur à $1 - M_{DC}$, il sera nécessaire d'ouvrir l'interrupteur S_{a1} pendant la durée $1 - M_{DC}$ tant que α_a est inférieur à $1 - M_{DC}$.

La sous-figure 3.1a présente la modulation générale pour les trois phases. Ces six rapports cycliques permettent de générer les commandes C_{abc}^h et C_{abc}^l , ainsi que C_{abc1} . Il y a donc deux rapports cycliques par phase. Ceux-ci sont représentés pour la phase A, pour plus de visibilité en Fig. 3.1b. Le premier rapport cyclique α_a est bien identique à celui de la MSVPWM, mais avec une enveloppe basse ajustée pour obtenir un rapport cyclique maximal à un. Le second rapport cyclique est quant à lui généré par l'équation (3.2).

$$\alpha_{abc1} = \begin{cases} (1 - M_{DC}) & \text{lorsque } (1 - M_{DC}) \geq \alpha_{abc} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.2)$$

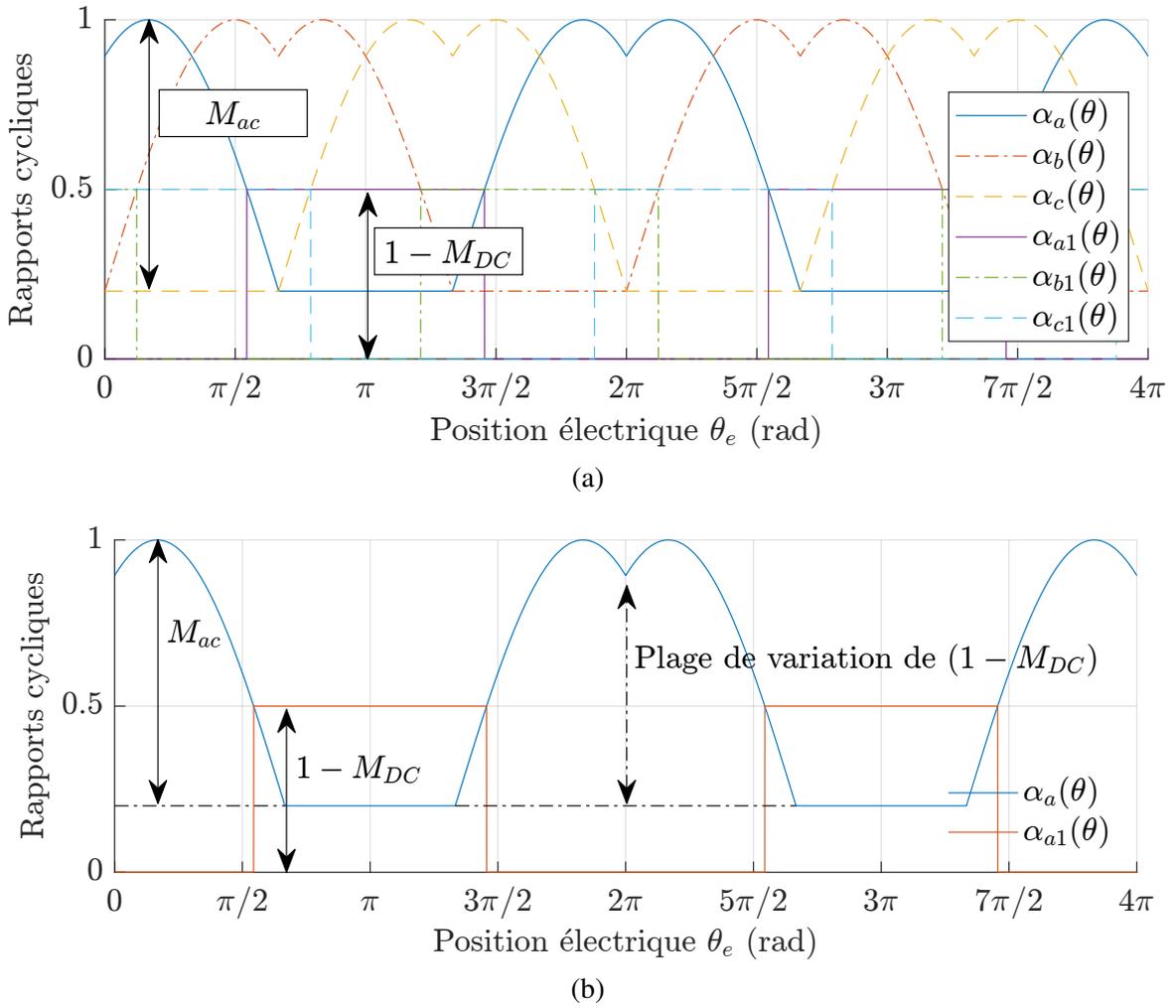


FIGURE 3.1 – Modulation proposée pour le B-ASSI en mode saturé, (a) — génération de tous les rapports cycliques nécessaire, (b) — pour la phase A uniquement

Principe de fonctionnement à l'échelle de la période de découpage

Il est possible de distinguer différents cas de décharge inductive dans les états actifs. En se basant sur la Fig. 3.1a, ces différents cas peuvent être observés. Il est possible qu'un ou deux des rapports cycliques α_{abc} soit inférieurs à la grandeur $(1 - M_{DC})$. Dans ce cas, les rapports cycliques α_{abc1} peuvent se chevaucher sur certains secteurs. On définit au total 6 cas possibles.

1. Seul α_{a1} est au niveau $1 - M_{DC}$
2. Seul α_{b1} est au niveau $1 - M_{DC}$
3. Seul α_{c1} est au niveau $1 - M_{DC}$
4. α_{a1} et α_{b1} sont au niveau $1 - M_{DC}$
5. α_{b1} et α_{c1} sont au niveau $1 - M_{DC}$
6. α_{c1} et α_{a1} sont au niveau $1 - M_{DC}$

Les rapports cycliques sont ensuite comparés à une même porteuse triangulaire pour générer les commandes. La Fig. 3.2 présente ainsi la génération de tous les signaux de commande sur une période de découpage, dans le cas n°3 présenté précédemment. Le détail de la génération dans le cas du mode saturé est illustré sur la sous-figure 3.2a. Les trois rapports cycliques α_{abc} permettent de générer les commandes C_{abc}^h par comparaison à la porteuse. Les commandes C_{abc}^l sont définies par les signaux complétés, au temps mort près qui n'est pas représenté ici. Les rapports cycliques α_{abc1} sont

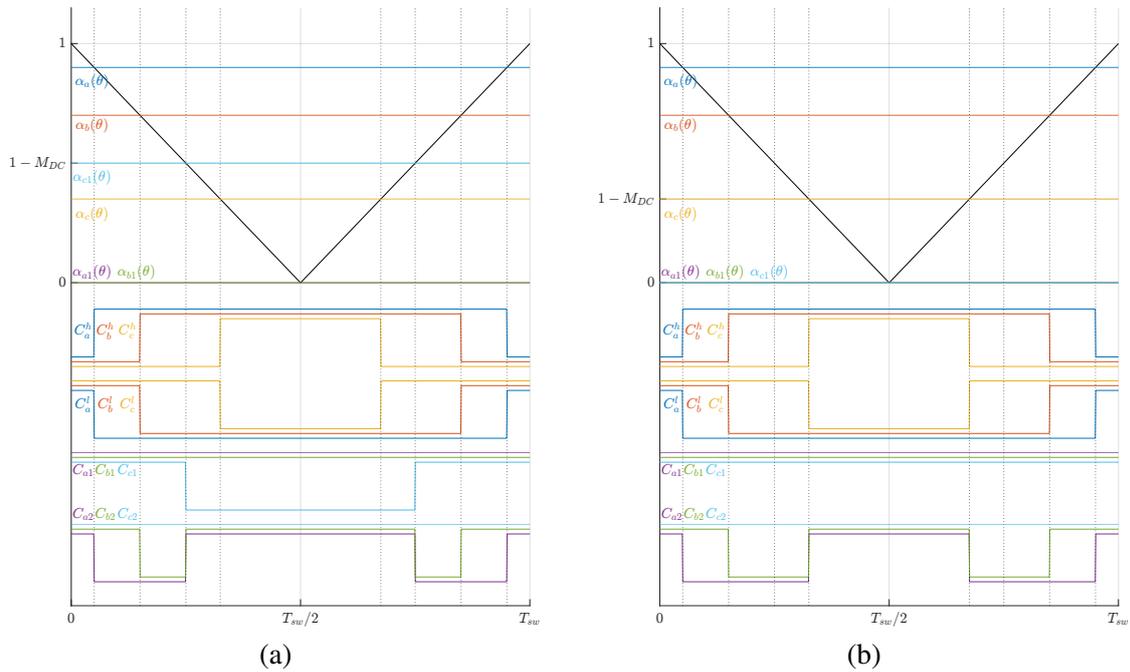


FIGURE 3.2 – Génération de toutes les commandes nécessaires pour le B-ASSI : (a) — en mode saturé, (b) — en mode non-saturé (MSVPWM)

généralisés par l'équation (3.2). Dans l'exemple de la sous-figure 3.2a, seul le rapport cyclique $\alpha_c(\theta)$ est inférieur à la durée de décharge inductive voulue ($1 - M_{DC}$). La décharge inductive n'aura lieu, sur cette période de découpage, que pendant l'état actif V_{110} . L'équation 3.2 donne $\alpha_{c1} = 1 - M_{DC}$ et $\alpha_{a1} = \alpha_{b1} = 0$. Dans cet état, afin de permettre la décharge inductive, on souhaite que le transistor S_{c1} soit bloqué. La comparaison entre α_{c1} et la porteuse résulte en un signal à l'état haut pendant la durée ($1 - M_{DC}$). La durée est correctement définie, mais le signal de commande attendu est le signal inverse. C'est pourquoi, les commandes C_{abc1} utilisées sont les signaux inverses de la comparaison des α_{abc1} à la porteuse. Enfin, les commandes C_{abc2} sont obtenues à partir de l'état de toutes les autres commandes. Leur génération sera détaillée dans la sous-section 3.1.2.

La Fig. 3.2b présente cette même génération dans le cas où aucune décharge inductive pendant les états actifs n'est demandée. Dans ce mode non-saturé, les transistors S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} doivent être passant. Leurs commandes C_{abc1} étant complémentées, il suffit d'appliquer $\alpha_{a1} = \alpha_{b1} = \alpha_{c1} = 0$ pour obtenir les commandes adéquates.

Pour les deux modes de fonctionnement, saturé et non-saturé, la définition de l'enveloppe basse des rapports cycliques diffère. L'équation (3.3) définit la valeur de cette enveloppe basse des rapports cycliques du bras onduleur en fonction du point de fonctionnement de la machine. Avec les rapports cycliques $\alpha_{abc1} = 0$, lorsque le convertisseur fonctionne dans le mode non saturé, avec une MSVPWM classique.

$$\begin{cases} (1 - M_{DC}) & \text{si } M_{ac} \leq (1 - M_{DC}) \\ (1 - M_{ac}) & \text{si } M_{ac} > (1 - M_{DC}) \end{cases} \quad (3.3)$$

Dans le cas où deux signaux sont au niveau $1 - M_{DC}$ (cas n°4, 5 et 6), les deux rapports cycliques vont créer la même commande sur deux transistors. Ces instants définissent en fait les périodes de découpage dans lesquelles les décharges inductives ont lieu dans les deux vecteurs actifs.

Une illustration du principe de fonctionnement de la modulation proposée, dans le cas n°4, à l'échelle de la période de découpage est proposée en Fig. 3.3. Cette figure illustre également le degré de liberté gagné avec la proposition de l'architecture du B-ASSI associé à sa modulation. Dans cet exemple, le niveau d'élevation de consigne est très faible, signifiant que la tension résultante V_{DC} est très proche de V_{in} . Dans ce cas précis, la valeur $1 - M_{DC}$ sera élevée. Les rapports cycliques α_{abc1} se chevaucheront pendant la majorité de la période fondamentale. Cela se traduit par le fait que le temps de décharge inductive sera très grand.

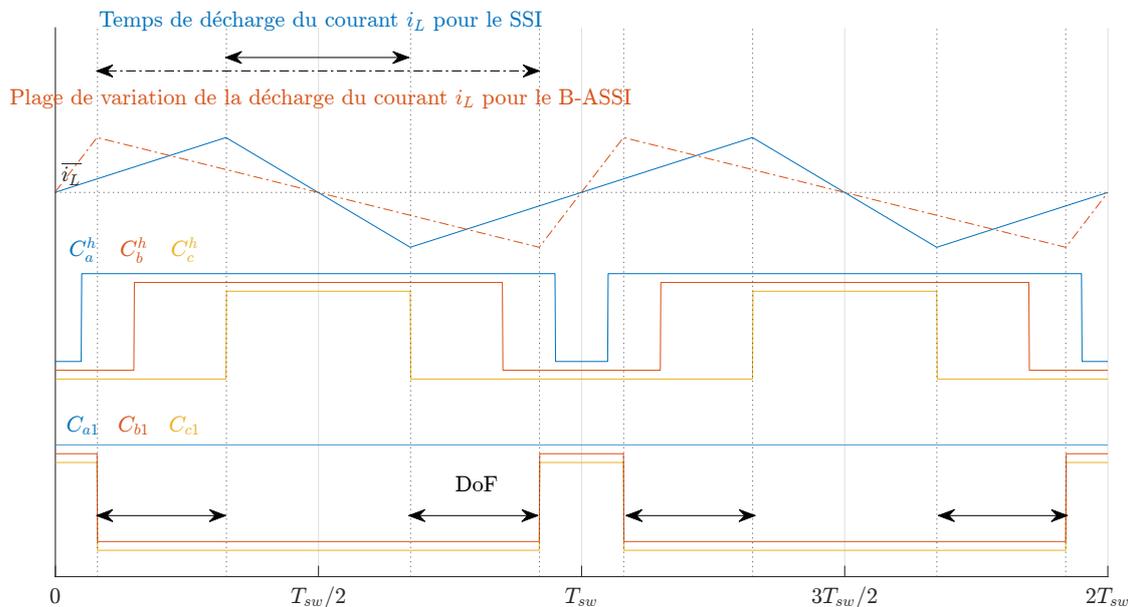


FIGURE 3.3 – Illustration du degré de liberté apporté par le B-ASSI. Plage de variation de temps de décharge inductive et comparaison au SSI

Sur la Fig. 3.3, il est visible que le temps de décharge inductive débute dès le début du premier vecteur actif. Pour le vecteur V_{100} , deux des interrupteurs du bas S_b^l et S_c^l sont passants. La charge de l'inductance s'effectue par ce biais, il est nécessaire d'ouvrir les deux interrupteurs S_{b1} et S_{c1} tout en conservant S_{a1} à l'état passant, et ce, pendant toute la durée $(1 - M_{DC})T_{sw}$. Le cas identique pour le SSI simple est également représenté. Contrairement au B-ASSI, la décharge inductive du SSI est limitée à la durée de l'état 111. Il serait impossible pour le même point de fonctionnement de ne pas élever la tension de bus. Dans ce cas où l'indice de modulation est élevé, la plage de variation du temps de décharge inductive pour le B-ASSI apparaît comme un véritable degré de liberté, illustré par la double flèche surnommée *Degree of Freedom* (DoF). Ainsi, la modulation proposée permet réellement de découpler complètement le pilotage de la charge du choix de la tension de bus DC. Par conséquent, il est possible de choisir librement si la tension ne doit pas être élevée ou très peu (fonctionnement du B-ASSI en mode saturé), ou bien d'atteindre des niveaux d'élevations identiques à ceux d'un convertisseur Boost (fonctionnement identique au SSI, mode non saturé).

3.1.2 Génération des signaux de commande des interrupteurs C_{abc2}

Un des verrous adressés dans nos travaux concerne la réversibilité du convertisseur. De plus, la modulation doit respecter un certain nombre de conditions qui ont été énumérées. Il a été montré que l'utilisation unique des transistors S_{abc1} ne pourraient garantir le respect de toutes les conditions. La condition de continuité du courant inductif est assurée en garantissant en permanence que l'un des transistors S_{abc1} soit toujours passant pour le mode moteur. Pour la condition de non mise en court-circuit du bus continu, les choses se complexifient. En effet, de nouvelles boucles de courant peuvent

apparaître due à la connexion des trois points milieux des bras onduleurs. Si seuls les transistors S_{abc1} sont présents, ces nouveaux états de court-circuit apparaîtront pour certains vecteurs actifs.

Dans le cas du B-ASSI, si les commandes C_{abc2} sont définies pour imiter le fonctionnement des diodes du SSI, le convertisseur semble pouvoir fonctionner. Cependant, la réversibilité ne sera pas assurée en tout point de fonctionnement. La Fig. 3.4 présente un cas de fonctionnement illustrant la non-réversibilité du convertisseur. Les différents signaux de commandes des transistors pour une période de découpage sont illustrés sur la Fig. 3.4a. Les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur pour chacun des états jusqu'à l'instant dénommé t_3 sont présentés sur chaque sous-figure successivement. Les temps morts sur les phases onduleurs sont considérés. Les commandes des transistors haut et bas sont donc considérées distinctement par C_a^h et C_a^l . Le mode de fonctionnement pour ce cas est le mode non saturé. Dans ce mode, le convertisseur fonctionne comme un SSI. L'enveloppe basse est définie par le niveau d'élévation voulue. Les commandes $C_{abc1} = 1$ et ne sont pas représentées. Pour réaliser la même fonction que les diodes du SSI, les interrupteurs S_{abc2} sont commandés en rectification synchrone. La diode de la phase A sera passante pour tous les états actifs où $C_a^l = 1$. Elle sera bloquée pour les états où $C_a^h = 1$, sauf pour l'état V_{111} où elle sera passante également. Dans ce cas, la commande des interrupteurs S_{abc2} peut être décrite par une fonction logique dépendante des états des autres semi-conducteurs. La commande en rectification synchrone de ces transistors est exprimée par l'expression booléenne (3.4).

$$C_{abc2} = (C_a^h \cdot C_b^h \cdot C_c^h) + C_{abc}^l \quad (3.4)$$

Ainsi, ce mode de fonctionnement permet effectivement d'éviter les courts-circuits à tout instant.

En revanche, il subsiste un problème au niveau de la continuité du courant. La Fig. 3.4 représente une période de découpage où des temps morts de deux phases différentes se chevauchent. Les éléments en rouge représentent les semi-conducteurs conduisant le courant i_L en mode moteur. En mode générateur, le courant i_L traverse les mêmes branches, mais est conduit par les éléments en noir. Les éléments représentés en gris sont les interrupteurs dont la commande est à 0, et sont donc bloqués. Pour la clarté de la représentation, les semi-conducteurs faisant conduire le courant de phase sont toujours représentés en noirs. Dans ce cas, il est visible que pendant la durée du temps mort de la phase B, à l'instant t_3 , la commande C_c^l passe à 0. Sous ces conditions, avant la fin du temps mort de la phase C, aucun transistor S_{abc2} ne sera passant. À la fin de ce temps mort, l'état V_{111} rendra à nouveau ces trois transistors passants. Dans le cas où le convertisseur fonctionnerait en mode moteur, les diodes en anti-parallèle pourraient conduire le courant. Dans ce cas précis, la continuité du courant inductif pourrait être assurée par ces diodes, et ce, pendant le court instant qui sépare l'instant t_3 de t_4 . Cependant, dans le cas du mode générateur, si le courant inductif et son *ripple* $\overline{i_L} + \Delta i_L \leq 0$, la coupure des trois interrupteurs engendrera une discontinuité nette de courant inductif à l'instant t_3 . Afin d'éviter ces états, il est nécessaire de modifier la fonction logique générant les C_{abc2} pour permettre la réversibilité du courant en tout instant.

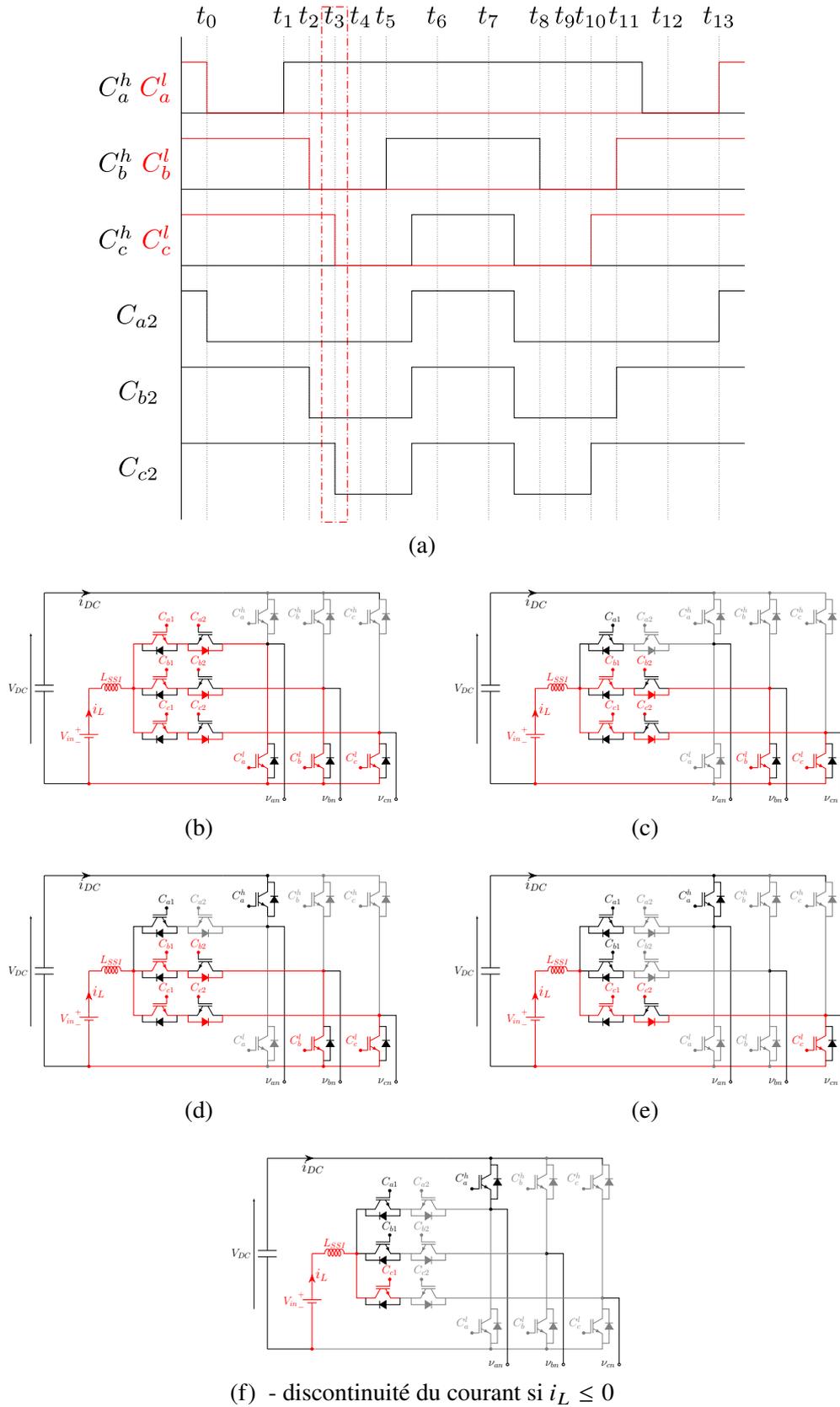


FIGURE 3.4 – Apparition d’une discontinuité du courant de l’inductance pour un mode générateur si les signaux C_{abc2} sont générés pour réaliser une rectification synchrone, (a) - chronogramme et schéma du convertisseur pour : (b)- $t \in [0; t_0]$, (c)- $t \in [t_0; t_1]$, (d)- $t \in [t_1; t_2]$, (e)- $t \in [t_2; t_3]$, (f)- $t \in [t_3; t_4]$: apparition de la discontinuité. En rouge : semi-conducteurs passants et traversés par i_L en mode moteur. En noir : semi-conducteurs passants traversés par i_L en mode générateur ou par le courant de phase. En grisé : semi-conducteurs bloqués

3.1.3 Prise en compte des temps morts dans la génération des commandes

Afin de permettre la réversibilité du convertisseur, une adaptation de la fonction logique est proposée. La première modification nécessaire concerne la résolution du précédent cas décrit. Afin de s'assurer qu'au minimum un des interrupteurs S_{abc2} soit en conduction pour le mode générateur, il a été choisi de synchroniser les signaux aux commandes C_{abc}^l . C'est-à-dire aux signaux complétés après application du temps mort. De ce fait, les temps morts sont bien pris en compte. Ainsi, les diodes des transistors S_{abc2} deviendront passantes dès lors que les trois signaux C_{abc}^l sont au niveau 0. Par conséquent, les séquences de fonctionnement du convertisseur de la Fig. 3.4 restent inchangées, excepté pour la sous-figure 3.4f. Dans cette condition particulière, les trois diodes en antiparallèle des S_{abc2} deviennent passantes. La décharge inductive débute, en mode moteur tout comme en mode générateur. La continuité du courant est garantie à l'aide de cette astuce de référencement des signaux. De plus, là où le SSI présente une double commutation de ses trois diodes pour chaque période de découpage, la logique modifiée n'engendre pas de commutation sur une des diodes. En effet, dans ce cas précis, la commande C_{c2} reste inchangée sur toute la période de découpage et égal au niveau logique 1. Pour chaque période de découpage dans ce mode de fonctionnement non saturé imitant le SSI, seule deux des trois transistors S_{abc2} commuteront.

Une autre modification est nécessaire. Elle correspond à la prise en compte des nouveaux instants de décharge inductive lors des états actifs. Ainsi, si le mode propre au B-ASSI n'est pas nécessaire, les interrupteurs S_{abc2} doivent se comporter comme décrit précédemment. Pour le mode saturé en revanche, un état différent peut être appliqué. Lors de ces états actifs, afin de limiter les risques de coupure inductive et de permettre une transition la plus simple possible entre les états de charge et de décharge, il est choisi de conserver les commandes des trois transistors $C_{abc} = 1$. Pour le passage d'un état de charge à un état de décharge, les transistors S_{abc1} commutent presque tous au même instant. Si le nombre de commutations nécessaires augmentent, des risques de synchronisation pourraient apparaître si toutes les commutations ne sont pas maîtrisées. Si ces commutations sont très légèrement décalées et les interrupteurs commutent dans le mauvais ordre, des états de court-circuit du bus DC ou de coupure inductive pourraient apparaître. En conservant les trois interrupteurs S_{abc2} passants, la commutation d'un état à l'autre sera maîtrisée, aucun état interdit ne sera appliqué, et le mode moteur comme générateurs restent possibles.

La fonction logique complète implémentée pour le pilotage des interrupteurs S_{abc2} est présenté par (3.5).

$$C_{abc2} = ((\overline{C_a^l} \cdot \overline{C_b^l} \cdot \overline{C_c^l}) + C_{abc}^l) \cdot \overline{Discharge} + Discharge \quad (3.5)$$

$$Discharge = \overline{C_{a1}} + \overline{C_{b1}} + \overline{C_{c1}}$$

Afin de mettre en place la procédure indiquée, les états de décharge inductive doivent être définis. Pour réaliser cette fonction, le plus simple est de se baser sur les commandes C_{abc1} . Si l'une ou deux d'entre elle sont au niveau logique 0, cela définit la condition pour être dans un état de décharge inductive. Cette fonction est réalisée par le terme dénommé *Discharge* dans l'équation (3.5). La considération des états où deux des commandes sont à zéro est redondante. Un simple OU logique entre les trois commandes complétée permet de déterminer l'état de décharge. Si le convertisseur n'opère pas en état de décharge inductive, les commandes C_{abc2} doivent être celles du mode non-saturé. Lors de l'état de décharge, chaque commande doit être à un. Ainsi un simple ET logique avec la condition *Discharge* permet de générer la commande *ad hoc*.

Un exemple de séquence de fonctionnement avec la logique proposée pour un fonctionnement du B-ASSI en mode saturé est proposé en Fig. 3.5. Dans cet exemple, la décharge inductive débute lors de l'application du premier vecteur actif. La commande C_{a2} passe à 0 au même instant que C_a^l . En

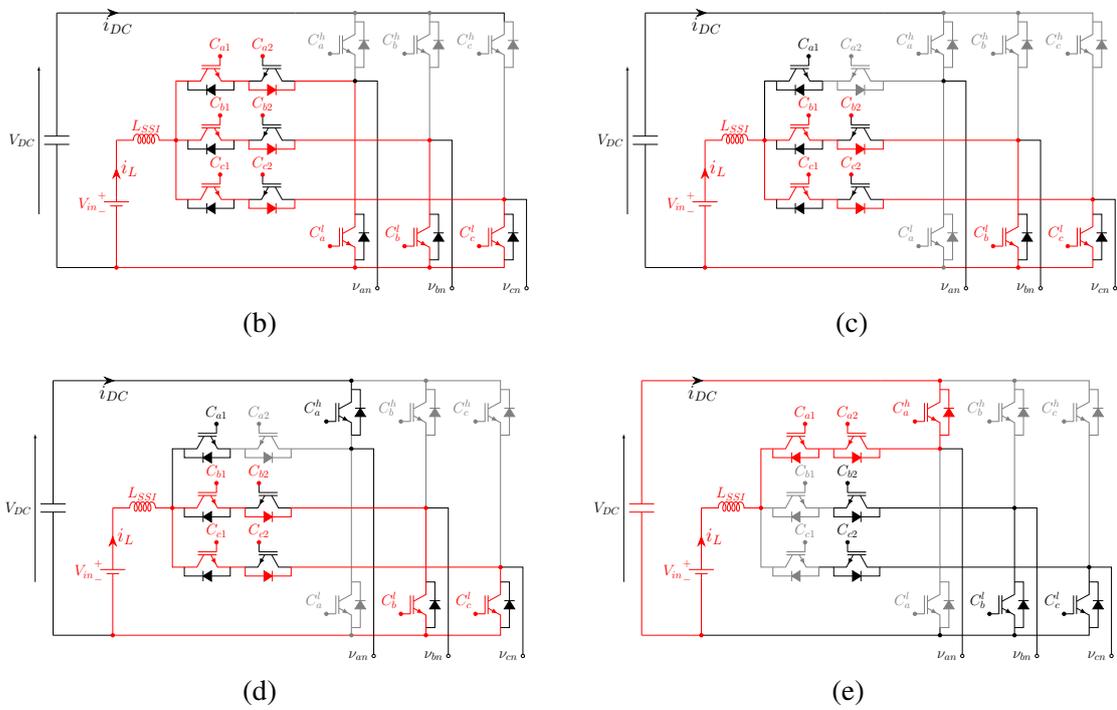
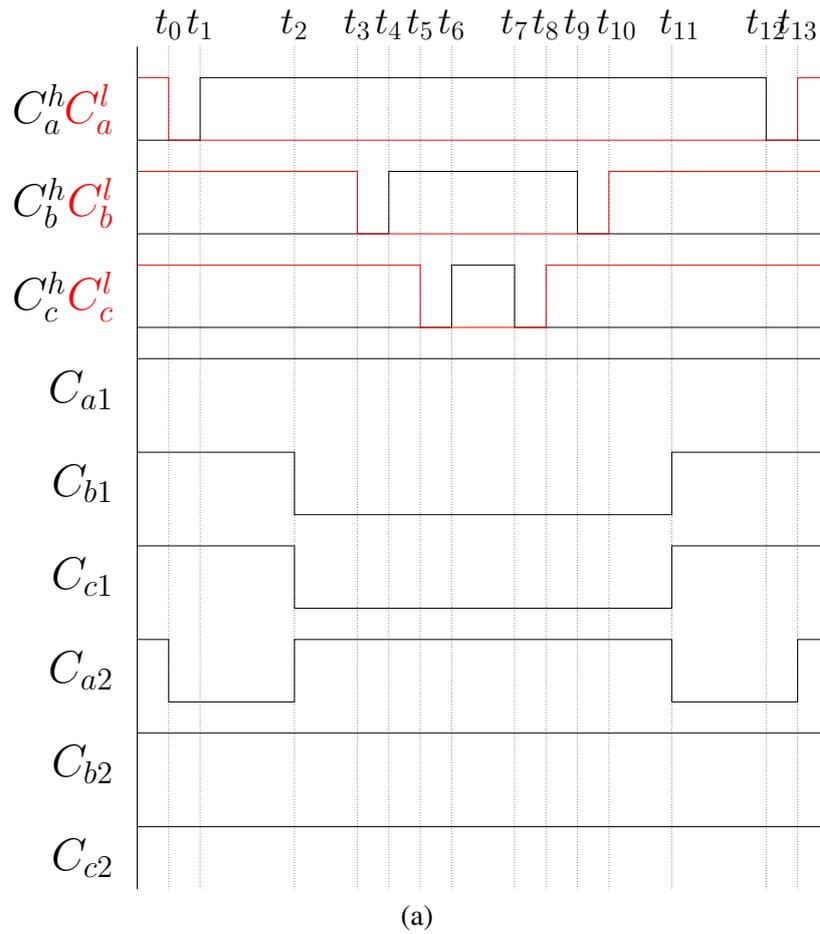


FIGURE 3.5 – Opération du B-ASSI en mode saturé sous conditions nominales, (a) - Chronogramme et schéma du convertisseur pour : (b)- $t \in [0; t_0]$, (c)- $t \in [t_0; t_1]$, (d)- $t \in [t_1; t_2]$, (e)- $t \in [t_2; t_3]$.

mode de fonctionnement SSI, il en serait de même pour la commande C_{b2} , tandis que la commande C_{c2} resterait à 1. Ici, l'apparition de la décharge inductive force la commande C_{a2} à repasser à 1 pour toute la durée de décharge $(1 - M_{DC})T_{sw}$. La commande C_{b2} reste inchangée et ne commutera pas pendant toute la période de découpage. La commande C_{c2} est identique pour ce secteur pour les deux modes. Les séquences de fonctionnement du circuit (sous figures 3.5b à 3.5e) permettent de montrer que le B-ASSI opère sous des conditions nominales. En effet, la charge et la décharge du convertisseur s'opèrent correctement. Sous ces conditions nominales, le courant de l'inductance ne subit aucune discontinuité, et ce, en mode moteur, comme générateur. La réversibilité est donc assurée.

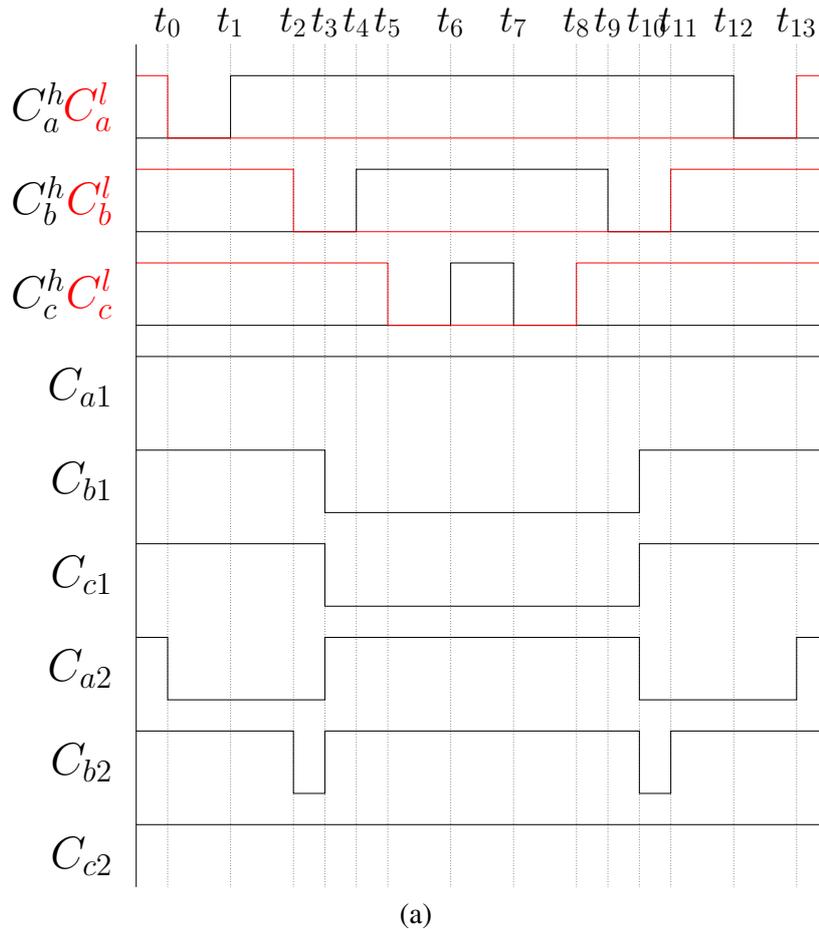


FIGURE 3.6 – Chronogramme de la modulation et la logique proposée pour le B-ASSI en mode saturé avec une décharge inductive prenant place pendant le temps mort.

Un dernier objectif est de montrer que, même sous des conditions complexes, la logique proposée assure le bon fonctionnement du convertisseur. Le chronogramme présenté en Fig. 3.6 avec ses séquences de fonctionnement associées en Fig. 3.7 correspond à un des cas les plus complexes envisagés. Ce cas de figure présente une commutation des commandes C_{abc1} pendant la durée d'un temps morts de la phase B de l'onduleur. Il est analogue à celui présenté pour le mode non-saturé de la Fig. 3.4. Il est visible que la commande C_{b2} tombe initialement à zéro pendant son temps mort avant d'être forcé à un pendant la décharge. Dans ce cas, à part une commutation très rapide de l'interrupteur de la phase B, les conditions nominales de fonctionnement sont conservées grâce à l'implémentation de la fonction logique proposée. Une fois de plus, les séquences de fonctionnement montrent que la réversibilité du convertisseur est assurée tout en évitant tout état de court-circuit du bus DC. Comme évoqué, un certain nombre de cas ont été étudiés en théorie et en simulation pour valider le bon fonctionnement du convertisseur. La modulation associée à la fonction logique pilotant les seconds interrupteurs permet de garantir le bon fonctionnement du B-ASSI pour tous les cas de figure.

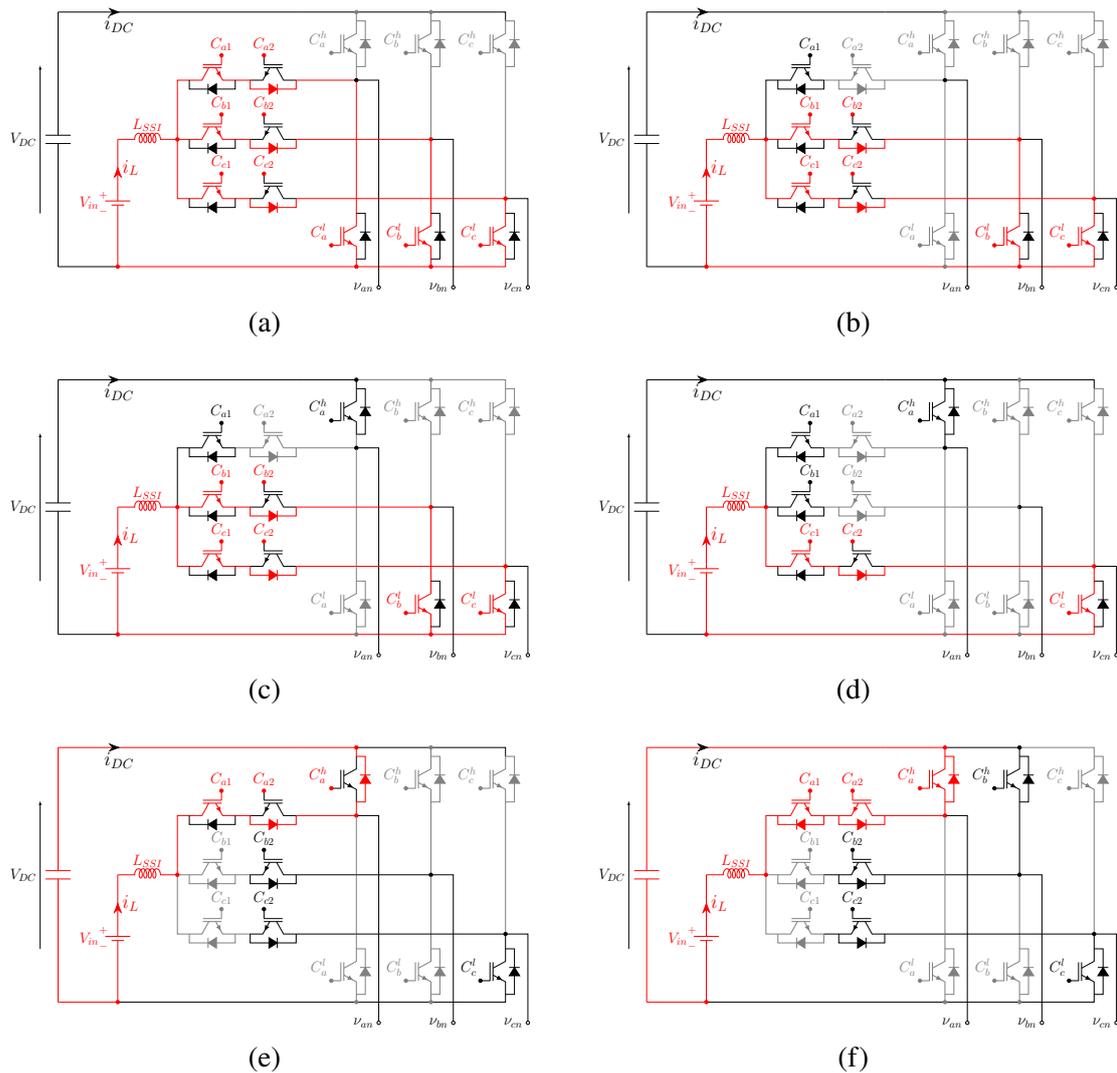


FIGURE 3.7 – Séquences de fonctionnement du B-ASSI en mode saturé sous contraintes, (b)- $t \in [0; t_0]$, (c)- $t \in [t_0; t_1]$, (d)- $t \in [t_1; t_2]$, (e)- $t \in [t_2; t_3]$, (f)- $t \in [t_3; t_4]$, (g)- $t \in [t_4; t_5]$.

3.1.4 Limites de la modulation proposée

La modulation proposée permet de découpler le choix de la valeur M_{DC} du pilotage de la charge dont l'indice de modulation M_{ac} en est l'image. En réalité, la valeur M_{DC} possède tout de même une limitation.

Il a été choisi de fixer une valeur minimale du rapport d'élevation pour ne pas créer davantage d'états qui risqueraient d'endommager le convertisseur. Sur la Fig. 3.1b, la plage de variation du choix de la grandeur M_{DC} est illustrée pour la phase A. La modulation compare en temps réel les rapports cycliques à la valeur $1 - M_{DC}$. Les changements de valeur du rapport cyclique α_{a1} ont lieu lorsque $\alpha_a = 1 - M_{DC}$. Ainsi, dans le cas où la valeur $1 - M_{DC}$ est proche de 1, la condition $\alpha_a \leq 1 - M_{DC}$ sera satisfaite quatre fois par période fondamentale au lieu de deux fois en temps normal. Cette surcommutation de ce rapport cyclique engendre des états non désirés qu'il serait nécessaire de prendre en compte d'une manière ou d'une autre. Ainsi, par simplification, il a été choisi de mettre en place une valeur de saturation maximale pour la valeur $1 - M_{DC}$.

La valeur de la saturation est définie par la valeur de rapport cyclique de la phase A évalué pour $\theta = 0$. Pour la modulation proposée, la valeur du rapport cyclique est égale à

$$\alpha_a(\theta = 0) = 1 - M_{ac} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (3.6)$$

La condition ajoutée sur la saturation supérieure est donnée par $(1 - M_{DC}) \leq \alpha_a(\theta = 0)$. La condition sur M_{DC} est finalement exprimée par (3.7) :

$$M_{DC} \geq (1 - \sqrt{3}/2) \cdot M_{ac} \quad (3.7)$$

Cette limitation se traduit sur un niveau d'élévation minimale sur la tension de bus DC. Ce rapport d'élévation minimal est exprimé par (3.8) :

$$\frac{V_{DC}}{V_{in}} \geq \frac{1}{1 - \frac{2-\sqrt{3}}{2} \cdot M_{ac}} \quad (3.8)$$

Ce rapport dépend également de l'indice de modulation. À proprement dit, le B-ASSI n'est pas complètement découplé de la charge. Concrètement, la tension V_{DC} minimale du convertisseur à appliquer dépend de la charge. Néanmoins, il est important de mettre en perspective la valeur réelle nécessaire. La valeur maximale de cette sur-élévation atteint son maximum si l'indice de modulation atteint l'unité. Pour cette valeur, le rapport d'élévation est évalué à $1,1547V_{in}$. Soit, dans le cas le plus extrême, si la tension d'entrée est de l'ordre de $20V$, la tension minimale qui sera appliquée à la tension de bus est égale à $V_{DC} = 23,09V$ et ce uniquement si l'indice de modulation est égal à l'unité. Pour les points de fonctionnement inférieurs, l'élévation minimale est également inférieure.

Il est à noter que cette limitation, dépend d'un critère arbitraire, introduit pour ne pas complexifier le schéma de modulation. D'autres modulations pour le convertisseur pourraient être proposées et peuvent être plus optimales pour le pilotage du convertisseur.

3.2 Loi de commande pour le pilotage découplé de la tension de bus et de la charge

3.2.1 Schéma général de contrôle du B-ASSI

Le schéma général du contrôle du B-ASSI et de sa charge est présenté par les Fig. 3.8 et Fig. 3.9. Le pilotage de la machine est assuré par un contrôle vectoriel classique. Le principe de génération des commandes des différents transistors du B-ASSI est résumé sur la Fig. 3.9. Les six transistors nécessaires à la génération des tensions simples des phases moteurs sont modulés par la MSVPWM. Le contrôle vectoriel permet de générer les commandes C_{abc}^h et les commandes complémentées C_{abc}^l . La régulation de la tension de bus DC est complètement indépendante du contrôle de la machine. Il est à noter que la mesure de la tension de bus V_{DC} et celle du courant traversant l'inductance i_L sont nécessaires pour la mise en place de la régulation de la fonction DC-DC. La sortie du PI imbriqué de régulation de courant génère la grandeur image du facteur d'élévation, à savoir M_{DC} . Une fois le niveau d'élévation voulue défini, le temps de décharge inductive agit sur deux éléments. Le premier est la définition de l'enveloppe basse des rapports cycliques des phases de la machine. En effet, en fonction du niveau d'élévation, et si ce dernier est supérieur ou inférieur à l'indice de modulation, le circuit évoluera en mode saturé ou non saturé. S'il n'est pas nécessaire de décharger l'inductance lors des états actifs, l'enveloppe basse des rapports cycliques est défini par la grandeur $1 - M_{DC}$. Lors du passage au mode saturé, cette enveloppe basse est modifiée par la grandeur $1 - M_{ac}$ s'assurant que les rapports cycliques soient clampés à leur valeur maximale. Dans ce cas, pour rappel, la grandeur $1 - M_{DC}$ permet de générer trois nouveaux rapports cycliques α_{abc1} . Ces rapports cycliques seront

comparés à la même porteuse que pour les rapports cycliques α_{abc} afin de générer les commandes C_{abc1} . Enfin, les dernières commandes nécessaires pour assurer le bon fonctionnement de la fonction DC – DC du convertisseur sont les commandes C_{abc2} . Ces commandes sont générées par la fonction logique proposée en (3.5). Cette fonction logique prend comme entrée les autres commandes générées auxquelles les temps morts ont été appliqués. La section suivante s'intéresse à la modélisation du B-ASSI et particulièrement de sa fonction DC-DC afin d'implémenter le contrôle de la tension de bus continu.

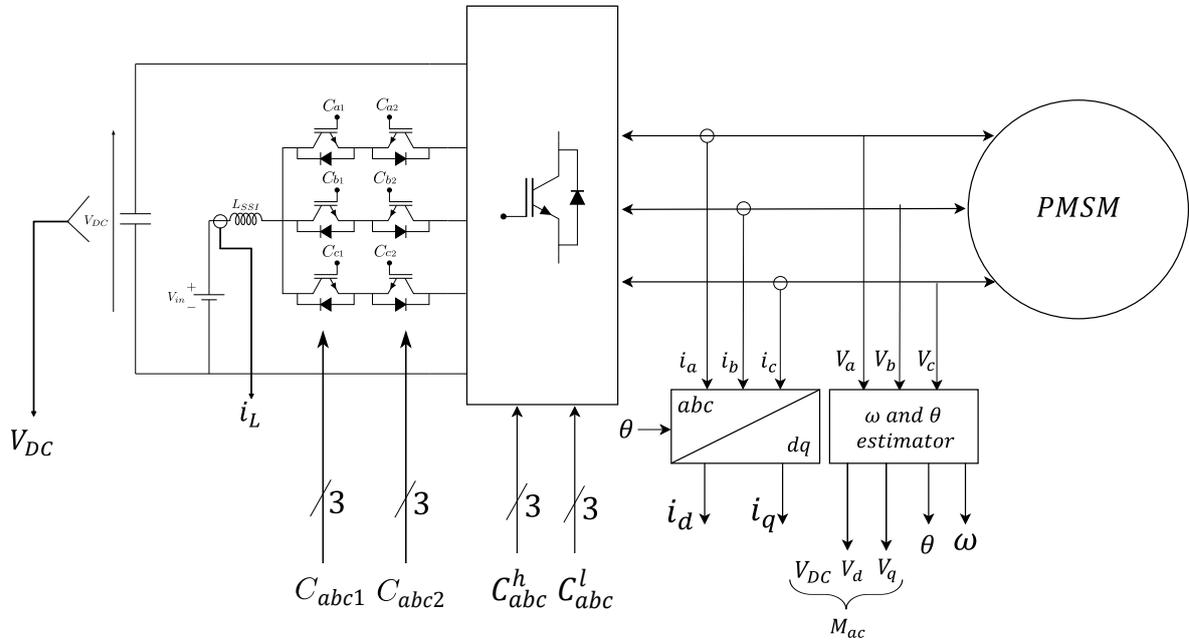


FIGURE 3.8 – Schéma général des signaux mesurés pour le pilotage du B-ASSI et de sa charge associée.

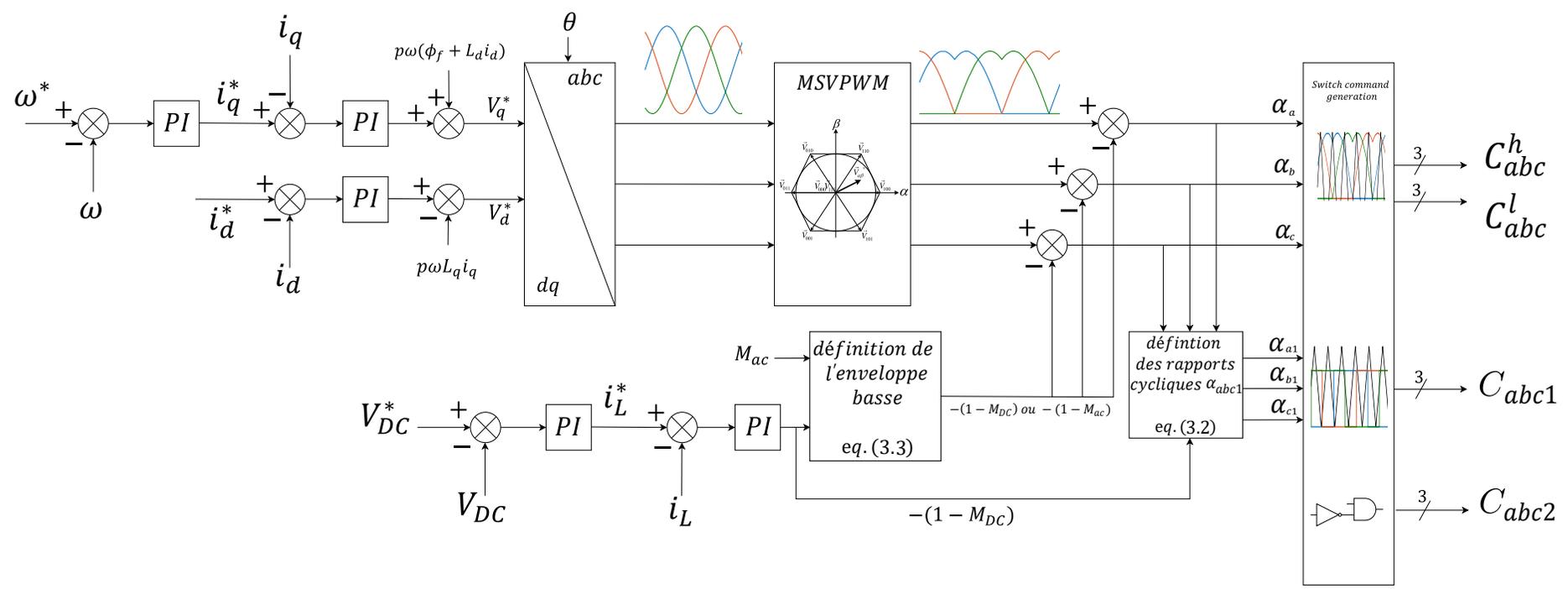


FIGURE 3.9 – Schéma général de la commande mise en place du B-ASSI et de sa charge. Commande de la machine par contrôle vectorielle et boucle imbriquée pour la régulation indépendante de la tension de bus

3.2.2 Modélisation du B-ASSI

L'approche de modèle moyen est utilisée pour la modélisation du B-ASSI. Le B-ASSI est capable de passer librement d'un état de charge à un état de décharge inductive. Comme le temps de décharge est choisi indépendamment de la durée des états actifs, il est possible de considérer que la grandeur $1 - M_{DC}$ est fixée et que le convertisseur sera piloté en conséquence pour transformer les temps de décharge nécessaire dans les états actifs concernés. Le B-ASSI peut donc être modélisé de manière analogue au SSI.

Ainsi, pour $0 \leq t \leq (1 - M_{DC})T_{sw}$:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - r_L \cdot i_L - V_{DC}}{L_{SSI}} \quad \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{i_L - i_{load}}{C_{DC}} \quad (3.9)$$

Et pour la charge où $(1 - M_{DC})T_{sw} \leq t \leq T_{sw}$:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - r_L \cdot i_L}{L_{SSI}} \quad \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{-i_{load}}{C_{DC}} \quad (3.10)$$

L'unique différence avec la modélisation du SSI est l'apparition du courant de charge comme composante du courant de bus continu pendant la décharge inductive. Pour rappel, la raison pour laquelle ce terme n'apparaît pas pour le SSI est que la décharge est bornée pendant l'état 111. Pendant cet état, le courant de charge $i_{load} = i_a + i_b + i_c = 0$. Cela n'étant plus le cas pour le ASSI, le terme apparaît. La modélisation de la conversion DC/DC au sein du convertisseur est en fait très proche de la modélisation d'un convertisseur Boost DC/DC. Le modèle complet du convertisseur du B-ASSI avec prise en compte d'une MSAP modélisé dans le repère dq est donné par (3.11).

$$\begin{cases} L_{SSI} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - r_L i_L - (1 - M_{DC})V_{DC} \\ C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = (1 - M_{DC})i_L - (\alpha_d i_d + \alpha_q i_q) \\ L_d \frac{di_d}{dt} = V_d - R i_d + \omega_e L_q i_q \\ L_q \frac{di_q}{dt} = V_q - R i_q - \omega_e (\phi_f + L_d i_d) \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec $\alpha_d = V_d/V_{DC}$ et $\alpha_q = V_q/V_{DC}$

3.2.3 Modèle petit signal de la conversion DC-DC du convertisseur

Le modèle obtenu présente des termes de multiplication entre les variables d'état du système et la variable de commande M_{DC} et est donc non linéaire. Une synthèse de correcteurs linéaires continus classiques ne peut pas être appliqué directement. Le modèle moyen peut être linéarisé localement autour d'un point de fonctionnement choisi.

Le point d'équilibre peut être obtenu simplement en considérant le modèle moyen (3.11) de la fonction DC-DC, dont les termes dérivés de premier ordre sont nuls. On obtient l'expression de ce point d'équilibre explicité par (3.12).

$$\begin{cases} I_{L_e} = \frac{I_{load_e}}{1 - M_{DC_e}} \\ V_{DC_e} = \frac{V_{in}}{1 - M_{DC_e}} - \frac{r_L I_{load_e}}{(1 - M_{DC_e})^2} \end{cases} \quad (3.12)$$

La théorie de ces modèles linéarisés tangents ou petits-signaux peut être trouvée dans le cas d'un convertisseur Boost dans l'ouvrage [122] ou encore dans la source [123]. On peut considérer le système avec de petites variations autour de son point d'équilibre. On définit les variables d'état comme la somme de leur composante en régime statique à l'équilibre et une composante dynamique de petites variations autour de ce point. Ces variables sont définies par l'équation (3.13).

$$\begin{cases} v_{DC}(t) = V_{DC_e} + v_{\tilde{DC}}(t) \\ i_L(t) = I_{L_e} + \tilde{i}_L(t) \\ m_{DC}(t) = M_{DC_e} + m_{\tilde{DC}}(t) \end{cases} \quad (3.13)$$

Le modèle linéarisé tangent est obtenu et donné en équation (3.14) dans le domaine de Laplace :

$$\begin{aligned} \tilde{i}_L &= -\frac{(1-M_{DC_e})}{L \cdot s + r_L} v_{\tilde{DC}} - \frac{(1-M_{DC_e})V_{in} - r_L I_{load_e}}{(L \cdot s + r_L)(1-M_{DC_e})^2} m_{\tilde{DC}} \\ v_{\tilde{DC}} &= -\frac{(1-M_{DC_e})}{C \cdot s + r_L} \tilde{i}_L - \frac{I_{load_e}}{C \cdot s} m_{\tilde{DC}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

avec le point de fonctionnement de la machine décrit par I_{load_e} , ainsi que la tension d'entrée V_{in} considérée constante. Les fonctions de transfert des variables d'état par rapport à la commande sont données par les équations (3.15) et (3.16).

$$\frac{\tilde{i}_L}{m_{\tilde{DC}}} = \frac{I_{load_e} - C_{DC} \left(\frac{V_{in}}{1-M_{DC_e}} - \frac{r_L I_{load_e}}{(1-M_{DC_e})^2} \right) s}{\frac{L_{SSI} C_{DC}}{(1-M_{DC_e})^2} s^2 + \frac{r_L C_{DC}}{(1-M_{DC_e})^2} s + 1} \quad (3.15)$$

$$\frac{\tilde{v}_{DC}}{\tilde{i}_L} = \frac{\left(V_{in} - \frac{r_L I_{load_e}}{(1-M_{DC_e})} \right) + \left(\frac{I_{load_e}}{1-M_{DC_e}} \right) (r_L + L_{SSI} s)}{I_{load_e} - C_{DC} \left(\frac{V_{in}}{1-M_{DC_e}} - \frac{r_L I_{load_e}}{(1-M_{DC_e})^2} \right) s} \quad (3.16)$$

La pulsation naturelle, ainsi que le coefficient d'amortissement du système sont donnés par les équations (3.17)

$$\omega_n = \frac{(1-M_{DC_e})}{\sqrt{L_{SSI} C_{DC}}} \quad \xi = \sqrt{\frac{C_{DC}}{L_{SSI}}} \frac{r_L}{2(1-M_{DC_e})} \quad (3.17)$$

3.2.4 Synthèse des correcteurs

Le modèle du B-ASSI étant très proche du convertisseur Boost, nous avons choisi de synthétiser un régulateur de tension V_{DC} analogue à celui d'un convertisseur Boost, présenté, par exemple, dans [124-126]. En suivant cette démarche, la boucle de régulation de la tension de bus DC est réalisée à l'aide d'une boucle imbriquée de régulation sur le courant d'entrée i_L . Deux correcteurs proportionnel-intégral sont alors mis en place.

Le premier correcteur PI est synthétisé sur la boucle de courant. La fonction de transfert de ce correcteur est de la forme générique donnée par l'équation (3.18)

$$C_I(s) = K_p \cdot \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \quad (3.18)$$

Avec K_p le gain proportionnel et K_p/τ_I le gain de l'action intégrale du correcteur. Leur réglage permet d'obtenir le comportement en boucle fermée désiré.

Pour la boucle de régulation externe concernant la tension de bus, les paramètres du PI seront dénommés $K_{pV_{DC}}$ et $\tau_{iV_{DC}}$.

Le point de fonctionnement considéré pour la synthèse des correcteurs est celui, a priori, le plus défavorable sur le système. Ce point de fonctionnement correspond à un cas où le courant absorbé par la charge est important pour une forte valeur d'élévation de la tension de bus. Dans la suite du manuscrit, les valeurs d'élévation de tension ne dépasseront pas $3V_{in}$. Le point de fonctionnement de référence correspond donc à une valeur nominale de I_{load_e} pour $M_{DC} = 2/3$.

Les paramètres des correcteurs sont réglés en fonction du cahier des charges donné. Ici, afin de permettre la mise en cascade des deux PI, la dynamique de la boucle interne doit être bien plus rapide que celle de la boucle externe avec un rapport d'au moins 10 entre les deux bandes passantes. Pour la boucle de tension, une constante de temps dix fois plus rapide que la constante de temps naturelle du système sera imposée. Finalement, les paramètres utilisés sont $K_p = 0,01$, $\tau_i = 0,00039$, $K_{pV_{DC}} = 1,28$ et $\tau_{iV_{DC}} = 0,04$.

Pour tester la robustesse des correcteurs synthétisés, la Fig. 3.10 représente les diagrammes de Bode en boucle ouverte des fonctions de transfert avec les correcteurs sur la plage de variation complète de la valeur M_{DC_e} avec un courant de charge constant qui représente le pire scénario. Il montre que, en faisant varier le point de fonctionnement d'une élévation de la tension entre $1.14V_{in}$ jusqu'à $3V_{in}$, le système reste stable. Les bandes passantes des fonctions de transfert en boucle fermée sont évaluées à $5,74rad.s^{-1}$ pour la tension de bus et $2,3.10^4rad.s^{-1}$ pour le correcteur sur le courant.

Les réponses indicielles théoriques obtenues pour les deux boucles de régulation indépendamment figurent en Fig. 3.11.

3.2.5 Validation par simulation du contrôle de la tension de bus du B-ASSI

Le schéma général du B-ASSI de la Fig. 3.9 est mis en œuvre en simulation. Les paramètres sont identiques aux paramètres de simulation du SSI du chapitre 2 et sont rappelés dans la Tab. 3.1. Afin de valider par simulation le contrôle de la tension de bus continu, le comportement en boucle fermée est simulé pour les deux boucles de régulation pour un point de fonctionnement de la machine fixé.

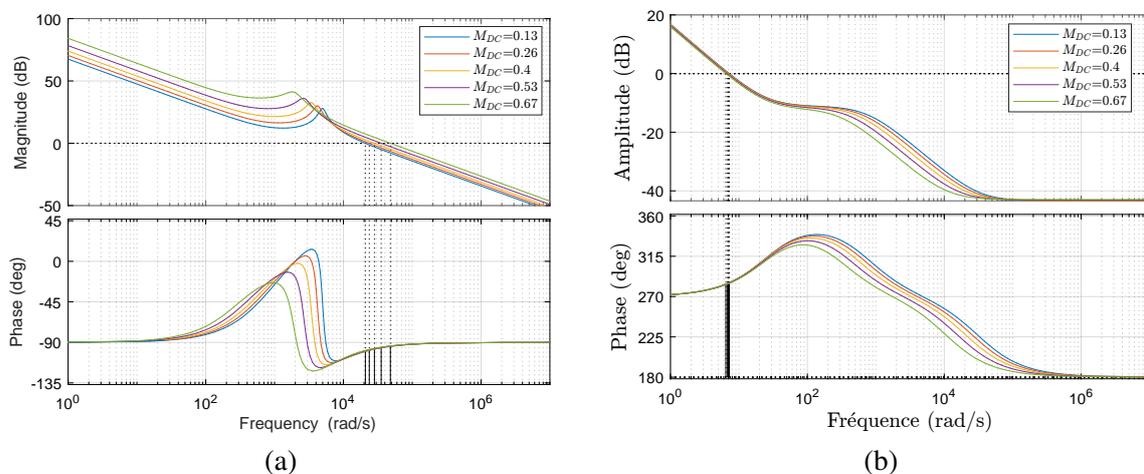


FIGURE 3.10 – Diagramme de Bode des fonctions de transfert en boucle ouverte avec les correcteurs synthétisés pour différentes valeurs de M_{DC_e} et $I_{load_e} = 50A$: (a) - fonction de transfert en boucle ouverte sur le courant i_L , (b) - fonction de transfert en boucle ouverte sur la tension V_{DC}

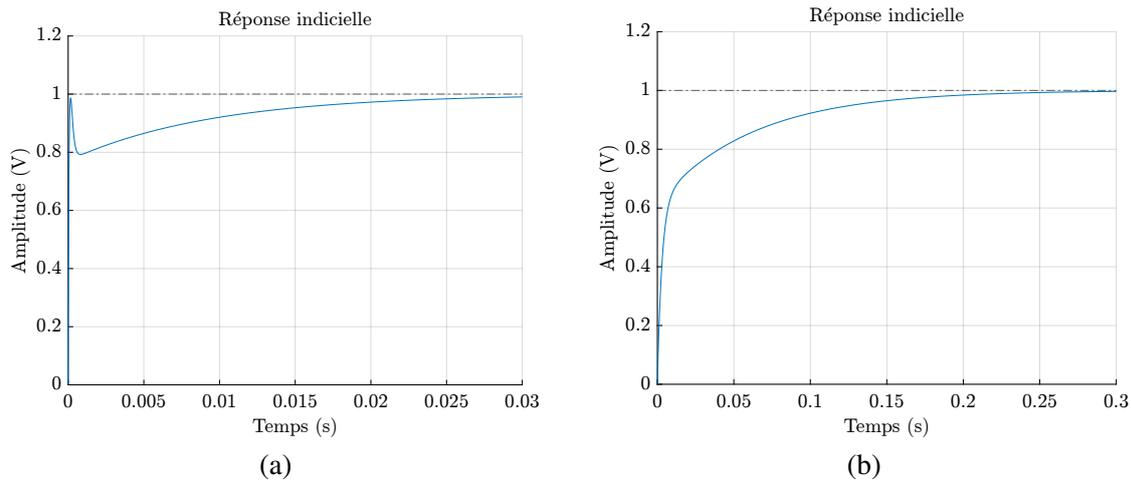


FIGURE 3.11 – Réponses indiciaires théoriques des fonctions de transfert en boucle fermée : (a) - sur le courant i_L , (b) - sur la tension de bus V_{DC}

TABLE 3.1 – Paramètres du convertisseur simulé et de sa machine de charge.

Paramètre	Symboles	Valeur
Tension d'entrée	V_{in}	30V
Inductance du <i>Split Source</i>	L_{SSI}	16 μ H
Capacités de bus DC	C_{DC}	200 μ F
Tension nominale de la machine	V	60V
Fréquence de découpage	f_{sw}	50kHz
Nombre de paires de pôles	p	4
Inductances moteur	L_s	10 μ H
Résistance statorique	R_s	5m Ω
Flux total des aimants vu par le stator	ϕ_f	9, 5.10 ⁻³ Wb
Inertie du moteur	J	2, 8.10 ⁻⁶ kg.m ²
Coefficient de frottements secs	f	5, 2.10 ⁻⁶ N.m.s/rad
Consigne de vitesse	Ω^*	[0-10000 tr/min]

La vitesse du moteur est fixée à $\omega = 5000tr/min$ et un couple de charge est imposé pour obtenir une valeur crête des courants de phase $I_{max} = 50A$. Dans un premier temps, la boucle interne du courant est validée. Pour ce faire, seul le premier correcteur PI est utilisé, et un échelon de consigne de courant de $i_L = 10A$ à $i_L = 40A$ est réalisé. La réponse est représentée en Fig. 3.12a.

Finalement, le comportement total du contrôle de la tension de bus avec la boucle imbriquée est simulé. Pour le même point de fonctionnement, la réponse à un échelon de consigne de tension V_{DC} de 20 à 30V est réalisé sur la Fig. 3.12b. Dans l'ensemble, les performances en simulation des correcteurs synthétisés sont très proches des performances attendues. Il est à noter que le modèle linéarisé tangent ne reste valable qu'autour de son point de fonctionnement. Avec le pilotage de la machine, le point de fonctionnement peut être amené à varier brusquement. Ainsi, d'autres lois de commandes, notamment non-linéaires, pourraient apparaître plus optimales que les contrôles PI proposés. Ce qui est développé ici, à plutôt vocation à illustrer que le contrôle de la tension de bus n'est pas ce qui semble limitant pour la topologie, contrairement à la modulation qui présentait un véritable verrou.

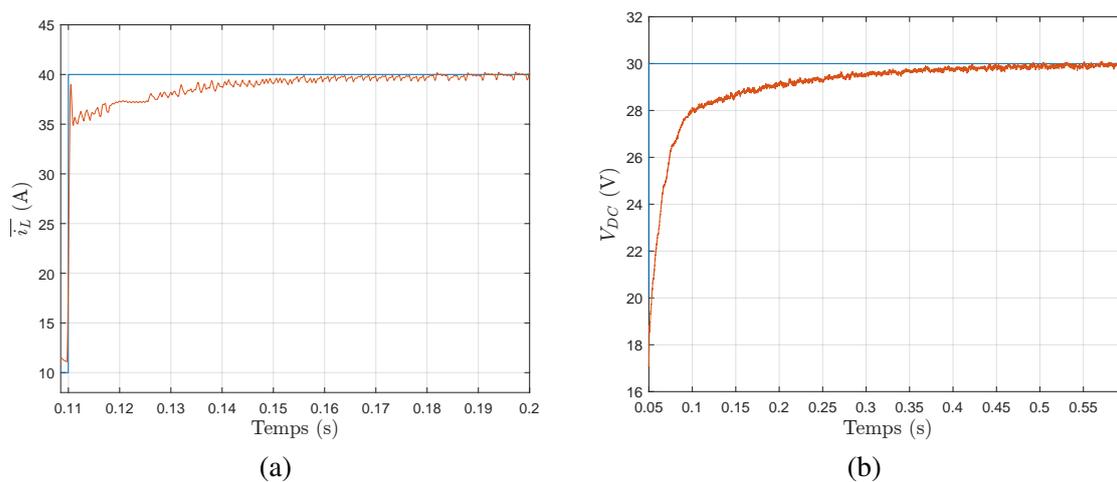


FIGURE 3.12 – Réponses impulsionnelles en simulation pour : (a) - le courant i_L , (b) - la tension V_{DC}

3.3 Comparaison des performances entre le B-ASSI et le SSI

3.3.1 Comparaison des niveaux de tension de bus

Dans cette section, quelques résultats de simulation sont utilisés pour montrer le bon fonctionnement du convertisseur et de sa commande. Une première validation du fonctionnement du B-ASSI sur toute sa plage de variation est présentée sur la Fig. 3.13. Cette figure met en lumière l'avantage du B-ASSI par rapport au SSI classique. En effet, le cas du SSI avait été présenté par les Fig. 2.10 et Fig. 2.11 au chapitre 2 avec les paramètres de la machine simulée donnés en Tab. 2.2. Sans mise en place d'une sécurité liée à la saturation, la perte de contrôle de la machine intervient à $t \approx 0,035s$ avec une vitesse d'environ $4000tr/min$. Cela était dû au fait que le rapport cyclique d'élévation pour obtenir $V_{DC} = 60V$ à partir de $V_{in} = 30V$ était fixé à $M_{DC} = 0,5$. Avec l'ajout d'une sécurité, il était possible de conserver le contrôle de la charge dans le cas du SSI (cf. Fig. 2.11). Cela se faisait néanmoins au prix d'avoir une tension de bus élevée jusqu'à $90V$ et non contrôlable. Pour le même point avec le B-ASSI, il est possible de conserver une tension de bus constante $V_{DC} = 60V$ et de faire varier l'indice de modulation sur toute sa plage de variation. Ainsi, il est possible d'atteindre la vitesse de base $\Omega_{base} \approx 8500tr/min$ pour une tension de bus de $60V$.

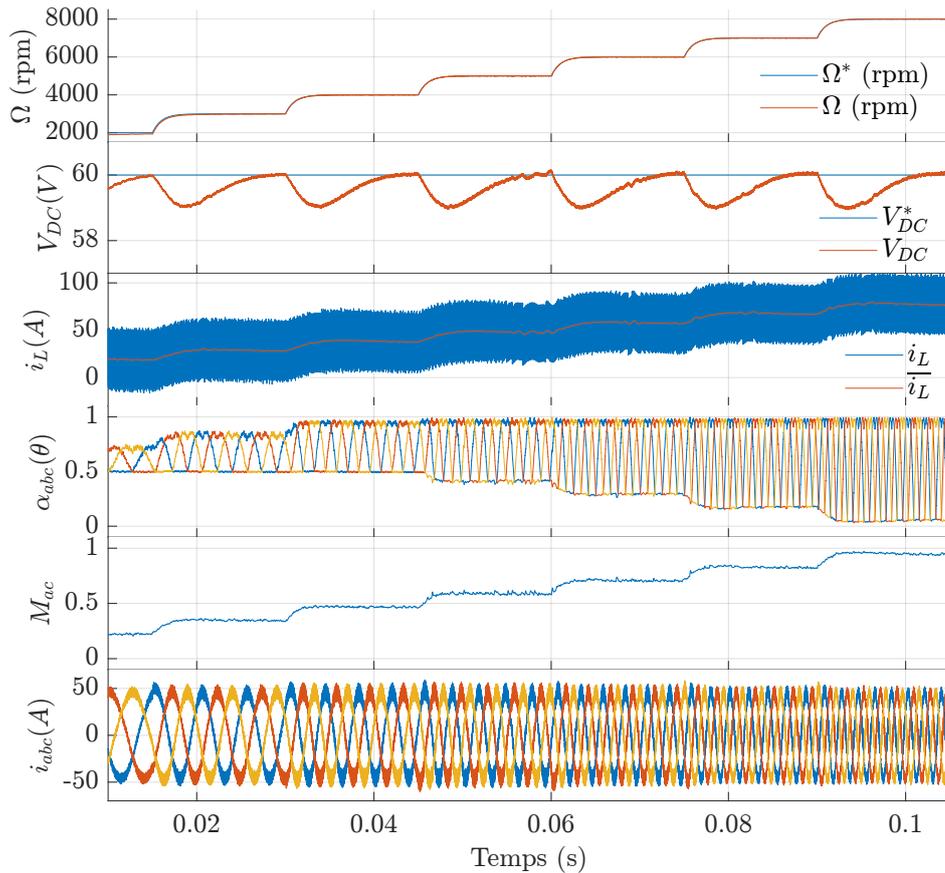


FIGURE 3.13 – Illustration en simulation du découplage en régime permanent entre la tension de bus et le pilotage de la charge du B-ASSI proposé.

3.3.2 Réversibilité

Un des verrous levé avec le B-ASSI est sa capacité à être réversible par rapport au SSI ou au ASSI. Ce sont les interrupteurs S_{abc2} qui assurent une réversibilité en courant en tout point de fonctionnement. Afin de valider la levée de ce verrou, un essai en simulation est présenté en Fig. 3.14. La machine est pilotée à vitesse constante avec un couple de charge appliqué constant dans un premier temps. La tension de bus est toujours régulée à 60V avec un échelon de couple de charge qui varie de 4 à $-4N.m$ appliqué à $t = 0,025s$. On peut observer que le courant moyen d'entrée i_L change de polarité. Cela valide le fonctionnement en mode générateur du convertisseur. Suite à l'inversion des courants triphasés, la vitesse et la tension de bus arrivent à rejeter les perturbations générées par cette inversion. Le B-ASSI offre bien la bidirectionnalité en courant sans impacter la tension de bus V_{DC} . Le B-ASSI est un convertisseur pouvant fonctionner dans les quatre quadrants, aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

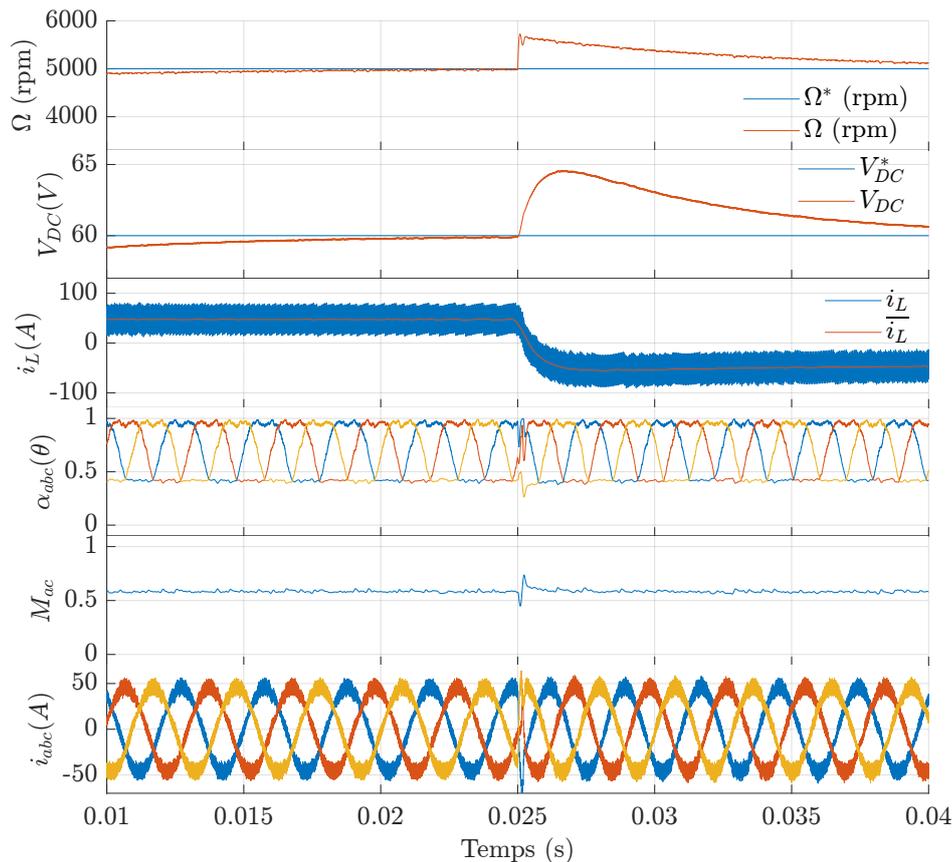


FIGURE 3.14 – Validation par simulation de la réversibilité du B-ASSI proposé. Échelon de couple négatif pour le passage en mode générateur.

3.3.3 Retardement d'entrée dans la zone de défluxage

Un des avantages d'une structure élévatrice pour les applications de traction électrique est de pouvoir offrir un nouveau degré de liberté dans le pilotage de la machine électrique. Comme vu pour le SSI classique, l'élévation de la tension de bus permet d'accroître le nombre de points de fonctionnement, notamment d'atteindre des vitesses plus élevées pour un couple donné, et ce, sans mettre en place de défluxage. Le défluxage va augmenter les pertes dans la machine par l'augmentation de la norme de courant par le biais du courant i_d . Il est intéressant de pouvoir augmenter la tension du bus continu afin d'alimenter le moteur avec une tension plus grande. L'entrée en défluxage est alors retardée.

L'élévation de la tension possède néanmoins son propre coût sur les pertes. En règle générale, il n'est pas judicieux de chercher à élever la tension de quatre à cinq fois sa valeur initiale. De plus, une élévation trop importante nécessiterait de dimensionner le convertisseur en conséquence, avec les calibres adéquats, ce qui augmenterait le coût du convertisseur. Pour le B-ASSI, une élévation maximale permettant de tripler la tension d'entrée est considérée. La Fig. 3.15 présente un scénario où le B-ASSI permet de retarder l'entrée en défluxage de la machine. En effet, un changement de consigne de la vitesse survient à $t = 0,025s$. La nouvelle valeur de vitesse se situe au-delà de la vitesse de base de la machine alimentée avec une tension de bus de 60V. Avec un VSI et une tension d'alimentation de 60V, le point serait inatteignable sans entrer en défluxage. Le B-ASSI peut augmenter sa tension de bus en conséquence afin de permettre d'atteindre ces vitesses au-delà de la vitesse de base.

Le réel avantage du B-ASSI en comparaison du SSI vient de la différence de leur utilisation de la tension de bus disponible. Le SSI possède un mauvais ratio d'utilisation de la tension disponible, contrairement au B-ASSI dont le ratio d'utilisation est maximal. C'est-à-dire que, pour une tension de

bus donnée, le B-ASSI peut faire varier sa charge sur tous ces points de fonctionnement. Autrement dit, l'indice de modulation peut varier de 0 à 1, là où l'indice de modulation du SSI est borné entre 0 et M_{DC} . Le B-ASSI ne nécessite donc pas de surélever la tension de bus pour atteindre le même point de fonctionnement. Si le SSI peut également retarder l'entrée en défluxage, cela s'opérera avec une augmentation des pertes bien plus importante que dans le cas du B-ASSI.

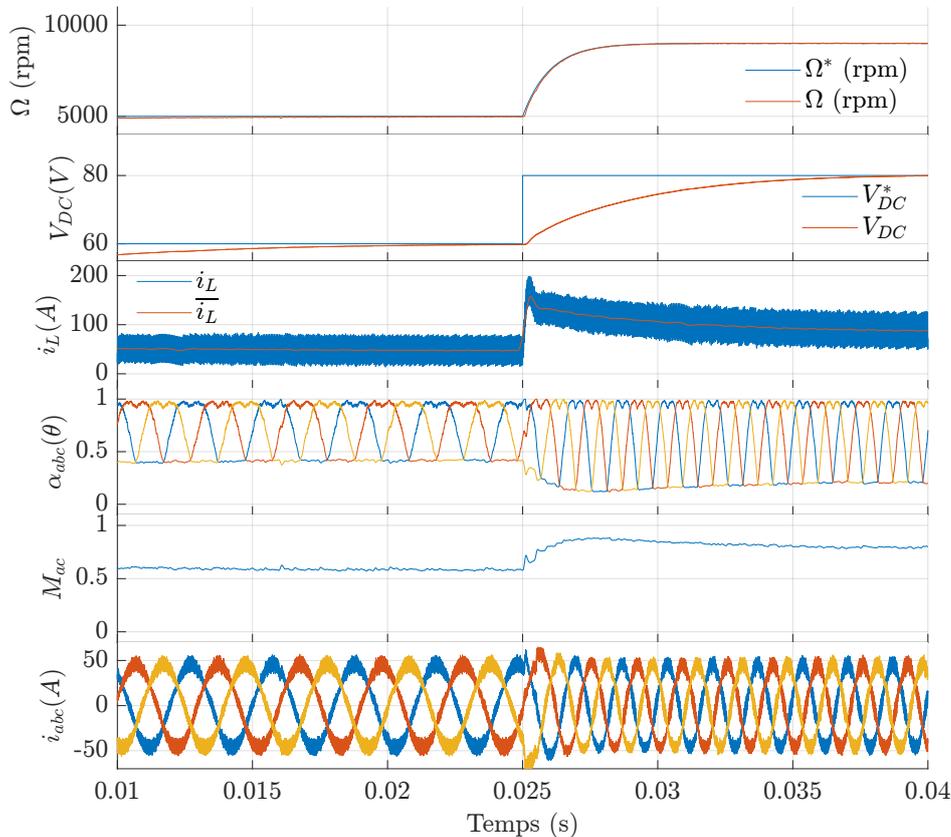


FIGURE 3.15 – Illustration en simulation du dépassement de la vitesse de base sans défluxage par l'adaptation de la tension de bus du convertisseur B-ASSI.

3.4 Validation expérimentale

Un prototype d'un B-ASSI a été réalisé à base de MOSFETs NTMTS6D0N15MC du fabricant ON-semiconductor. Ces MOSFETs sont surdimensionnés par rapport aux conditions de validation afin de rendre le prototype robuste en cas de défaillance à toute étape de la validation. Ainsi, la tenue en tension de ces MOSFETs est de 150V, pour une tenue d'un courant continu de 135A. Le prototype est présenté en Fig. 3.16.

3.4.1 Présentation du prototype et du banc expérimental

Le prototype est composé de plusieurs cartes :

1. La première est une carte en Substrat Métallique Isolé (SMI). Cette carte comprend les MOSFETs d'une phase du convertisseur, c'est-à-dire, les deux transistors de l'onduleur S_a^h et S_a^b , ainsi que les deux transistors S_{a1} et S_{a2} , de la branche inductive pour réaliser la fonction DC - DC. Une carte est réalisée pour chacune des phases. Chaque interrupteur S est composé de deux composants parallélisés. L'utilisation de la carte SMI a pour but de permettre la diffusion et l'équilibre de la montée en température des composants. En effet, les contraintes en courant des

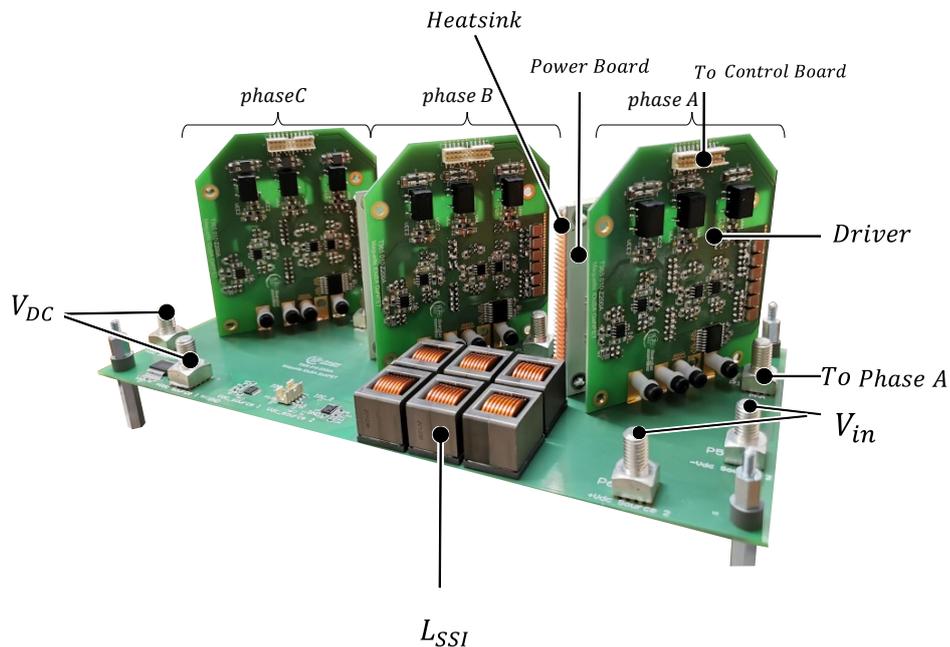


FIGURE 3.16 – Prototype du B-ASSI pour la validation expérimentale

transistors étant déséquilibrées, les MOSFETs du bas ou DC pourraient avoir tendance à monter plus rapidement en température. Sur chacune de ces cartes SMI, un dissipateur thermique est accolé pour permettre l'évacuation de la chaleur.

2. La seconde est une carte comprenant les circuits de pilotage des grilles des composants (*gate drivers* en anglais). Afin de garantir un pilotage précis, la carte *Driver* est interfacée directement au-dessus de la carte SMI. Cette carte comprend l'ensemble des composants nécessaires pour réaliser les niveaux de tensions adéquats. En effet, des potentiels flottants doivent être pris en compte, la tension devant être appliquée entre la grille et la source. Au total, trois références de potentiel doivent être générées pour les signaux de grilles. Il s'agit du potentiel associé au point milieu du bras de l'onduleur, le potentiel relié au terminal négatif de la source de tension V_{in} et le potentiel défini par la source commune entre les MOSFETs S_{a1} et S_{a2} . C'est d'ailleurs pourquoi cette configuration tête-bêche à source commune a été retenue pour l'architecture du B-ASSI. Cette carte prend en entrée, en plus du signal de commande PWM, les tensions nécessaires à l'alimentation des *drivers* et des alimentations pour générer les tensions. Trois cartes drivers sont réalisées pour piloter chacune des phases.
3. Une carte est utilisée pour gérer l'interface des entrées et sorties du circuit de puissance du convertisseur. Cette carte présente les différentes connexions à la source de tension d'entrée, ainsi que les connexions aux trois phases du moteur. L'inductance principale du SSI, ainsi que les condensateurs de bus DC sont disposés sur cette carte. Des connexions pour la tension de bus sont prévues pour la mesure de la tension par une sonde différentielle. Un capteur de courant inductif est également intégré à cette carte de connexion envoyant la mesure à la carte embarquant le contrôle.

Six inductances IHDM-1008BC-30 de chez Vishay sont utilisées. Comme discutée auparavant, cette inductance est dimensionnée avec un critère d'ondulations du courant importantes. La première raison à cela, est par le fait que le B-ASSI est un convertisseur bidirectionnel. Le courant inductif pouvant être

négatif à tout instant, le convertisseur opère en permanence en mode de conduction continue. Enfin, l'industrie automobile se dirige à grands pas dans l'adoption des composants à grand gap. L'adoption de ces composants permet d'envisager, dans un avenir proche, une forte augmentation des fréquences de découpage. Le niveau de *ripple* du courant inductif sera alors bien inférieur à valeur d'inductance équivalente.

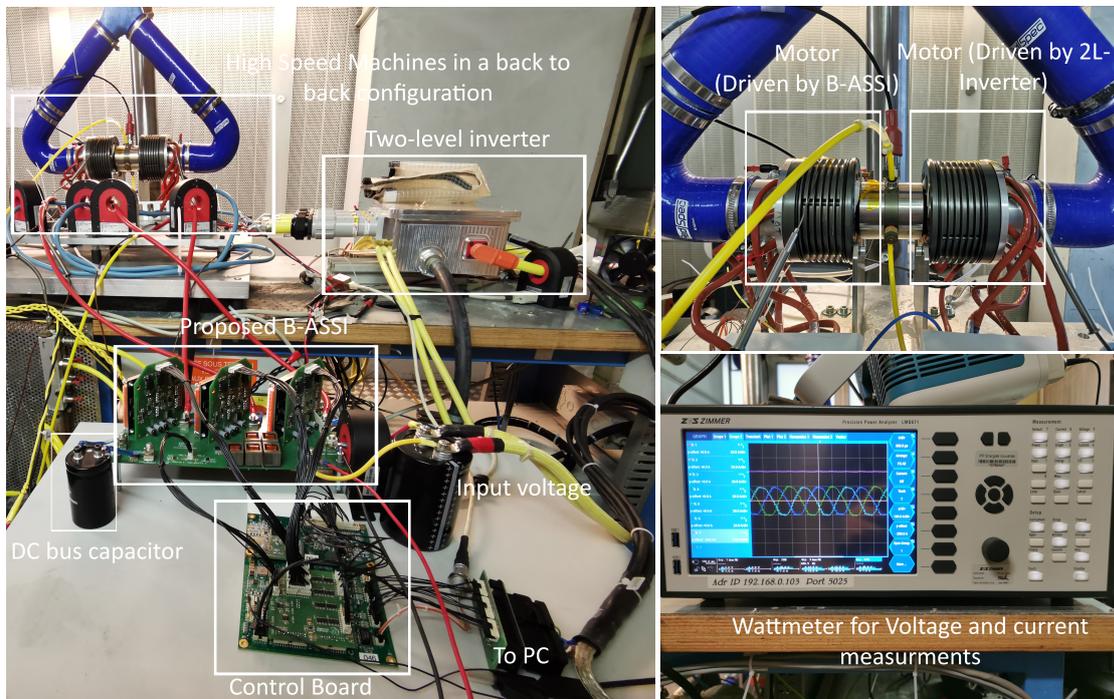


FIGURE 3.17 – Présentation du banc expérimental pour la validation du prototype du B-ASSI

Le contrôle est développé dans un environnement MATLAB/Simulink. Les rapports cycliques de la MSVPWM peuvent être obtenus à partir des rapports cycliques de la SVPWM. Il est également nécessaire de créer les nouveaux rapports cycliques α_{abc1} à partir de la grandeur $1 - M_{DC}$. Cette dernière peut venir de la sortie du contrôleur sur le courant inductif. Dans un premier temps, elle sera réglée en boucle ouverte. La génération de code est faite automatiquement depuis l'environnement MATLAB/Simulink via l'outil Code Composer Studio. Le code est ensuite téléversé sur une carte de contrôle développée au sein d'IFPEN permettant de générer les signaux PWM qui seront envoyées à chacune des cartes drivers.

Un banc de test pour la validation expérimentale du principe de fonctionnement du B-ASSI est mis en œuvre. Ce dernier est présenté en Fig. 3.17. Deux machines synchrones à aimants permanents sont utilisées sur le banc. Il s'agit des machines à très haute vitesse pouvant atteindre un régime de vitesse de $140000\text{tr}/\text{min}$. Ce sont des machines à pôles lisses présentant une saillance très faible. Ces deux machines sont disposées dans une configuration dite *back-to-back* en partageant le même axe mécanique. L'une des machines imposera la vitesse de l'arbre, tandis que l'autre pourra régler le couple utile fourni à l'arbre moteur. Le B-ASSI est utilisé pour piloter l'une des deux machines. La seconde machine est pilotée par un onduleur à deux niveaux de tension classique. Il s'agit d'un autre prototype industriel développé à l'IFPEN. Deux cartes de contrôle différentes sont nécessaires afin de gérer l'interface Homme Machine (IHM). Des sondes à effet hall sont utilisées pour la mesure des courants dans les phases des moteurs. Une commande sans capteur mécanique, étant déjà implémentée pour ces machines, est utilisée pour l'estimation de la vitesse. Les paramètres des machines et du convertisseur sont présentés dans la Tab. 3.2.

TABLE 3.2 – Paramètres expérimentaux des machines et du convertisseur proposé.

Paramètres	Symboles	Valeurs
Tension d'entrée	V_{in}	20V
Inductance du convertisseur <i>split source</i>	L_{SSI}	$6\mu\text{H}$
Condensateurs de bus DC	C	$4700\mu\text{F}$
Tension de bus nominale	V	48V
Fréquence de découpage	f_{sw}	30kHz
Nombre de paires de pôles	p	1
Inductances moteur	L_s	$5\mu\text{H}$
Résistance statorique	R_s	$3\text{m}\Omega$
Flux des aimants vu par la stator	ϕ_f	0,9mWb
Consigne de vitesse	Ω^*	[0-70 000 rpm]

3.4.2 Processus de démarrage

Une procédure de mise en route du convertisseur est nécessaire. En effet, tout comme pour un convertisseur Boost, la tension V_{DC} au démarrage est nulle. Un démarrage immédiat dans ces conditions entraîne un fort appel de courant inductif en réponse pour recharger la tension de bus DC. De plus, la charge ne peut pas être alimentée à partir d'une tension de bus nulle. Il est donc nécessaire d'établir un état initial du convertisseur afin de permettre le démarrage en assurant l'intégrité du convertisseur. Dans le cas précisément du B-ASSI, les conditions à respecter sont toujours la non mise en court-circuit du bus DC, ainsi que la nécessité d'assurer la continuité du courant inductif à tout instant. Ainsi, un état par défaut pour le B-ASSI est défini afin de garantir le respect de ces conditions. Cet état est représenté en Fig. 3.18.

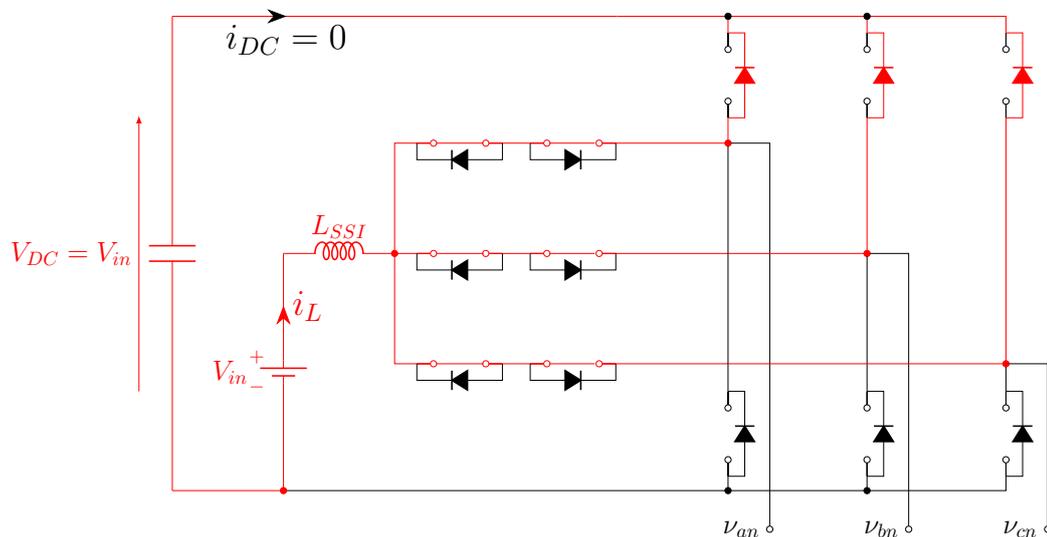


FIGURE 3.18 – État défini pour le démarrage du B-ASSI ou lors d'un mode de défaut.

Lors de l'état de démarrage, si la tension de bus est nulle, afin de recharger le bus continu et de garantir la continuité du courant inductif, les trois premiers MOSFETs S_{abc1} sont forcés à l'état passant. Ainsi, comme montré sur le schéma, à condition que la tension appliquée à l'entrée soit supérieure à la tension de seuil des diodes, ces dernières deviendront passantes. Le courant inductif traverse alors les seconds interrupteurs S_{a2} et les diodes des MOSFETs du haut des bras onduleurs S_{a^h} . Ainsi, au démarrage, pour éviter l'appel de forts courants, la tension d'entrée V_{in} sera progressivement augmentée pour

charger le bus DC.

Cet état est également valable pour la mise en défaut de l'onduleur. Les phases machines se retrouvent déconnectées, mais le courant inductif n'est pas coupé pour autant. Pour s'assurer que les commandes $C_{abc1} = 1$, il suffit de s'assurer que les rapports cycliques α_{abc1} sont à une valeur par défaut égale à zéro. La commande logique des MOSFETs S_{abc2} dans l'état par défaut devrait être égale à zéro. Afin de prendre en compte le cas où un défaut surviendrait lorsque le courant inductif est négatif, on impose également $C_{abc2} = 1$.

3.4.3 Validation en mode non saturé : imitation du SSI

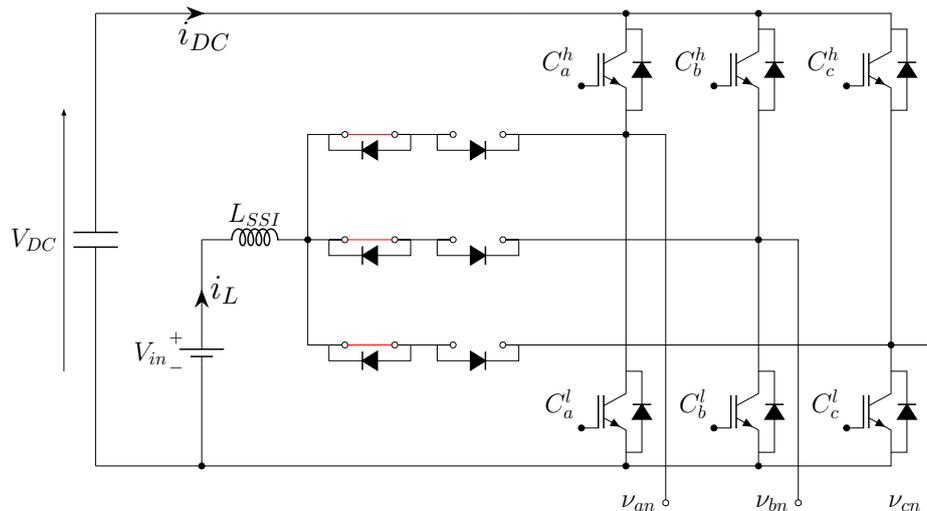


FIGURE 3.19 – Illustration du fonctionnement du B-ASSI testé dans un mode imitant un SSI non réversible

Afin de démontrer l'opération correcte du convertisseur dans différents modes de fonctionnement, un premier essai est réalisé dans un cas de fonctionnement imitant un onduleur à *Split Source* classique. Ce cas permet de mettre en évidence les défauts du convertisseur d'origine et de mettre en lumière les verrous levés par le B-ASSI proposé.

Pour cet essai, les régulateurs PI sur la tension de bus représentés sur la Fig. 3.9 sont déconnectés et nous imposons directement les grandeurs V_d^*, V_q^*, Ω^* , ainsi que M_{DC} . Dans ce premier mode de fonctionnement SSI, les transistors S_{abc1} sont forcés à l'état passant. Afin d'imiter le comportement des diodes uniquement du SSI classique, les commandes C_{abc2} sont forcées à zéro. Les transistors hauts des bras onduleurs sont pilotés par les rapports cycliques des phases machines α_{abc} . Une illustration de l'état du convertisseur dans ce mode est donnée en Fig. 3.19. Les rapports cycliques correspondant envoyés au convertisseur sont représentés sur la Fig. 3.20. L'indice de modulation est évalué à $M_{ac} = 0,24$ et la grandeur $(1 - M_{DC}) = 0,76$.

Le fonctionnement du B-ASSI, imitant le fonctionnement d'un SSI, obtenu pour ce point de fonctionnement, est présenté en Fig. 3.21. Ici, la fonction d'élévation est testée et vérifiée avec un facteur d'élévation équivalent à $1.66V_{in}$. Le non-pilotage des seconds transistors de la branche inductive S_{a2} , impose ici un fonctionnement en conduction discontinue. Pour ce mode de fonctionnement spécifique, la valeur moyenne du courant inductif est égal à $\approx 3.45A$. La faible valeur d'inductance choisie impose de très fortes ondulations du courant inductif.

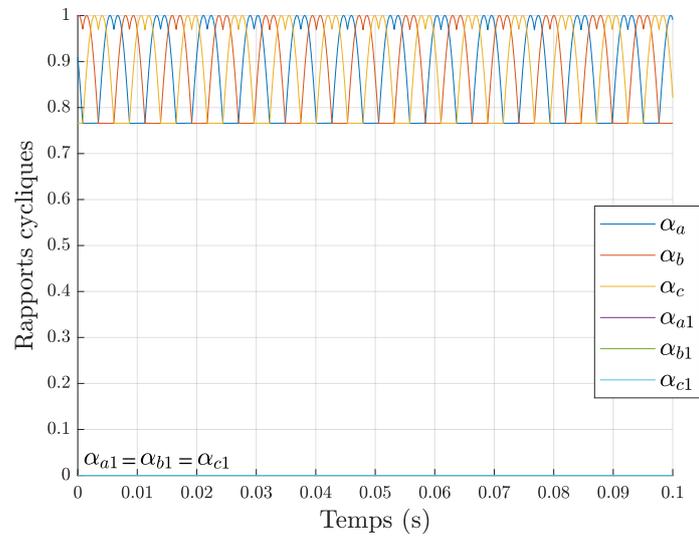


FIGURE 3.20 – Rapports cycliques expérimentaux pour le mode non-saturé en conduction discontinue

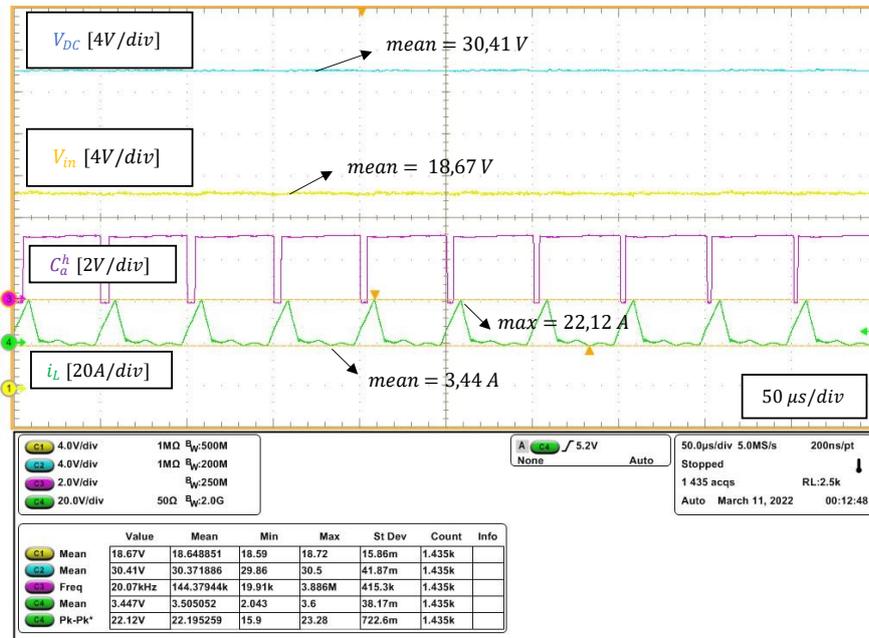


FIGURE 3.21 – Validation du mode non-saturé en mode de conduction discontinue

3.4.4 Validation en mode non-saturé réversible

Le second mode de validation effectué correspond à une imitation d'un fonctionnement du convertisseur SSI, mais en étant réversible. Ainsi, la fonction de rectification synchrone du SSI est ici testée. Le schéma illustrant le mode d'opération du convertisseur est présenté en Fig. 3.22. Les rapports cycliques envoyés sont présentés en Fig. 3.23a. L'indice de modulation est fixé à $M_{ac} = 0,25$ et le rapport d'élévation $(1 - M_{DC}) = 0,72$. Un courant crête de charge dans les phases du moteur est $I_{max} \approx 60A$. Un léger déséquilibre sur les courants est visible sur la Fig. 3.23b du fait que ce test est réalisé en boucle ouverte et non-régulé.

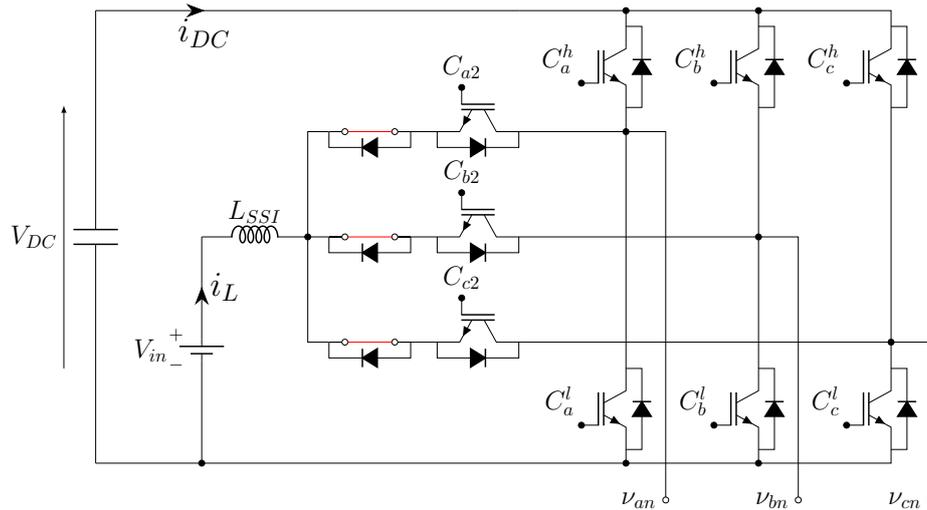


FIGURE 3.22 – Illustration du fonctionnement du B-ASSI testé dans le mode non saturé et réversible.

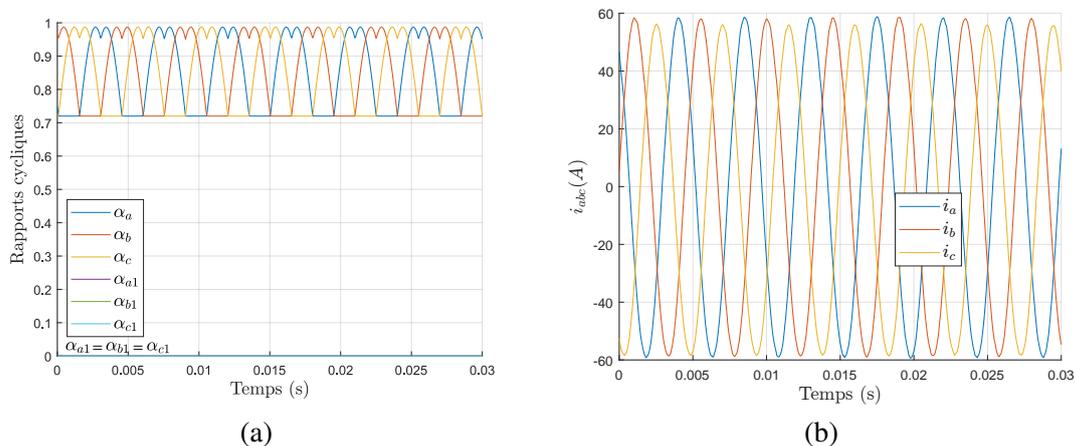


FIGURE 3.23 – Rapports cycliques et courants expérimentaux pour le mode non-saturé en conduction continue

La Fig. 3.24 présente la tension d'entrée, la tension de bus et le courant inductif dans ce mode de rectification synchrone. Sur cette figure, il est visible que le convertisseur opère maintenant en mode de conduction continue, même avec une valeur moyenne du courant de l'inductance très faible. Ce mode de fonctionnement correspond au mode non saturé du B-ASSI. Pour ce test, la tension d'entrée est fixée à $V_{in} = 30V$. La tension de bus obtenue à partir de cette tension d'entrée est égale à $41,2V$. Ce niveau de tension correspond bien à la valeur $V_{in}/(1 - M_{DC}) = V_{in}/0,72 \approx 41,6V$. Le B-ASSI opérant en mode non saturé correspond bien aux attentes. Non seulement la fonction d'élévation de

la tension de bus est possible et en accord avec la modélisation, mais aussi le convertisseur est bien réversible, même dans les zones de courant proche de zéro.

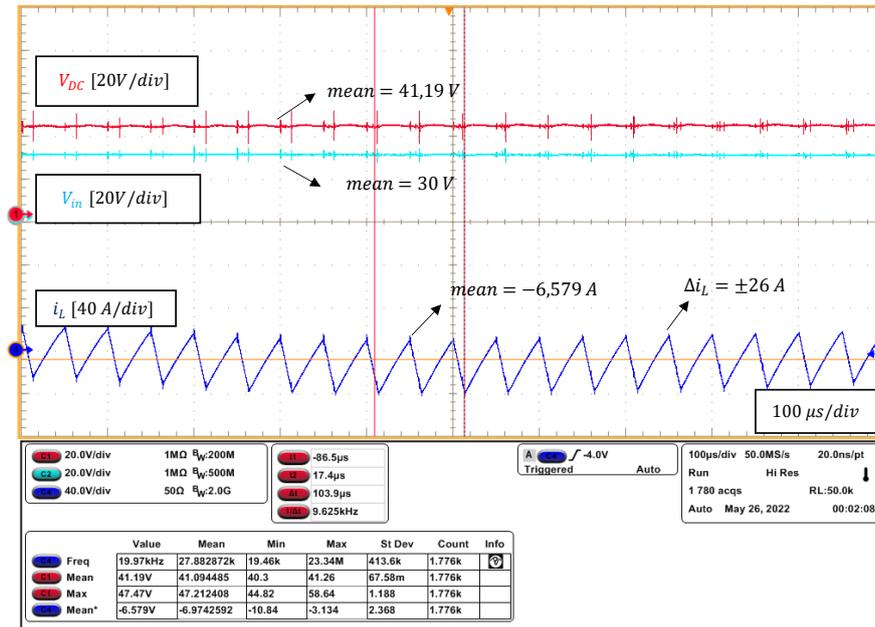


FIGURE 3.24 – Validation du mode non-saturé en mode de conduction continue

3.4.5 Validation du B-ASSI en mode saturé

Le dernier mode de fonctionnement à valider est le B-ASSI en mode saturé, c'est-à-dire, sa capacité à pouvoir effectuer des décharges inductives lors des états actifs. Ce mode de fonctionnement utilise la totalité des nouveaux états du convertisseur et sa modulation dans son ensemble. Une première vérification de la possibilité de décharger dans les états actifs est effectuée et présentée en Fig. 3.25. Une mesure des trois tensions appliquées à la grille des différents transistors hauts des bras d'onduleur de chaque phase est effectuée. Ainsi, la durée réelle appliquée de l'état zéro V_{111} est parfaitement déduite. Enfin, le courant inductif i_L est mesuré. Sur la Fig. 3.25, il est clairement visible que la décharge inductive intervient pendant l'état actif V_{100} et se poursuit dans l'état actif V_{110} . La décharge inductive est donc bel et bien réalisée pendant les états actifs du convertisseur.

Un point de fonctionnement proche de celui testé pour le mode non saturé est réalisé pour le mode saturé. L'indice de modulation sur ce point est évalué à $M_{ac} = 0,28$. L'enveloppe basse des rapports cycliques est équivalente à $1 - M_{ac} = 0,72$. Afin que le courant inductif se décharge durant les états actifs, la grandeur $(1 - M_{DC})$ doit être réglée à une valeur supérieure à $1 - M_{ac}$. Une valeur relativement proche de $(1 - M_{DC}) = 0,75$ est choisie. Les rapports cycliques et les courants de phase en boucle ouverte obtenus sont présentés en Fig. 3.26. La tension de bus continue obtenue à partir de la tension d'entrée, ainsi que le courant i_L pour ce point figurent en Fig. 3.27.

Cette figure illustre le bon fonctionnement du mode saturé du B-ASSI avec une décharge inductive pendant les états actifs. La tension de bus obtenue correspond bien à $1/(1 - M_{DC})V_{in} = 30,2/0,75 = 40,26V$, avec un courant inductif oscillant autour de zéro, assurant un mode de conduction continue.

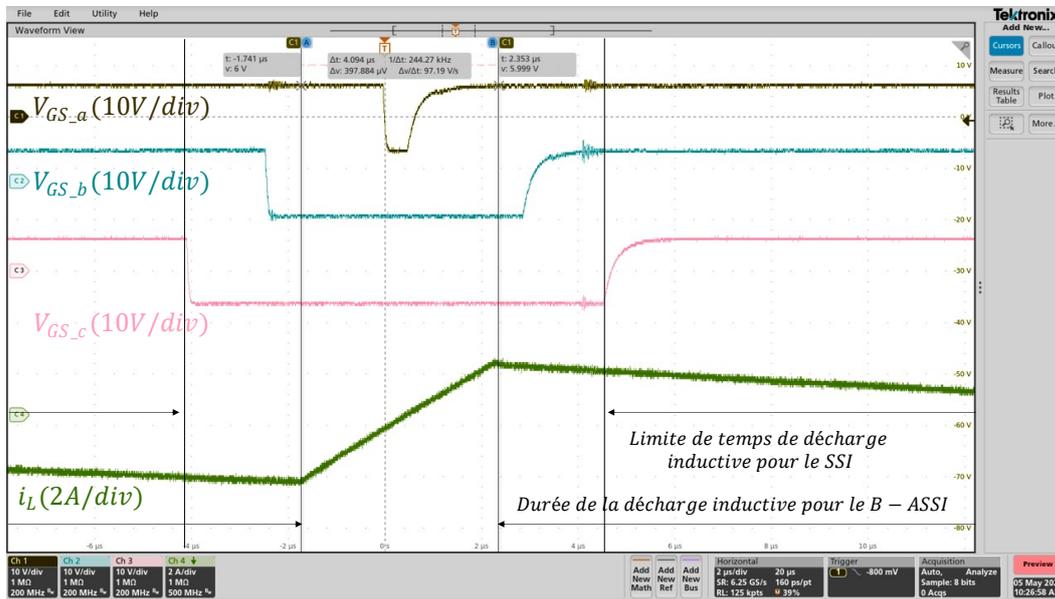


FIGURE 3.25 – Validation expérimentale du fonctionnement du B-ASSI en mode saturé et de la décharge inductive pendant les états actifs

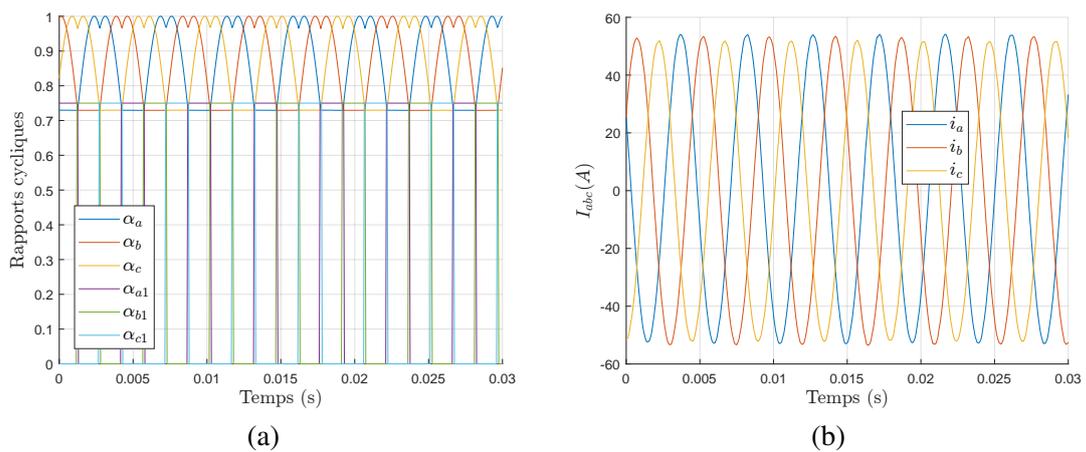


FIGURE 3.26 – Rapports cycliques et courants expérimentaux pour le mode saturé en conduction continue

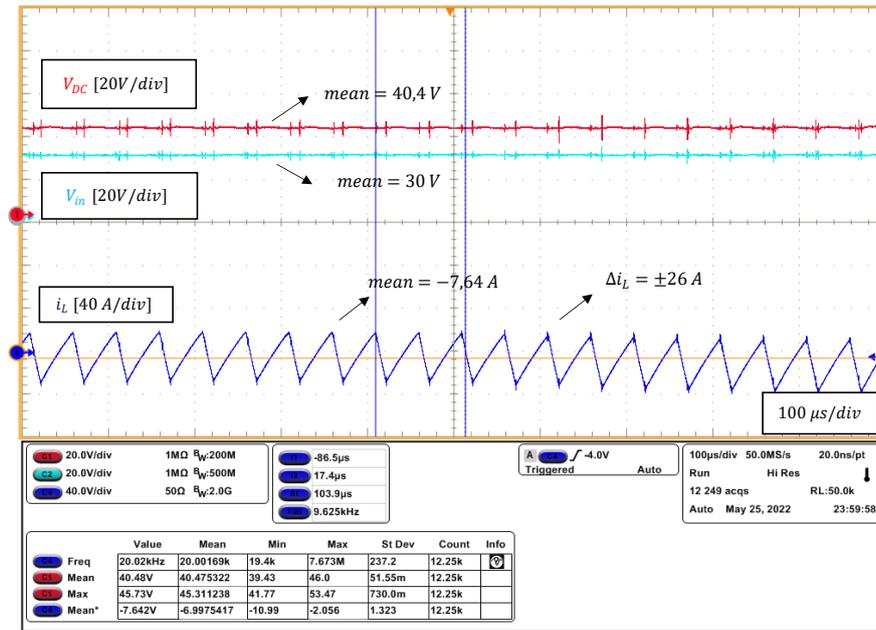


FIGURE 3.27 – Validation du mode saturé en mode de conduction discontinue

3.4.6 Validation de la génération des commandes C_{abc2}

Une vérification plus poussée des signaux de commande envoyés aux MOSFETs est réalisée afin de valider en détail la modulation proposée, ainsi que la fonction logique implémentée pour les transistors S_{abc2} . Deux points de fonctionnement en boucle ouverte sont testés. Une vitesse de consigne $\Omega^* = 3000tr/min$ est imposée, $V_d^* = 0$ ainsi que $V_q^* = 1V$ à partir d'une tension d'entrée de $5V$. Afin de faire apparaître tous les états possibles des C_{abc2} , deux ratios d'élévation distincts sont testés. Soit $M_{DC} \approx 0,22$ pour le mode non-saturé et $M_{DC} \approx 0,1$ pour le mode saturé. Les différentes tensions de grille et le courant d'entrée i_L sont représentés pour les deux modes non-saturé et saturé dans les Fig. 3.28a et Fig. 3.28b respectivement. Des zooms sur quelques périodes de découpage pour les deux modes sont présentés en dessous sur les Fig. 3.28c et Fig. 3.28d.

Pour le mode non-saturé, les commandes C_{abc1} sont clampées à la valeur un. Ces niveaux sont bien réalisés avec la mise à zéro des rapports cycliques α_{abc1} . La Fig. 3.28c montre que la commande implémentée pour C_{a2} est bien celle attendue donnée par (3.5). C'est-à-dire, que le transistor S_{a2} doit être passant lorsque $C_a^l = 1$, ainsi que pendant la durée de la décharge inductive qui n'a lieu que lors des états zéros V_{111} . Cela est bien visible sur la Fig. 3.28c, la décharge inductive est corrélée avec la fermeture du MOSFETs C_{a2} et le signal C_{a2} commute bien avec lorsque $C_a^h = 0$ au temps mort près.

Pour le mode saturé, c'est la commutation de la commande C_{a1} qui décrit le temps de décharge inductive pendant les états actifs, comme vu sur la Fig. 3.28d. Une condition supplémentaire est ajoutée pour faire conduire le MOSFET S_{a2} . En effet, dès lors qu'une décharge inductive a lieu, ce dernier devient passant. Ainsi, les seuls instants où C_{a2} n'est pas à un, sont les secteurs où la durée pendant laquelle $C_a^h = 1$ est supérieure à la durée de la décharge inductive. Durant la période fondamentale, sur les secteurs où $\alpha_a \leq (1 - M_{DC})$, la commande C_{a2} ne commute pas.

Sur ces quatre sous-figures, et notamment sur les Fig. 3.28a et Fig. 3.28b, on peut constater les différences de comportement des C_{abc2} entre mode non-saturé et saturé à l'échelle de la période fondamentale. Ainsi, la commande C_{a2} a tendance à moins commuter en mode saturé par rapport au mode non-saturé. Le transistor est passant pour une durée bien supérieure pour le mode saturé que pour le mode non-saturé. Un constat inverse peut être fait sur la commande C_{a1} . Cette dernière est à

son niveau haut à tout instant pour le mode non-saturé. Pour le mode saturé, C_{a1} sera majoritairement à son niveau bas lorsque $\alpha_a \leq M_{DC}$.

Enfin, la Fig. 3.28e présente un cas de défaut qui est bien évité par le schéma PWM proposé. Ce cas de défaut avait été illustré sur la Fig. 3.4. L'exact schéma de défaillance de Fig. 3.4f est évité et présenté sur la seconde moitié de la Fig. 3.28e. En mode saturé, la logique implémentée permet d'éviter la mise en court-circuit du bus continu et est validé sur tous les secteurs par la Fig. 3.28b.

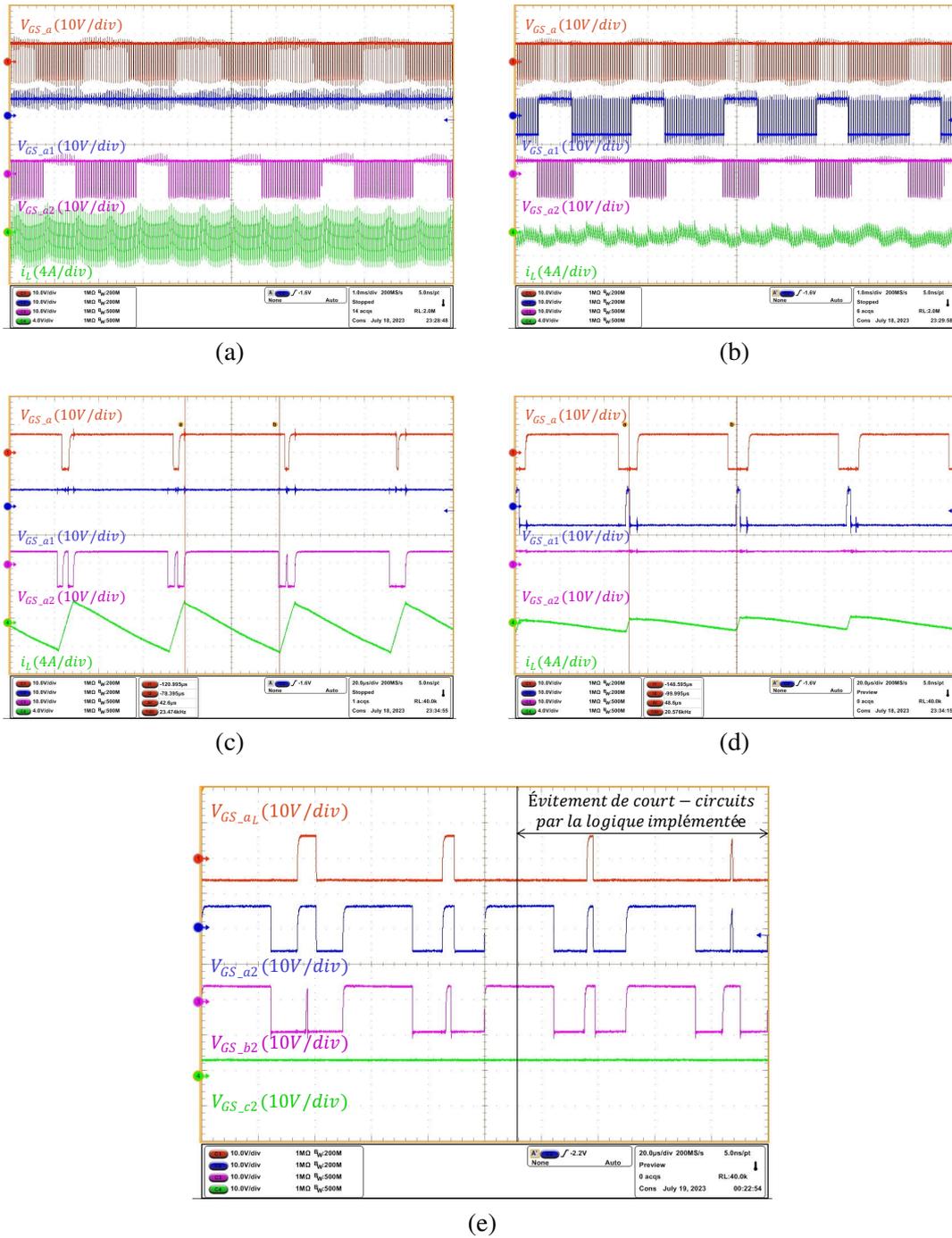


FIGURE 3.28 – Validation expérimentale des commandes du B-ASSI : (a) - pour le mode non-saturé, (b) - pour le mode saturé, (c) - Zoom dans le mode non-saturé, (d) - Zoom dans le mode saturé, (e) - Validation de la fonction logique C_{abc2} : évitement de la mise en court-circuit du bus continu en comparaison du cas où une simple rectification synchrone serait utilisée.

3.4.7 Validation du B-ASSI avec contrôle de la charge en boucle fermée

Dans les essais suivants, la charge est maintenant contrôlée en boucle fermée. La tension de bus peut être contrôlée en boucle ouverte ou fermée indépendamment de la charge. Elle sera, dans un premier temps, contrôlée en boucle ouverte via la variable M_{DC} .

Pour l'essai présenté en Fig. 3.29, une vitesse moteur de $20000tr/min$, ainsi qu'un courant crête dans les phases moteur de $5A$ sont imposés. À partir d'une tension d'entrée de $V_{in} = 20V$, une augmentation progressive de la tension de bus est réalisée de 24 à $28V$ environ. La durée de décharge inductive dans les états actifs est réduite progressivement jusqu'à ce que la durée de l'état zéro V_{111} soit suffisante pour le niveau de tension V_{DC}^* choisi. Cette montée en tension permet une transition du mode de fonctionnement saturé au mode non-saturé, qui se fait de manière naturelle lorsque la valeur $(1 - M_{DC})$ avoisine la valeur de M_{ac} . La tension de fonctionnement $V_{DC} = 28V$ représente la tension de bus minimale accessible pour un mode de fonctionnement mode non-saturé (SSI). La Fig. 3.29 présente donc l'avantage d'opérer à tension de bus réduite en mode saturé par rapport au mode non-saturé où la tension de bus sera naturellement supérieure. En effet, les ondulations hautes fréquences du courant inductif sont fonction du rapport d'élévation. Dans le mode non-saturé, ce rapport d'élévation est naturellement supérieur, entraînant davantage de *ripple* de courant. Ces *ripple* engendrent des pertes par conduction et des pertes fer dans l'inductance.

Ainsi, pour le mode saturé, les tensions de bus inférieures sont accessibles, avec une tension minimale V_{DC} atteignable fixée par l'équation (3.8). La possibilité de travailler à tension de bus réduite permet de diminuer davantage les contraintes dans le dimensionnement de l'inductance du convertisseur. Dans le cas du SSI classique, cette limite basse de tension de bus est subie. De plus, l'enveloppe basse des rapports cycliques, image de la tension de bus, est intrinsèquement lié à l'indice de modulation. Ce couplage augmentera le niveau de *ripple* en fonction du point de fonctionnement de la charge. Ce cas de figure, illustre donc bien l'avantage en termes de réduction de *ripple* sur le courant inductif en mode saturé.

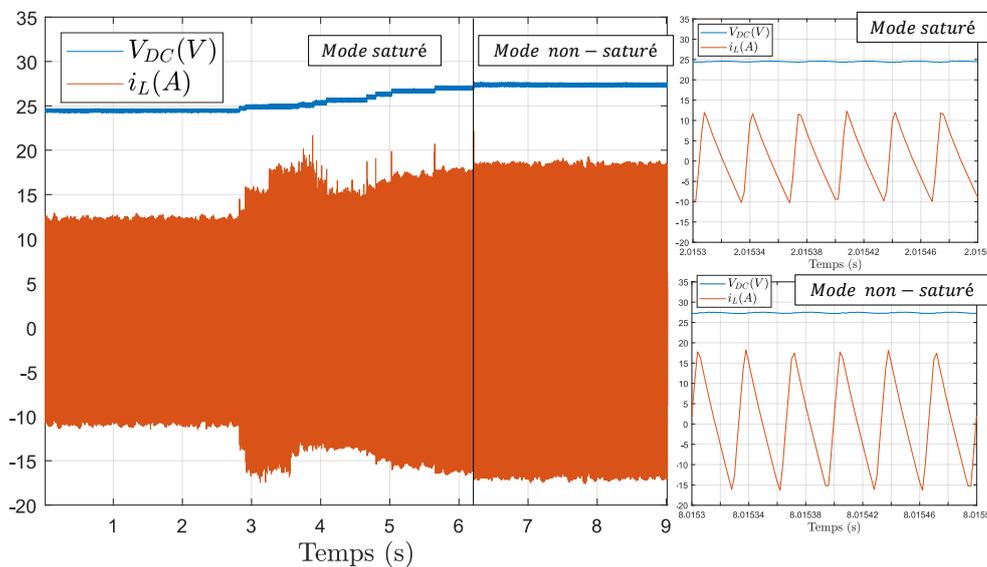


FIGURE 3.29 – Illustration de l'avantage en termes de *ripple* de courant i_L entre le mode saturé et le mode non-saturé

La logique programmable implémentée sur les interrupteurs S_{abc2} permet d'assurer la réversibilité. Dû au choix de dimensionnement de l'inductance, de forts niveaux d'ondulation haute fréquence du courant inductif sont subis. Les points de fonctionnement choisis imposent une valeur de courant moyen proche de zéro. La Fig. 3.30 présente, avec la charge en boucle fermée, une validation du mode

moteur et du mode générateur. Ces deux points sont validés avec une valeur moyenne plus importante pour un courant strictement positif et presque strictement négatif. Dans le premier cas, un courant crête de charge de 30A pour une vitesse de $\Omega = 50krpm$ sont imposés. La tension de bus est conservée à $V_{DC} = 20,5V$ avec une tension d'entrée toujours définie à $V_{in} = 20V$. Le même essai est réalisé pour le mode générateur pour une vitesse $\Omega = 30krpm$ avec un courant crête égal à 16A en appliquant un couple négatif. Une valeur moyenne de courant inductif de 10 et $-5A$ sont obtenues. Ces deux points permettent de valider le fonctionnement du convertisseur en mode moteur ou en mode générateur pur avec un niveau d'ondulation n'annulant pas le courant inductif.

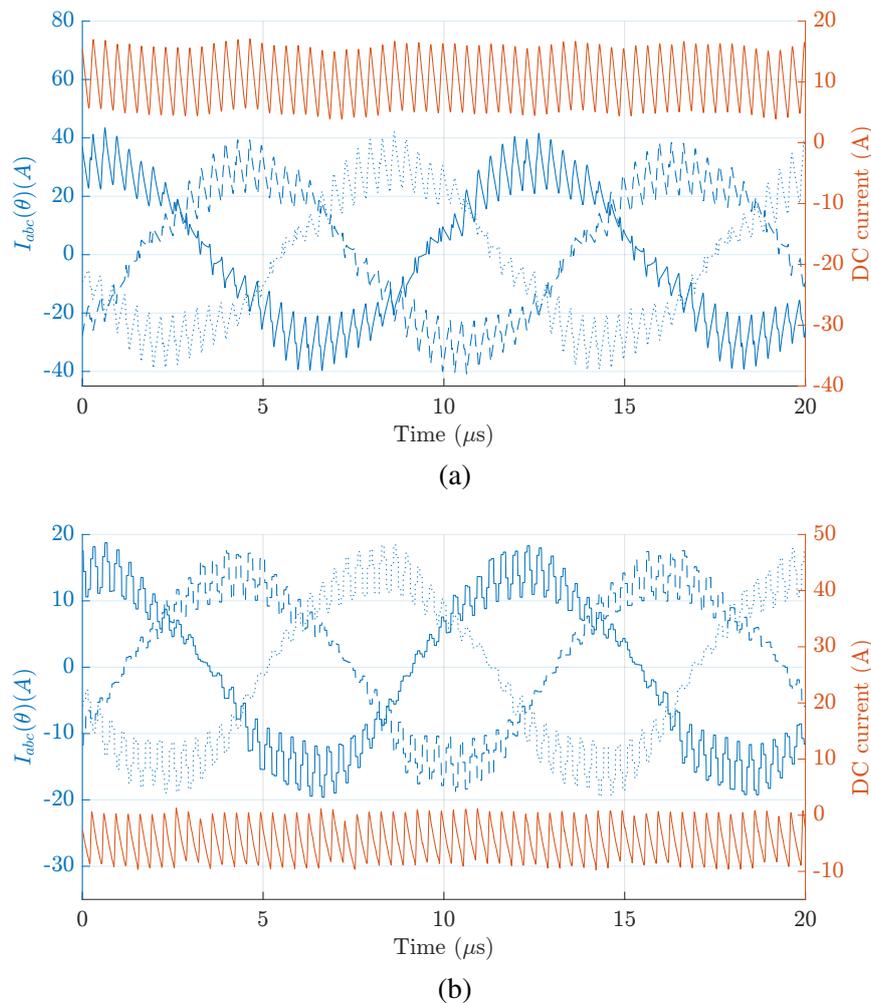


FIGURE 3.30 – Validation expérimentale en boucle fermée : (a) - du mode moteur, (b) - du mode générateur

3.4.8 Validation du contrôle de la tension de bus

Le contrôle de la tension de bus est validé expérimentalement en Fig. 3.31. Un courant de 10A dans la charge est imposé, la tension d'entrée est fixée à $V_{in} = 10V$. Les conditions sont légèrement différentes, mais les temps de réponse en boucle fermée de la tension de bus sont tout à fait cohérents avec les niveaux trouvés en simulation, présentés sur la Fig. 3.12. Plusieurs échelons de consigne de tension de bus sont imposés. Il est montré qu'une stratégie très simple de deux correcteurs PI imbriqués est tout à fait envisageable pour permettre le contrôle de la tension de bus, et ce, de façon indépendante de la charge.

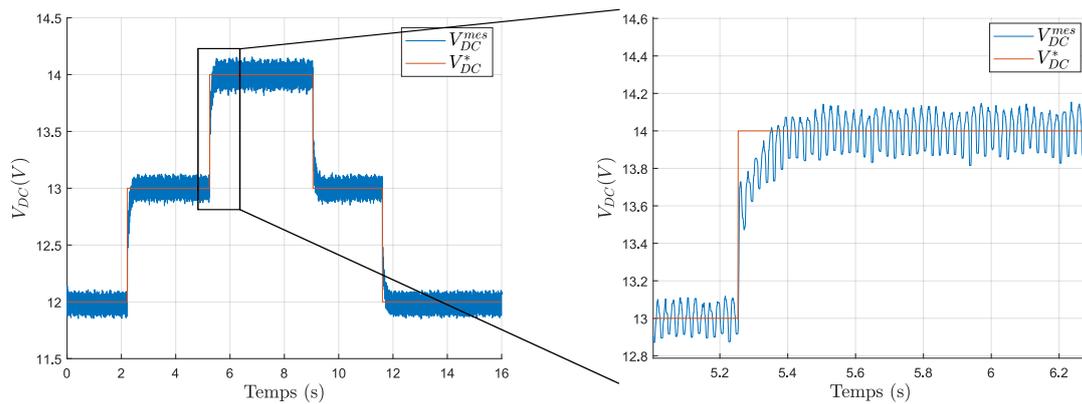


FIGURE 3.31 – Validation du contrôle de la tension de bus en boucle fermée

A ce stade, la validation expérimentale du convertisseur a permis de prouver le bon fonctionnement de ce dernier. La décharge pendant les états actifs, la modulation, ainsi que la logique programmable implémentée permettent de montrer que le convertisseur est capable de lever les verrous de la topologie du SSI classique. De plus, la réversibilité du convertisseur a été validée, prouvant ainsi que le B-ASSI est compatible avec les applications de traction. La possibilité de décharger l'inductance pendant les états actifs présente un certain nombre d'avantages. Premièrement, la tension de bus DC apparaît désormais comme un degré de liberté et complètement indépendant du point de fonctionnement de la charge. De plus, la possibilité de diminuer la tension par rapport à ce que le SSI imposerait permet de réduire la valeur moyenne du courant inductif, ainsi que ces ondulations hautes fréquences. Ces deux paramètres ont un effet sur le courant efficace vu par les semi-conducteurs. Cela a donc un impact sur les pertes et le rendement du convertisseur qui sera démontré dans la partie suivante.

3.5 Calcul de pertes du B-ASSI

Le calcul de pertes de l'architecture du B-ASSI prend en compte les pertes dans les semi-conducteurs, ainsi que dans les éléments passifs. Le calcul des pertes dans les semi-conducteurs est réalisé indépendamment pour les pertes par conduction et les pertes par commutation. Le calcul des pertes dans les éléments passifs considère les pertes joules dans l'inductance L_{SSI} et les condensateurs C_{DC} , ainsi que les pertes fer dans l'inductance.

La fonction de conversion DC-DC du B-ASSI étant semblable à celle du convertisseur Boost, les pertes dans les éléments passifs se basent sur des formulations bien connues. Les pertes joules et pertes fer dans l'inductance peuvent être calculées comme dans le cas d'un convertisseur Boost [127]. Les pertes joules dans les condensateurs du bus continu se basent sur le formalisme proposé dans [128] à partir du courant absorbé par la charge auquel est ajouté la prise en compte des instants de décharge inductive propre au B-ASSI. Le détail du calcul des pertes dans les éléments passifs est présenté dans l'annexe A.

Les pertes dans les semi-conducteurs sont plus complexes à exprimer. Ainsi, cette section présente tout d'abord la méthodologie de calcul des pertes par conduction dans le cas d'un VSI. L'application de cette méthodologie dans le cas du B-ASSI est longue et fastidieuse. Elle sera donnée en annexe A également. Par la suite, le calcul des pertes par commutation sera développé. Une validation par simulation des expressions présentées est réalisée. Enfin, une évaluation du modèle de pertes par rapport aux pertes expérimentales sera effectuée.

3.5.1 Présentation de la méthodologie du calcul des pertes par conduction dans le cas d'un onduleur à deux niveaux de tension classique

Pour le calcul des pertes par conduction d'un onduleur classique, il est nécessaire de définir les courants moyen et efficace traversant les semi-conducteurs [129-133]. La définition des pertes par conduction est réalisée par le calcul de la valeur moyenne de la puissance dissipée sur une période de découpage T_{sw} .

L'établissement des expressions des courants suivants est fait en considérant des composants MOSFETs. Dans le cas d'un MOSFET, l'utilisation d'une diode en anti-parallèle n'est pas systématique. La formulation des pertes par conduction est modifiée si la diode est considérée ou non. Dans une optique de généralisation du calcul, il est dans, un premier temps, considéré qu'une diode en anti-parallèle est utilisée. La généralisation du calcul de pertes présentée ici considère séparément les expressions des courants entre le transistor et sa diode en anti-parallèle. Les pertes par conduction d'un MOSFET sont données par (3.19).

$$P_{cond}^{MOSFET} = R_{DS(on)} i_{Keff}^2(t) \quad (3.19)$$

Avec i_{Keff} le courant efficace du courant instantané i_K traversant le transistor K , où K représente l'interrupteur étudié. La définition du courant efficace que conduit le semi-conducteur est par l'intégration sur la période fondamentale T du courant instantané comme présenté par l'équation (3.20).

$$i_{Keff}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_K^2(t) dt} \quad (3.20)$$

Un raisonnement identique peut être réalisé pour la diode en anti-parallèle. Pour cette dernière, sa tension de seuil doit être prise en compte. Ainsi, la valeur moyenne de la puissance dissipée par la diode est établie dans le cas général par l'équation suivante :

$$P_{cond}^{diode} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{D0} i_D(t) + r_D i_D^2(t) dt \quad (3.21)$$

Ce calcul revient en fait au calcul de la valeur efficace et de la valeur moyenne du courant traversant la diode. Ainsi, les pertes par conduction de la diode en anti-parallèle peuvent s'exprimer comme :

$$P_{cond}^{diode} = V_{D0} \cdot \overline{i_D} + r_D \cdot i_{Deff}^2 \quad (3.22)$$

L'exercice suivant est d'exprimer les courants moyens et efficaces traversant les semi-conducteurs sur un tour électrique complet. Dans la suite, tous les calculs considèrent que les courants triphasés i_{abc} dans la machine sont parfaitement sinusoïdaux. On établit alors :

$$\begin{cases} i_a(\theta) = I_{max} \cdot \cos(\theta - \phi) \\ i_b(\theta) = I_{max} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ i_c(\theta) = I_{max} \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \phi) \end{cases} \quad (3.23)$$

Le courant traversant le MOSFET ou sa diode dépend de la position électrique et également du secteur. En effet, le composant à l'état passant dépend de la commande appliquée au composant et de la polarité du courant. Lorsque la commande du transistor est à un, et si le courant de phase est

négatif, il sera supposé que le courant traverse la diode anti-parallèle. La valeur moyenne et efficace du courant traversant l'interrupteur du haut du bras A pendant une période fondamentale est exprimée par :

$$\overline{i_{S_a^h}}(\theta) = \alpha_a(\theta) \cdot i_{S_a^h}(\theta) \quad (3.24)$$

$$i_{S_a^h}^{eff}(\theta) = \alpha_a(\theta) \cdot i_{S_a^h}^2(\theta) \quad (3.25)$$

Le rapport cyclique $\alpha_a(\theta)$ représente la valeur moyenne de la durée de conduction du MOSFET S_a^h pendant une période de découpage.

Le calcul de $\alpha_a(\theta)$ est dépendant du secteur de MLI dans lequel l'angle électrique évolue, ainsi que du mode de fonctionnement du convertisseur. Dans le cas d'un onduleur classique, seules les variations du rapport cyclique sont à prendre en compte.

TABLE 3.3 – Expression des rapports cycliques dans le cas d'une SVPWM

Secteur	$\alpha_a(\theta)$	$\alpha_b(\theta)$	$\alpha_c(\theta)$
I	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sqrt{3} \sin(\theta - \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}))$
II	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sqrt{3} \cos(\theta))$	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sin(\theta))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \sin(\theta))$
III	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \sqrt{3} \sin(\theta + \frac{\pi}{6}))$
IV	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sqrt{3} \sin(\theta - \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}))$
V	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sqrt{3} \cos(\theta))$	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \sin(\theta))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \sin(\theta))$
VI	$\frac{1}{2}(1 + M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))$	$\frac{1}{2}(1 - M_{ac} \sqrt{3} \sin(\theta + \frac{\pi}{6}))$

Ainsi, pour une SVPWM, les courants efficaces sont définis par les équations suivantes.

$$\begin{aligned} (i_{MOSFET}^{VSI,eff})^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \alpha_a(\theta) \cdot i_a(\theta)^2 d\theta \\ &= \frac{I_{max}^2}{2\pi} \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} M_{ac} \cos(\phi) - \frac{M_{ac}}{3} \cos(\phi)^2 + \frac{\pi - 3M_{ac}}{4} \right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} (i_{diode}^{VSI,eff})^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}+\phi}^{-\frac{\pi}{2}+\phi} (1 - \alpha_a(\theta)) \cdot i_a(\theta)^2 d\theta \\ &= \frac{I_{max}^2}{2\pi} \left(-\frac{2\sqrt{3}}{3} M_{ac} \cos(\phi) + \frac{M_{ac}}{3} \cos(\phi)^2 + \frac{\pi + 3M_{ac}}{4} \right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Le calcul de la valeur moyenne se réalise de manière identique en considérant la valeur de $i_a(\theta)$ et non son carré.

3.5.2 Calcul analytique des pertes par conduction du B-ASSI

En considérant le nombre de transistors et leurs valeurs de courant efficace respectives, les pertes par conceptions dans les semi-conducteurs totales du B-ASSI sont exprimées par l'équation (3.28) dans le cas d'un MOSFET sans diode en anti-parallèle.

$$\begin{aligned}
 P_{cond,tot,MOSFET}^{B-ASSI} &= 3 \cdot R_{DS(on)} \cdot (i_{MOSFET,h}^{eff})^2 \\
 &+ 3 \cdot R_{DS(on)} \cdot (i_{MOSFET,b}^{eff})^2 \\
 &+ 6 \cdot R_{DS(on)} \cdot (i_{MOSFET,DC}^{eff})^2
 \end{aligned}
 \tag{3.28}$$

Nous rappelons qu'il est nécessaire de séparer les deux modes de fonctionnement du B-ASSI. La totalité de ces courants efficaces pour tous les transistors ont été établis et figurent en Annexe A. Les expressions finales utilisées sont référencées par les équations (A.35) à (A.44).

A remarquer que les définitions analytiques obtenues des courants efficaces après intégration sont simples à exploiter pour le calcul de pertes pour les onduleurs à deux niveaux de tension. Cela n'est pas le cas pour le B-ASSI. En effet, le convertisseur ajoute un grand nombre d'états de conduction différent. Cela augmente considérablement la longueur et la complexité des expressions analytiques obtenues. L'intégration symbolique de ces intégrales est trop coûteuse en temps de calcul et le résultat est non exploitable. Il est choisi, dans la suite, de ne pas utiliser d'expression analytique directe. À la place, les intégrales sont définies comme telle. Leur résolution numérique est réalisée pour chaque point de fonctionnement considéré. Cette intégration numérique est moins coûteuse en temps de calcul et permet une exploitation semblable à des expressions analytiques usuellement utilisées.

3.5.3 Calcul analytique des pertes par commutation

Ici, le cas général d'une commutation dite "dure" est considérée. C'est-à-dire que, lors du blocage ou de l'amorçage du composant, les variations du courant et de la tension sont simultanées. Cela engendre des pertes par commutation à chaque changement d'état du composant ou de sa diode en anti-parallèle. Les pertes par commutation seront calculées dans le cas d'un onduleur classique, ainsi que pour le B-ASSI dans ses deux modes de fonctionnement. La Fig. 3.32 présente les formes d'ondes simplifiées des courants et tension lors des instants de commutations.

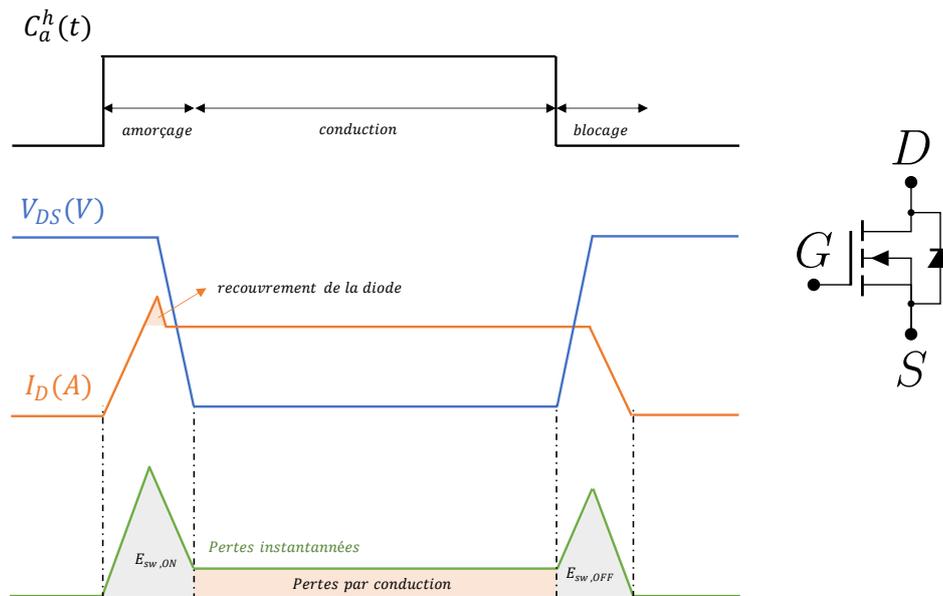


FIGURE 3.32 – Illustration simplifiée des formes d'ondes lors d'une commutation dure d'un MOSFET et leurs pertes instantanées associées

À l'amorçage ou au blocage, la puissance instantanée dissipée correspond simplement au produit du courant et de la tension pendant ces transitions. Souvent, les constructeurs documentent, dans les *datasheets* de composants, les énergies dissipées à la commutation mesurées expérimentalement. Ces énergies E_{on} , E_{off} et E_{rec} correspondent aux énergies dissipées à l'amorçage, au blocage et pendant le recouvrement de la diode. Ces énergies sont mesurées sous des conditions de courants et de tensions précises communément I_{ref} et V_{ref} . La datasheet constructeur fournit souvent les énergies E_{on} et E_{off} et E_{rec} pour les IGBTs. Pour les MOSFETs, elles sont parfois manquantes, auquel cas elles peuvent être recalculées à l'aide de [134] ou [135-137]. Une hypothèse de simplification, utilisée ici, consiste à considérer que les énergies dissipées à la commutation varient linéairement avec les variations de courant en tension. Ici, la modélisation pour des MOSFETs prend en compte l'énergie E_{rec} pendant le temps mort uniquement.

Pour le cas d'un onduleur à deux niveaux de tension classique, les pertes par commutation sont calculées avec la modélisation suivante. La tension commutée pour tous les interrupteurs de l'onduleur est la tension de bus V_{DC} . À l'instant t considéré, le composant commute le courant de phase de moteur $i_a(\theta)$. Les énergies étant supposées linéaires vis-à-vis des courants et tension, il est nécessaire de mettre au dénominateur les valeurs de références I_{ref} et V_{ref} . Pour l'onduleur à deux niveaux de tension classique, la définition des pertes par commutation est donc donnée par l'équation (3.29) et leur résultat après intégration pour le VSI est donné par l'équation (3.30).

$$\begin{cases} P_{sw}^{MOSFET} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \frac{1}{T_{sw}} \frac{V_{DC} i_a(\theta)}{V_{ref} I_{ref}} (E_{on} + E_{off}) d\theta \\ P_{sw}^{Diode} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}+\phi}^{-\frac{\pi}{2}+\phi} \frac{1}{T_{sw}} \frac{V_{DC} i_a(\theta)}{V_{ref} I_{ref}} (E_{rec}) d\theta \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} P_{sw}^{MOSFET} = \frac{I_{max}}{\pi} \frac{V_{DC}}{V_{ref} I_{ref}} (E_{on} + E_{off}) f_{sw} \\ P_{sw}^{Diode} = \frac{I_{max}}{\pi} \frac{V_{DC}}{V_{ref} I_{ref}} (E_{rec}) f_{sw} \end{cases} \quad (3.30)$$

Le calcul pour le B-ASSI dans ses deux modes de fonctionnement est regroupé et défini dans les tables Tab. 3.4 et Tab. 3.5. Chaque courant commuté pour chaque interrupteur considéré est défini pour chaque secteur. Comme évoqué auparavant, pour le mode non-saturé, l'étude est réalisée sur les six secteurs traditionnels de la SVPWM. Pour le mode saturé, la modulation utilisée ajoute des conditions sur chaque secteur de MLI. Ces conditions expriment chaque instant où l'un des rapports cycliques α_{abc1} change d'état. Ces conditions sont exprimées en annexe A en section A.2.2. Les valeurs sont utilisées explicitement dans les tables des courants commutés. Un exemple des courants commutés lors d'une période de découpage est illustré par les Fig. A.6 et Fig. A.7. Le composant ne commute que deux fois par période de découpage avec un amorçage et un blocage, tout comme le cas d'un onduleur classique. Une subtilité réside néanmoins pour les interrupteurs DC S_{abc2} . Leurs commandes commutent deux fois pendant les périodes de découpage concernées. Deux courants différents sont à prendre en compte pour chaque commutation des MOSFETs S_{abc2} . Les deux valeurs de courants sont définies pour ces transistors dans les tables Tab. 3.4 et Tab. 3.5. Les valeurs moyennes des courants commutés pour le B-ASSI dans les deux modes correspondent aux intégrales sur les différents morceaux définies dans les tables des courants commutés.

TABLE 3.4 – Courant commutés par les différents transistors pour le mode non-saturé sur le tour électrique complet

Position électrique θ	$[0; \frac{\pi}{3}]$	$[\frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{2} + \phi]$	$[\frac{\pi}{2} + \phi; \frac{2\pi}{3}]$	$[\frac{2\pi}{3}; \pi]$	$[-\pi; -\frac{2\pi}{3}]$	$[-\frac{2\pi}{3}; -\frac{\pi}{2} + \phi]$	$[-\frac{\pi}{2} + \phi; -\frac{\pi}{3}]$	$[-\frac{\pi}{3}; 0]$
Secteur	I	II	II	III	IV	V	V	VI
Transistor haut S_a^h	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	0	0	0	0	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$
Diode anti-parallèle haute	0	0	$i_a(\theta)$	$\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{3}$	$\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{3}$	$i_a(\theta)$	0	0
Transistor bas S_a^l	0	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_b(\theta)$	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_b(\theta)$	$i_L - i_a(\theta)$	$i_L - i_a(\theta)$	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_c(\theta)$	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_c(\theta)$	0
Diode anti-parallèle basse	$\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta)$	0	0	0	0	0	0	$\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta)$
Premier transistor DC S_{a1}	0	0	0	0	0	0	0	0
Second transistor DC S_{a2}	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \end{bmatrix}$	0	0	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \end{bmatrix}$

TABLE 3.5 – Courant commutés par les différents transistors pour le mode saturé sur le tour électrique complet

Position électrique θ	$[0; \arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})]$	$[\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}); \frac{\pi}{3}]$	$[\frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{2} + \phi]$	$[\frac{\pi}{2} + \phi; \frac{2\pi}{3} - \arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})]$	$[\frac{2\pi}{3} - \arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}); \frac{2\pi}{3}]$	$[\frac{2\pi}{3}; \frac{2\pi}{3} - \arcsin(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})]$	$[\frac{2\pi}{3} - \arcsin(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}); -\pi]$
Secteur	I	I	II	II	II	III	III
Transistor haut	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	0	0	0	0
Diode anti-parallèle haute	0	0	0	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$
Transistor bas	0	0	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_b(\theta)$	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_b(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$
Diode anti-parallèle basse	$\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta)$	$\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta)$	0	0	0	0	0
Premier transistor DC S_{a1}	0	0	0	0	$\frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta)$	$\frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta)$	i_L
Second transistor DC S_{a2}	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ i_L \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \end{bmatrix}$	0	0	0

Position électrique θ	$[-\pi; -\arccos(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}) - \frac{\pi}{6}]$	$[-\arccos(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}) - \frac{\pi}{6}; -\frac{2\pi}{3}]$	$[-\frac{2\pi}{3}; -\arccos(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}) - \frac{\pi}{6}]$	$[-\arccos(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}) - \frac{\pi}{6}; -\frac{\pi}{2} + \phi]$	$[-\frac{\pi}{2} + \phi; -\frac{\pi}{3}]$	$[-\frac{\pi}{3}; -\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})]$	$[-\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}}); 0]$
Secteur	IV	IV	V	V	V	VI	VI
Transistor haut	0	0	0	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$
Diode anti-parallèle haute	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	0	0	0	0
Transistor bas	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$i_a(\theta)$	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta)$	$\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_c(\theta)$	0	0
Diode anti-parallèle basse	0	0	0	0	0	$\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta)$	$\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta)$
Premier transistor DC S_{a1}	i_L	$\frac{i_L}{2} + \frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{6}i_c(\theta)$	$\frac{i_L}{2} + \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta)$	0	0	0	0
Second transistor DC S_{a2}	0	0	0	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3}i_a(\theta) \\ i_L \end{bmatrix}$

3.5.4 Validation par simulation

La validation de l'expression des valeurs efficaces des courants traversant les composants est réalisée par simulation. Dans un premier temps, l'intégration symbolique des expressions n'est pas réalisée. Nous cherchons à montrer, sur un point de fonctionnement quelconque, que les expressions dérivées en annexe A sont correctes. Une simulation du B-ASSI est utilisée sur un point de fonctionnement quelconque dans les deux modes pendant quelques périodes fondamentales en régime stationnaire établi. En parallèle, les expressions analytiques (A.35) à (A.44) sont implémentées dans cette même simulation. Ces expressions analytiques sont appelées dérivations numériques.

Le point de fonctionnement étant bien connu, toutes les grandeurs d'entrée nécessaires sont directement injectées pour le calcul analytique. Ces données d'entrée sont, de manière exhaustive, l'indice de modulation M_{ac} , le rapport d'élévation M_{DC} , les rapports cycliques, le courant inductif i_L , la valeur crête des courants dans la phase I_{max} et le déphasage entre courant et tension $\cos(\phi)$. Sur la Fig. 3.33, les deux courants, simulés et dérivés numériquement, sont moyennés sur la période de découpage pour chacun des interrupteurs étudiés. Les résultats obtenus avec les deux approches pour le mode non-saturé sont présentés par les sous-figures 3.33a, 3.33c et 3.33e pour les courants des transistors S_a^h , S_a^l et S_{a12} respectivement. Les courants pour le mode saturé sont visualisés sur les sous-figures 3.33b, 3.33d et 3.33f.

Concrètement, une vitesse et un courant maximal sont imposés. La tension d'entrée utilisée est fixée à $V_{in} = 20V$. Pour le mode non-saturé, la tension de bus est réglée à $V_{DC} = 60V$, et à $V_{DC} = 30V$ pour le mode saturé. Un indice de modulation $M_{ac} = 0,35$ est obtenu pour le mode non-saturé contre $M_{ac} = 0,6$ pour le mode saturé. Il est visible que, que ce soit pour le mode non-saturé ou pour le mode saturé, il y a une très bonne corrélation entre les courants moyens traversant les transistors.

Un léger décalage dépendant de la polarité du courant est visible. Cela est dû à des approximations lors du passage à zéro du courant. Lors de la définition des expressions du courant, il est parfois considéré que dans des zones de courant proche de zéro, le courant traverse plutôt la diode que le transistor. Dans le cas du MOSFET, le calcul de la valeur moyenne ou efficace n'en sera pas affecté. Cela explique pourquoi le courant dérivé numériquement est inférieur au courant simulé pour une polarité positive du courant de phase, ainsi que légèrement supérieur lors de la polarité négative du courant de phase. Ces courants étant utilisés pour en déduire une valeur efficace, cette précision est jugée suffisante à ce niveau.

Le calcul de la valeur efficace du courant dans les différents transistors est ensuite réalisé pour différents points de fonctionnement. Pour cet essai, les expressions analytiques des courants sont intégrées numériquement. Une fonction d'intégration numérique prend en entrée les paramètres cités plus haut. La sortie de cette fonction correspond à une valeur efficace du courant calculée théoriquement. Le calcul de la valeur efficace des courants est obtenu par simulation sur dix points de fonctionnements différents. La comparaison des valeurs efficaces calculées théoriquement et obtenues par simulation est présentée sur la figure Fig. 3.34. Sur cette figure, en plus des trois courants dans les transistors S_a^h , S_a^l et S_{a12} , la valeur efficace du courant inductif, ainsi que du courant des condensateurs de bus continu sont calculés et comparés.

La variation du point de fonctionnement est réalisée par l'augmentation progressive de la vitesse de consigne, pour une tension de bus fixée au même niveau que précédemment. Le courant de charge est également conservé à un niveau identique. Les paramètres variant en entrée du modèle sont donc l'indice de modulation et les grandeurs qui en dépendent (rapport cyclique et courant inductif). La différence majeure par rapport à l'essai précédent est que les grandeurs d'entrée de la fonction analytique sont également théoriques et peuvent présenter de légères variations par rapport aux valeurs obtenues en simulation. L'intégration numérique des courants est donc réalisée à partir de la connaissance a priori du point de fonctionnement. Une bonne approximation est tout de même vérifiée. La méthode de calcul théorique présente une précision satisfaisante d'estimation des valeurs

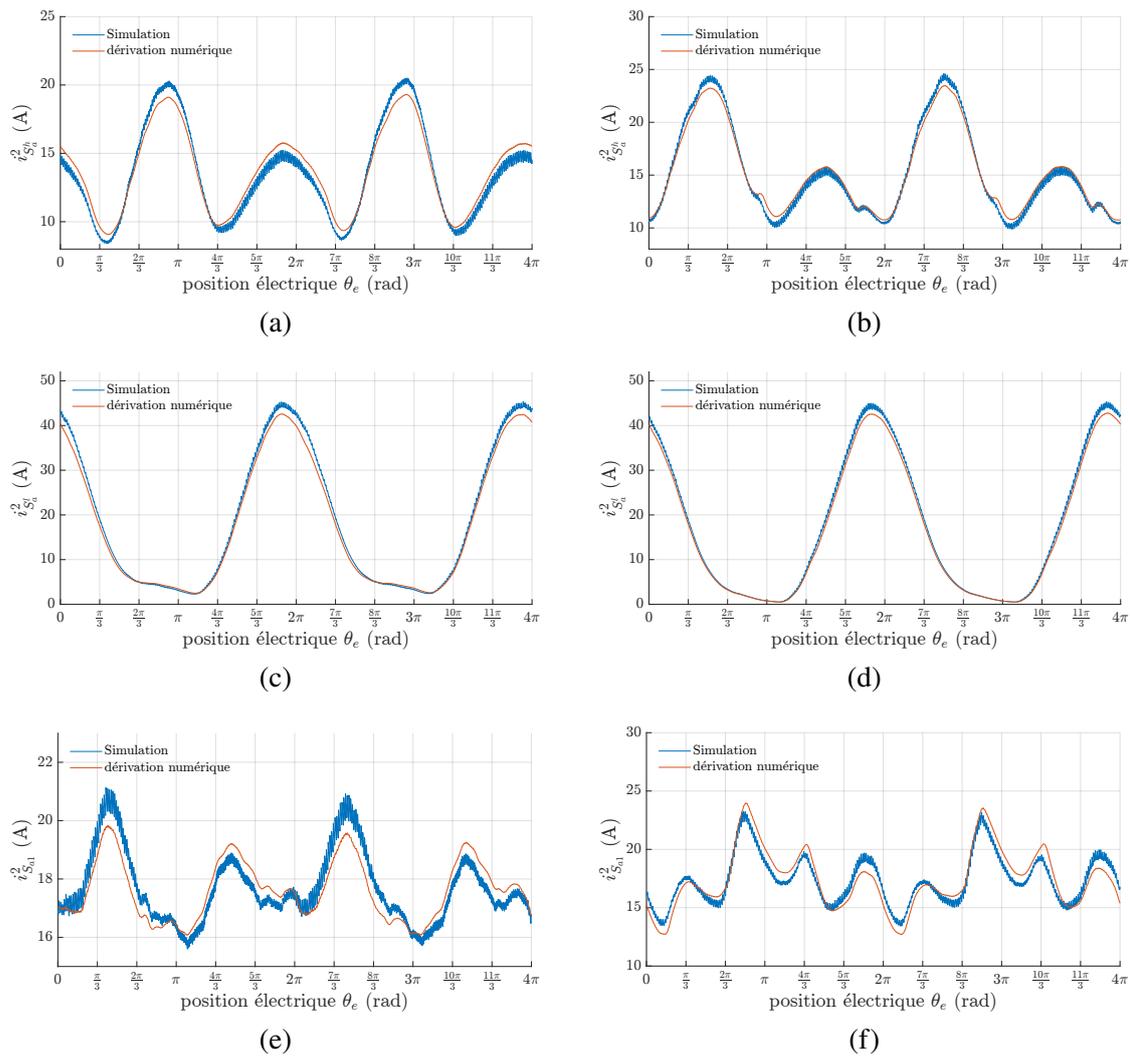


FIGURE 3.33 – Validation par simulation des définitions des courants traversant les différents transistors dans les deux modes de fonctionnement SSI : (a) - pour le MOSFET haut de l'onduleur, (c) - pour le MOSFET bas de l'onduleur, (e) - pour les MOSFETs côté DC, et B-ASSI : (b) - pour le MOSFET haut de l'onduleur, (d) - pour le MOSFET bas de l'onduleur, (f) - pour les MOSFETs côté DC

efficaces des courants et permet de calculer les pertes bien plus rapidement qu'avec des simulations temporelles.

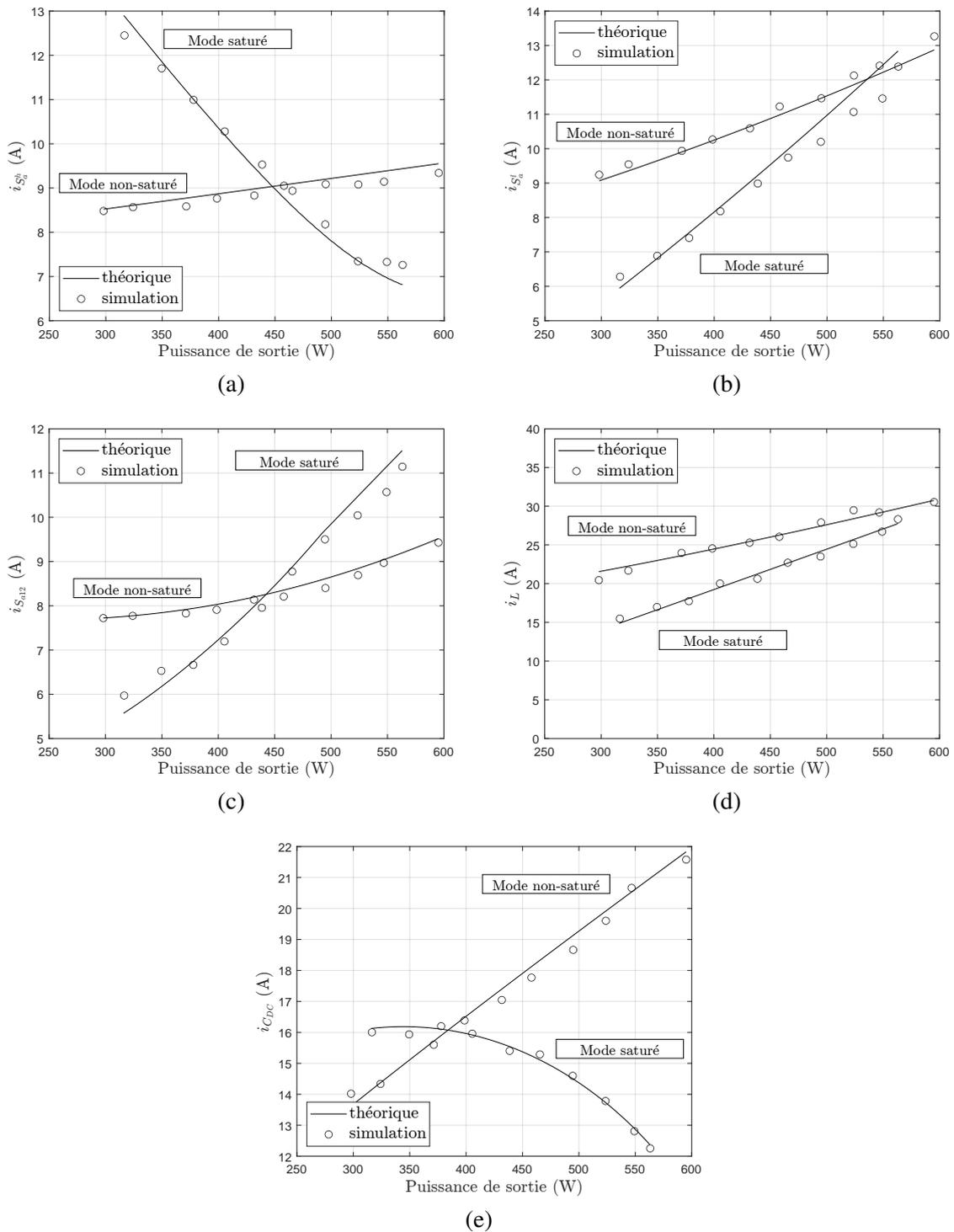


FIGURE 3.34 – Comparaison des valeurs efficaces des courants pour les deux modes de fonctionnement du B-ASSI : (a) - pour le MOSFET haut de l'onduleur, (b) - pour le MOSFET bas de l'onduleur, (c) - pour les MOSFETs additionnels pour la fonction DC, (d) - pour le courant inductif, (e) - pour le courant des condensateurs de bus

3.5.5 Validation expérimentale du calcul de pertes

Le calcul de rendement rassemble les pertes dans les semi-conducteurs exprimées précédemment, ainsi que les pertes dans les éléments passifs. Pour rappel, ces dernières ont été développées en annexe A. On décrit la totalité des pertes considérées dans l'équation suivante :

$$P_{tot} = P_{cond,tot,MOSFET}^{B-ASSI} + P_{sw,MOSFET}^{B-ASSI} + P_j + P_{fer,LSSI} + P_{j,CDC} \quad (3.31)$$

Le rendement du convertisseur est finalement exprimé à partir de la puissance en sortie du convertisseur, c'est-à-dire la puissance en entrée de la machine P_{mot} .

$$\eta = \frac{P_{mot}}{P_{mot} + P_{tot}} \quad (3.32)$$

Une confrontation du modèle de pertes réalisé par rapport à des points expérimentaux est réalisée. Les différents paramètres du prototype du convertisseur utilisés pour le calcul du rendement sont rassemblés dans la Tab. 3.6.

TABLE 3.6 – Paramètres expérimentaux de la machine et du convertisseur proposé.

Paramètres	Symboles	Valeurs
Tension d'entrée	V_{in}	20V
Inductance du convertisseur <i>split source</i>	L_{SSI}	6 μ H
Résistance interne de l'inductance	r_L	3 m Ω
Condensateurs de bus DC	C	4700 μ F
Résistance équivalente serie	R_{esr}	11 m Ω
Fréquence de découpage	f_{sw}	30kHz
Résistance à l'état passant	$R_{DS(on)}$	6.4 m Ω
Énergie dissipée à la fermeture	E_{on}	81 μ J
Énergie dissipée à l'ouverture	E_{off}	128 μ J
Tension de référence pour les énergies	V_{ref}	75 V
Courant de référence pour les énergies	I_{ref}	95 A
Consigne de vitesse	Ω^*	[0-60 000 rpm]

Une variation de la vitesse entre 20 et 60krpm est effectuée expérimentalement. Ce test est effectué pour les deux modes de fonctionnement ainsi que pour deux couples résistants différents correspondant à des courants dans la machine de 20 et 30A.

Afin de pouvoir comparer les deux modes de fonctionnement dans un fonctionnement le plus semblable possible, la tension minimale du bus continu sera choisie pour le SSI. Ainsi, les rapports cycliques du mode non-saturé seront clampés à leur valeur maximale de manière arbitraire. Cela revient à fixer la valeur maximale atteignable par $1 - M_{DC}$, l'élévation résultante est alors minimale. C'est donc le point de fonctionnement de la charge qui fixera la tension de bus. La tension minimale V_{DC} est également appliquée pour le B-ASSI. Si le point de fonctionnement demande plus de puissance, la valeur minimale V_{DC} augmentera. Pour le mode saturé, la valeur minimale de V_{DC} représente en réalité une surélévation de $V_{DC} = 21,05V$ au maximum. Au contraire, pour le SSI, V_{DC} ne peut pas atteindre le même point avec une valeur aussi basse que le B-ASSI. Les valeurs imposées pour V_{DC} pour tous les points représentent une variation de $V_{DC} \in [23, 6V, 30, 4V]$ pour tous les points expérimentaux tracés. Les résultats de ces tests sont présentés sur la Fig. 3.35.

Cette figure permet de valider plusieurs choses. La première est que l'ordre de grandeur du modèle de rendement analytique est cohérent avec les mesures réalisées au wattmètre sur le banc expérimental.

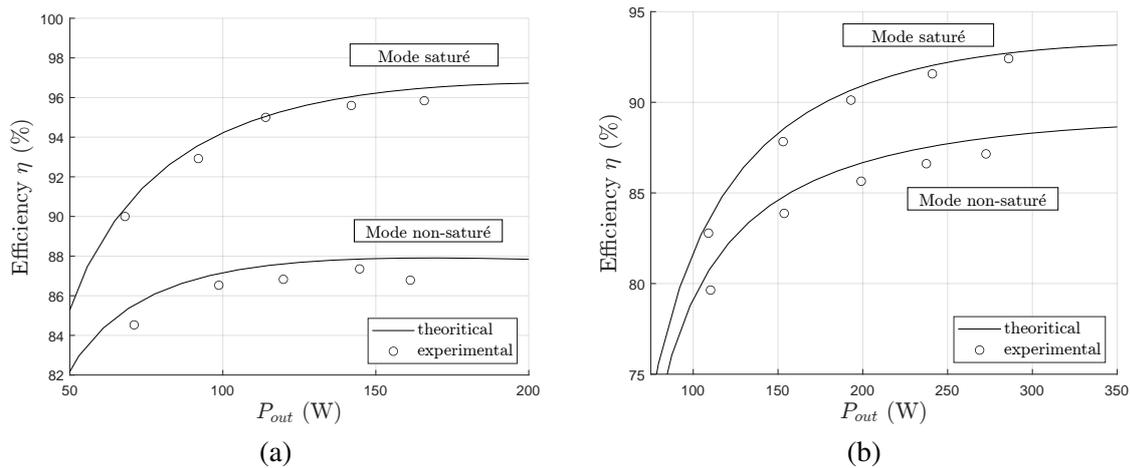


FIGURE 3.35 – Comparaison du rendement expérimental entre le B-ASSI et le SSI et validation du modèle de rendement pour (a) - une valeur crête des courants de phase de 20A, (b) - 30A

Il est à noter que ce modèle a été cependant recalé. En effet, les pertes fer dans l'inductance ne sont pas connues précisément expérimentalement. Les paramètres de Steinmetz sont calculés à partir du recalage pour permettre une meilleure corrélation du modèle et du rendement expérimental. Une méthodologie complète expérimentale pourrait être suivie pour affiner davantage le modèle dans le cas de l'utilisation de fer doux [138]. Ce recalage montre une estimation correcte des pertes du convertisseur, avec une erreur inférieure au seuil de rendement sur les points testés.

Ces tests montrent surtout que le travail à tension de bus réduite présente un avantage du point de vue du rendement. Ainsi, une différence de rendement entre le mode non-saturé et le mode saturé du convertisseur est très visible. Le mode saturé présenterait davantage de pertes par conduction au vu de la distribution du courant inductif entre les semi-conducteurs, notamment pendant les  tats de décharge inductive. Les pertes par commutation sont également augmentées, bien que la différence soit moindre en comparaison des pertes par conduction. La variation de la tension de bus dans le cas du mode non-saturé engendre des valeurs plus importantes de courant moyen et du *ripple* du courant inductif.

Il est à noter que ces tests sont réalisés pour des points à faible puissance et pour un indice de modulation ne dépassant pas la valeur de $M_{ac} = 0,45$ pour le mode B-ASSI. Dans le cas du SSI, cette différence de rendement sera fortement accrue au vu du caractère quadratique de l'évolution de la valeur du courant inductif avec l'indice de modulation. Ces points à faible charge sont choisis au vu de leur robustesse expérimentale et le fait qu'ils n'imposent pas de courants trop forts pour limiter la montée en température du convertisseur qui est refroidi à température ambiante. Il est alors logique de trouver des rendements relativement faibles pour des indices de modulation si faibles.

3.6 Conclusion du Chapitre 3

Ce chapitre a permis d'introduire les éléments essentiels au bon fonctionnement du convertisseur B-ASSI proposé dans nos travaux de thèse. Premièrement, une adaptation de la modulation a été proposée. Cette modulation permet le pilotage du nouveau de degré de liberté apporté par la fonctionnalité du ASSI, à savoir la possibilité d'effectuer des décharges inductives pendant les  tats actifs sans impacter la charge. La modulation proposée est compatible avec les applications triphasées. Le convertisseur peut opérer dans les deux modes d'opération avec ou sans décharge inductive pendant les  tats actifs.

La modulation proposée permet le passage d'un mode à l'autre en fonction de la consigne de la tension de bus.

Ce chapitre introduit également le processus de génération des commandes des transistors additionnels S_{abc2} . Ces interrupteurs doivent assurer la réversibilité du convertisseur, ainsi qu'empêcher la mise en court-circuit du bus continu dans certains états actifs. Les précédents travaux de la littérature proposant des structures basées sur le SSI, mais réversibles proposent une simple rectification synchrone. Il a été prouvé que dans le cas du ASSI, la rectification synchrone seule n'est pas suffisante. Certains nouveaux états peuvent être à l'origine de coupure de la continuité du courant inductif. Une adaptation de ces commandes a été réalisée. La commande générée reste néanmoins réalisable à partir des commandes de tous les autres transistors. La commande est implémentée par logique programmable avec comme entrées les commandes des autres transistors.

Le contrôle indépendant de la tension de bus vis-à-vis de la charge est également proposé pour le B-ASSI. La modélisation en modèle moyen montre le B-ASSI possède une modélisation analogue au convertisseur DC-DC Boost. Les correcteurs usuels appliqués pour un Boost sont tout à fait envisageables. Dans ce sens, la démarche la plus générique de la synthèse de deux correcteurs PI avec une boucle imbriquée sur le courant a été développée.

Une partie importante de ce chapitre concerne une validation expérimentale de tous les concepts développés autour du B-ASSI, à savoir ses différents modes de fonctionnement, la modulation du convertisseur, ainsi que la fonction logique pour la réversibilité. Il est vérifié que les états du convertisseur sont correctement appliqués. Un exemple expérimental de l'évitement de certains états de coupure du courant inductive est également illustré. La validation du pilotage d'une charge et le découplage du contrôle de la tension de bus sont validés. La réversibilité du convertisseur est mise en évidence, non seulement pour des points d'opération en mode moteur ou en mode générateur, mais également dans la plupart des points expérimentaux testés où le courant moyen inductif est quasi nul avec un fort niveau d'ondulation hautes fréquences. Il est ainsi montré que le convertisseur opère en permanence en mode de conduction continu.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre introduit le calcul des pertes du convertisseur. Les pertes par conduction et commutation des semi-conducteurs sont développées, ainsi que les pertes joules dans les éléments passifs. Les modèles analytiques développés sont validés par simulation. Une validation expérimentale de ce calcul de perte est réalisé par la mesure du rendement du convertisseur. Un recalage du modèle de pertes pour compenser la non-prise en compte des pertes fer ou des pertes dans les câbles permet de montrer que le modèle reste fiable et peut évaluer le rendement expérimental avec une précision satisfaisante.

Chapitre 4

Proposition d'une extension du B-ASSI avec fonction d'abaissement de la tension de bus

Le **chapitre 3** a permis d'introduire un certain nombre d'éléments dans l'analyse et la modélisation de la nouvelle architecture de convertisseur proposée dans ces travaux de thèse. Une modulation et un contrôle de l'architecture ont été développés. Le principal degré de liberté de l'architecture a été discuté par rapport à l'architecture du SSI classique. Ainsi, la topologie du B-ASSI offre un avantage en termes de nombre de points de fonctionnement atteignable à iso-tension de bus continu. Dans le début de ce chapitre, il sera montré que le pilotage de la tension de bus en tant que degré de liberté offre un réel avantage pour les applications de traction. Il sera notamment montré qu'une minimisation de la tension de bus pour la totalité des points de fonctionnement est optimale. Les architectures d'élévation de la tension de bus sont souvent choisies pour des contraintes industrielles et pour résoudre les problématiques de limitation en tension des onduleurs à deux niveaux de tension classiques. Une question se pose alors, serait-il possible d'améliorer les performances des onduleurs sur les points de fonctionnement à faibles vitesses en diminuant la tension de bus? Ce chapitre introduit l'idée de proposer une fonction supplémentaire aux architectures classiques, car un effet de diminution de la tension de bus pourrait présenter un intérêt. Une extension de la topologie du B-ASSI, nommée Buck B-ASSI ou BB-ASSI, sera introduite pour présenter une architecture à tension de bus variable. Cette nouvelle fonctionnalité est possible grâce au principe de fonctionnement unique du B-ASSI et du contrôle du courant inductif. Les différents avantages d'une telle topologie seront discutés. Un pilotage de la tension de bus adéquat en fonction d'un paramètre d'optimisation choisi sera présenté. Ainsi, ce chapitre vise non seulement à mieux placer le convertisseur B-ASSI proposé vis-à-vis de toutes les autres solutions existantes, mais également à introduire le potentiel d'une fonction d'abaissement de la tension de bus dans les chaînes de traction électrique.

4.1 Avant-propos et état de l'art

Quelques travaux dans la littérature s'intéressent à quantifier les avantages qu'apporte l'utilisation d'un étage d'élévation DC-DC Boost par rapport à l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux de tension classique. L'ajout de la fonction d'élévation peut être vu de deux manières différentes. Dans un premier cas, l'ajout de ce circuit pourrait permettre de réduire les contraintes de dimensionnement de la batterie. Dans un second cas, pour un moteur identique, l'ajout du DC-DC Boost peut permettre de réduire la tension délivrée par la batterie. La seconde option consiste à alimenter un moteur avec une tension de bus supérieure à partir d'une batterie identique, les études dans la littérature s'intéressant plutôt à la première option. C'est également le cas pour les exemples industriels, comme par exemple celui de la Toyota Prius, qui montre une variation de sa tension de bus de 200 à 650V [7]. Les niveaux

habituels de tension de bus continu des véhicules se situent généralement autour de 350 – 400V [61, 139].

Il y a des études qui comparent les deux configurations de chaîne de traction [140-144]. La première correspond à un onduleur à deux niveaux de tension alimenté par une batterie délivrant une tension nominale, de 650V, par exemple. La seconde, considère l'ajout d'un DC-DC Boost en amont de l'onduleur, ainsi qu'une batterie délivrant une tension réduite, inférieure à la première configuration, soit 200V par exemple. La tension de bus de cette seconde configuration dans cet exemple varie entre 200V et 650V. Lors de ces comparaisons, il est notamment discuté des avantages d'une variation dynamique de la tension de bus. Il est par exemple montré que cela présente un impact positif sur les pertes de l'onduleur. Les pertes dissipées étant liées à la dissipation thermique de l'onduleur, un gain d'un point de vue de la thermique est également mentionné [145]. Cela permettrait une réduction du volume du dissipateur thermique. Cependant, cette étude considère uniquement l'onduleur et ne prend pas en compte les pertes engendrées par le DC-DC Boost. Les auteurs dans [143] tirent une conclusion similaire. Le calcul d'une tension de bus optimale de fonctionnement est proposé en fonction de point de fonctionnement de la machine. Il est mentionné qu'il serait préférable d'utiliser des batteries à tension réduite de manière à favoriser les pertes des onduleurs sur les zones de fonctionnement à faible régime. En effet, les pertes par commutation de l'étage onduleur sont directement proportionnelles à la tension commutée, ce qui explique cet avantage.

Néanmoins, il est nécessaire de prendre en compte les pertes additionnelles dans l'étage d'élévation. Cela n'est pas fait dans les études précédentes, mais est présenté par exemple dans [67, 146, 147]. Les résultats montrent que le gain en rendement reste avéré pour les points de fonctionnement à faible vitesse avec batterie délivrant une tension réduite. Les conclusions en rendement doivent être cependant nuancées pour les points de fonctionnement à plus hautes vitesses. Dans ce cas, le convertisseur Boost induit des pertes supplémentaires pour atteindre un niveau de tension de bus de 650V équivalent à celui utilisé dans la première configuration. Dans ce cas, la seconde configuration présente un moins bon rendement sur les points de fonctionnement à haute vitesse. Il est intéressant de noter que le fonctionnement à tension de bus inférieure permet d'optimiser le rendement de l'onduleur et de fonctionner à indice de modulation plus important que dans le premier cas. Ce qui est bénéfique pour la machine. Ce dernier point sera redémontré dans la suite de nos travaux. Il est en fait plus pertinent de dire que le travail à faible indice de modulation est mauvais, car les formes d'ondes absorbées par la machine présentent un fort taux de distorsion harmonique.

Si certains auteurs concluent à l'avantage réel de cette seconde configuration, il est nécessaire de nuancer le propos comme cela est fait dans [148]. Les auteurs proposent une comparaison de la consommation d'énergie d'un véhicule sur des cycles normés automobile avec et sans régulation de l'indice de modulation par un pilotage de la tension de bus pour minimiser la consommation énergétique. Ils ont montré que, sur certains cycles pour cette application, les avantages de l'utilisation d'un DC/DC Boost en amont de l'onduleur sont presque négligeables et ne justifient pas l'augmentation du coût et la perte en fiabilité du système. Néanmoins, pour des cycles comportant des profils de vitesses peu élevées et de nombreux d'arrêts et démarrage, un meilleur rendement a été obtenu.

Ainsi, il est intéressant de mettre en lumière que la fonction d'élévation de la tension est utilisée dans un but fonctionnel, mais qu'une optimisation de la chaîne de traction est possible si la tension délivrée par la batterie est réduite en conséquence. À notre connaissance, peu d'auteurs proposent ou posent la question de la potentielle pertinence de la fonction d'abaissement de la tension de bus. Dans les applications piles à combustibles, par exemple, des cas sont recensés de fortes variations de la tension d'entrée. Dans [149], une architecture est proposée avec une fonction d'abaissement pour répondre à ces fortes variations de tension délivrée par la source. Cette dernière semble être la première mention d'une architecture proposant une fonction d'abaissement de la tension de bus pour un milieu embarqué. Néanmoins, la topologie proposée est simpliste et se limite à l'introduction d'un convertisseur Buck, avant un étage élévateur composé d'un Boost entrelacé. Dans le cas où le

convertisseur fonctionnerait dans un mode ou l'autre, l'ajout de cette branche présentera un impact sur le rendement du convertisseur.

À ce stade et compte tenu des études réalisées, il n'existe pas de consensus sur l'avantage de la structure d'élévation, et la conclusion peut varier en fonction des cas particuliers. Cela dépend notamment du niveau de tension délivrée par la batterie et du cycle de fonctionnement étudié. Si la tension de batterie choisie est trop faible, la fonction d'élévation sera davantage sollicitée pour alimenter un moteur identique à des points de fonctionnement fortement chargés. En revanche, si une batterie délivre une tension identique, aucun avantage ne sera visible pour les points de fonctionnement à faible vitesse. Il semble intéressant d'introduire des architectures d'onduleur avec des fonctions d'abaissement, mais également d'élévation de la tension de bus. Nous dénommerons dans nos travaux ces architectures sous le terme d'architectures à tension de bus variable. Ces tensions de bus apparaîtraient comme de véritables degrés de liberté, permettant d'optimiser différentes grandeurs en fonction du point de fonctionnement, des pertes et des formes d'ondes à faible vitesse, tout en profitant des avantages déjà étudiés de l'élévation des tensions de bus. Afin d'explorer le potentiel de ce degré de liberté, une extension de l'architecture du B-ASSI est proposée dans cette section. Cet ajout est proposé à partir de la compréhension fine du fonctionnement du B-ASSI. La fonctionnalité d'abaissement de la tension de bus proposée n'engendre ainsi aucune modification sur le fonctionnement en mode Boost du convertisseur. En revanche, elle augmente la complexité, le nombre d'interrupteurs et donc le coût de fabrication du convertisseur. Ainsi, la fonction d'abaissement de la tension ne serait utilisée que pour l'optimisation des points de fonctionnement à faible vitesse. Cela permettrait d'améliorer le rendement de l'onduleur, et des formes d'ondes des courants absorbés par la machine. La fonction d'élévation est toujours nécessaire pour les points de fonctionnement à plus haute vitesse afin de retarder l'entrée en défluxage et d'accroître les points accessibles dans un plan couple vitesse. Les principes de base de l'ajout de cette fonction seront validés pour montrer sa faisabilité, et permettre dans une certaine mesure d'apporter des réponses quantitatives aux avantages d'une telle fonction.

4.2 Présentation de l'architecture B-ASSI à tension de bus variable : BB-ASSI

Afin de pouvoir chiffrer les avantages potentiels à faire varier la tension de bus pour le B-ASSI, une architecture en deux étages de conversion est d'abord prise comme référence. Une des architectures des plus simples pouvant réaliser une fonction d'abaissement et d'élévation de la tension de bus avec une réversibilité en puissance est une architecture non inverseuse DC-DC Buck-Boost à quatre interrupteurs. Son schéma est présenté sur la Fig. 4.1 où les deux premiers transistors sont utilisés pour la fonction d'abaissement de la tension, et les deux seconds correspondent à un DC-DC Boost classique.

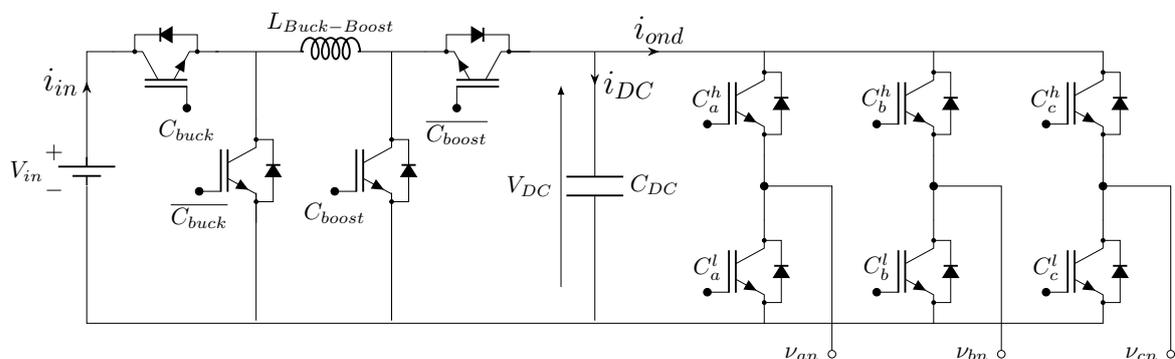


FIGURE 4.1 – Onduleur à deux niveaux de tension classique interfacé d'un DC-DC Buck-Boost en amont

Cette architecture peut présenter trois modes de fonctionnement. Un mode d'abaissement de la tension, Buck simple, où le transistor commandé par le signal C_{Boost} est maintenu ouvert. Un mode Boost uniquement où le transistor S_{buck} est maintenu fermé. Et un dernier mode hybride, en fonctionnement Buck-Boost, où les quatre interrupteurs sont commutés. Ici, pour l'exemple, ce dernier mode ne sera pas utilisé. Cela veut dire que, lors d'un fonctionnement en mode Boost pur, le transistor S_{Buck} se voit traversé par la totalité du courant inductif. Il a été montré, dans les sections précédentes, que la fonction d'élévation de la tension de bus est utilisée sur la majorité du plan couple-vitesse élargi, dès que la saturation de tension en MTPA (Maximum torque per ampere) est atteinte ou pendant le défluxage. L'effet Buck n'est utilisé que pendant une fraction de la trajectoire MTPA. Un inconvénient majeur est visible pour cette architecture. La fonction d'abaissement de la tension de bus est utilisée de manière occasionnelle sur une petite plage de fonctionnement à faible vitesse. Les pertes ajoutées par conduction du transistor S_{Buck} sont, par contre, subies sur la totalité du cycle de fonctionnement du plan couple-vitesse. Il semble difficile de justifier de la fonction d'abaissement de la tension de bus, si les pertes ajoutées se répercutent sur la totalité du fonctionnement du convertisseur.

Pour le BB-ASSI, nous allons montrer que cet inconvénient sera supprimé grâce à sa capacité de coupure du courant inductive. Le schéma du BB-ASSI (avec ajout de la fonction d'abaissement de la tension de bus) est présenté en Fig. 4.2.

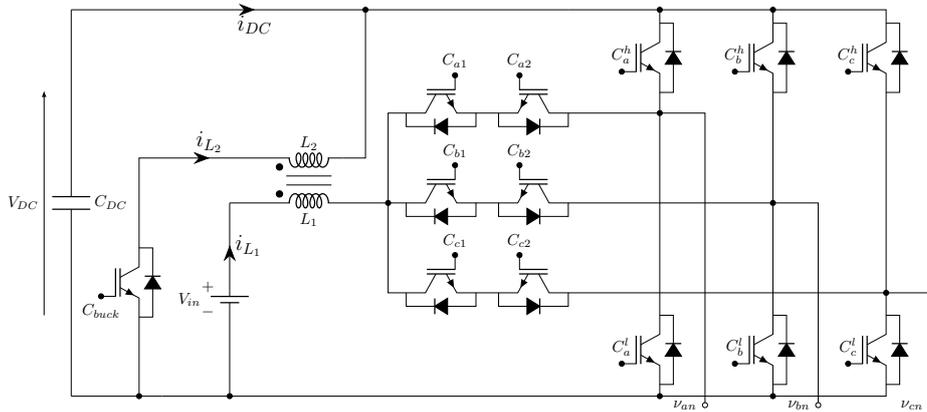
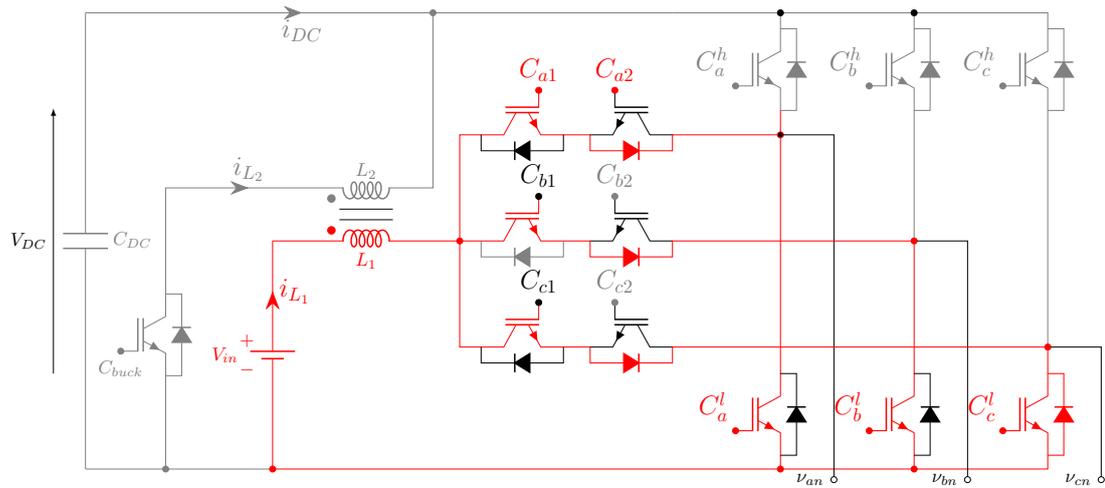


FIGURE 4.2 – Extension de la topologie B-ASSI proposée pour l'introduction d'une fonction d'abaissement de la tension de bus.

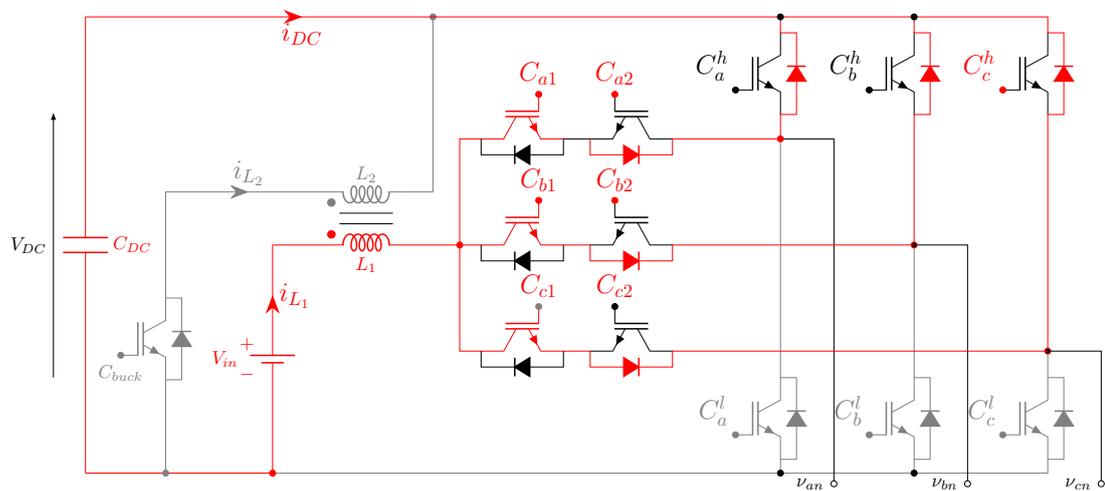
L'idée originale est d'introduire une inductance couplée à la place de l'inductance principale du B-ASSI. Le secondaire de l'inductance peut être utilisé pour réaliser la fonction d'abaissement de la tension de bus. Dans la branche du secondaire, un interrupteur S_{buck} (contrôlé par une commande C_{buck}), nécessaire pour la fonction d'abaissement, est également ajouté. L'ajout de cette branche au secondaire fait apparaître un nouvel état de décharge inductive. Les différents modes de conduction de ce convertisseur pour les états zéros sont présentés en Fig. 4.3.

Le fonctionnement de convertisseur est le suivant. En mode d'abaissement de la tension de bus (i.e. $V_{DC} \leq V_{in}$), l'unique état de décharge inductive du B-ASSI est transformé en état de charge inductive. L'unique moyen d'obtenir un état de décharge inductive est de connecter le secondaire de l'inductance L_2 au bus continu. Ce faisant, afin de garantir la continuité du flux dans l'inductance couplée, il faut s'assurer que les transistors S_{abc1} et S_{abc2} sont bloqués.

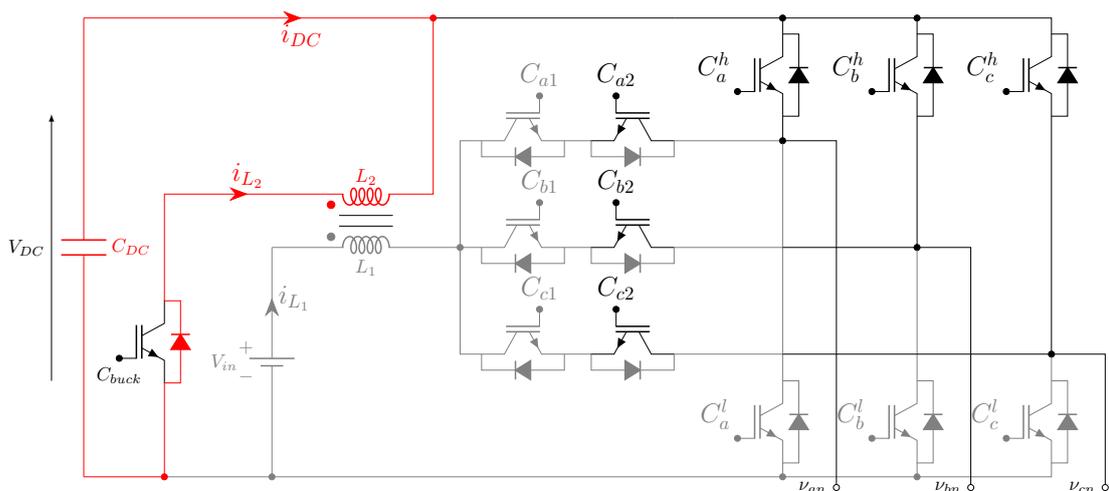
Les différents modes obtenus peuvent être décrits de la manière suivante. Lorsque $C_{buck} = 0$, tous les états actifs sont des états de charge inductive. L'état V_{000} est représenté, pour référence, sur la Fig. 4.3a. Le fonctionnement du convertisseur pendant l'état V_{111} , lorsque $C_{buck} = 0$, est représenté en Fig. 4.3b. Cet état correspondait à l'état de décharge inductive pour le B-ASSI. Cet état est transformé ici en état de charge inductive due au fonctionnement en mode d'abaissement. Enfin, l'état de décharge inductive est atteint par la circulation du courant inductif dans la branche secondaire comme décrit sur



(a)



(b)



(c)

FIGURE 4.3 – Modes de conduction du BB-ASSI pour les différents états zéros : (a) - état de charge inductive, (b) - état de charge inductive non désirée, (c) - état de décharge inductive idéale dans le secondaire.

4

la Fig. 4.3c. Afin de pouvoir décharger dans le secondaire, les commandes C_{abc1} des trois transistors S_{abc1} ainsi que la nouvelle commande C_{buck} du transistor additionnel côté secondaire sont définies de la manière suivante :

$$C_{a1} = C_{b1} = C_{c1} = \overline{C_{buck}} \quad (4.1)$$

De cette manière, dans une première séquence de fonctionnement, le bobinage au primaire de l'inductance couplée est chargé par les vecteurs actifs tout comme le SSI. Durant cette phase, l'énergie est stockée dans l'entrefer du noyau magnétique des inductances couplées. Lorsque la commande $C_{buck} = 1$, la phase de restitution de cette énergie au secondaire débute. Pour ce faire, il est nécessaire de couper le courant au primaire. Cela est donc réalisé grâce à (4.1). Lorsque les trois commandes C_{abc1} sont à zéro, la coupure du courant au primaire est bien réalisée. La continuité du flux est assurée par la circulation d'un courant au secondaire. Les instants de charge et de décharges sont contrôlés par la durée de la commande C_{buck} . Pendant tous les autres états, les transistors S_{abc1} sont passants. Deux états représentant le fonctionnement du convertisseur sur une période de découpage sont représentés sur la Fig. 4.4 et Fig. 4.5.

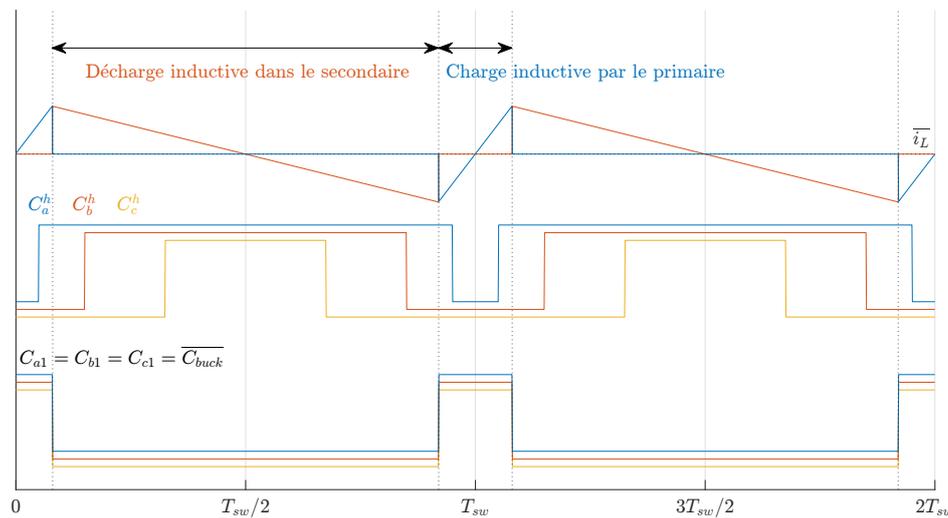


FIGURE 4.4 – Exemple de fonctionnement du BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension dans le cas idéal

Dans le premier cas de la Fig. 4.4, le fonctionnement du convertisseur dans le cas idéal est présenté. La charge est pilotée sur un point de fonctionnement quelconque à l'aide des commandes des transistors de l'onduleur C_{abc}^h . Le niveau d'abaissement de la tension est réglé avec la durée de la commande C_{buck} en mettant les commandes des transistors S_{abc1} à zéro. La décharge inductive est assurée par la circulation du courant au secondaire lorsque la commande $C_{buck} = 1$. La durée de la décharge est donc égale à cette durée, qui sera dénommée T_{buck} . En dehors de cet état (i.e $C_{buck} = 0$ et S_{abc1} passants), le convertisseur opère comme le B-ASSI. Les états actifs et l'état V_{000} correspondent aux états de charge du courant au primaire.

Dans un second temps, sur la Fig. 4.5, un cas particulier d'un fonctionnement du convertisseur est présenté. Dans ce cas de fonctionnement, il est visible que la décharge du courant au secondaire est toujours bien effectuée pendant la durée T_{buck} . Contrairement au cas précédent, cette durée est bien plus courte et notamment, elle est inférieure à la durée T_{111} . Ce cas particulier a lieu dès lors que la durée de l'état zéro V_{111} est supérieur à la durée de décharge inductive voulue. En effet, il est visible que sur la durée définie par $T_{111} - T_{buck}$, le courant inductif au primaire continue sa charge à travers le bus DC. Ce cas est représenté sur la Fig. 4.3b. Lors de l'état V_{111} , si $C_{buck} = 0$, la pente du courant est exprimée par $(V_{in} - V_{DC})/L_1$, comme pour le cas du SSI classique. Or, dans ce mode

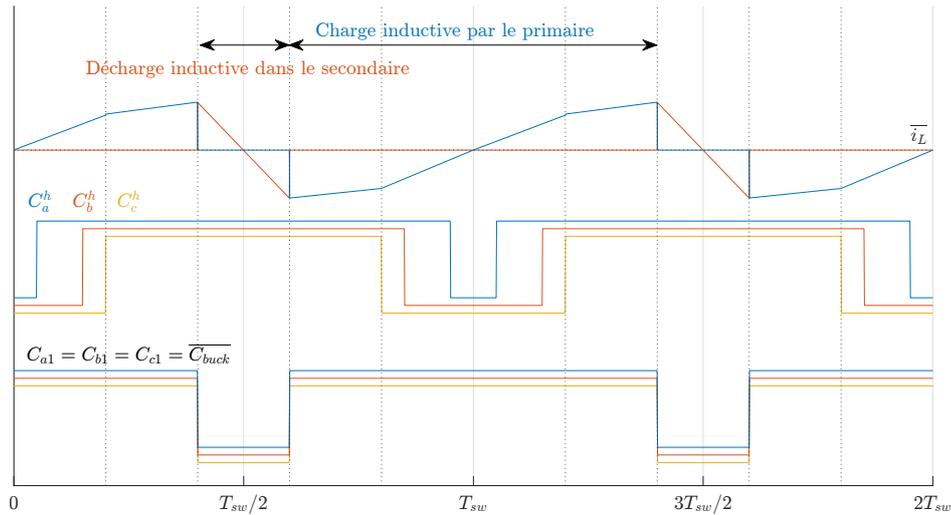


FIGURE 4.5 – Fonctionnement du BB-ASSI en mode d’abaissement de la tension, avec un état de charge inductive qui ne sera pas pris en compte

de fonctionnement d’abaissement de la tension de bus, la tension de bus est inférieure à V_{in} . Le courant continue donc sa charge, mais avec une pente plus faible. Cet état change le fonctionnement du convertisseur et rend sa modélisation plus complexe. Il sera démontré par la suite que ce cas de figure est rarement rencontré dans le fonctionnement du convertisseur. Afin de simplifier l’analyse, ce cas de figure ne sera pas considéré. Il sera évité grâce à une condition de fonctionnement sur la modulation. Cependant, il est à noter que le convertisseur pourrait fonctionner en tenant compte de ce scénario, ce qui pourrait être pertinent pour une perspective future.

Ce mode de fonctionnement retenu impliquera un fonctionnement où la durée T_{buck} est égale ou supérieure à la durée T_{111} en tout point de fonctionnement. Dans ce cas, aucun changement de pente n’est induit pendant l’état de charge inductive. Le convertisseur opère en fonction d’abaissement avec le contrôle indépendant de la durée de la décharge inductive au secondaire. Il est néanmoins nécessaire d’apporter une modification à la modulation du B-ASSI pour empêcher l’occurrence des états indésirables.

4.3 Modulation et modélisation

4.3.1 Adaptation de la modulation

Tout d’abord, il convient de rappeler que le convertisseur peut opérer un mode d’élévation de la tension de bus. Pour ce faire, il suffit de définir la commande $C_{buck} = 0$ et d’utiliser la modulation identique du B-ASSI sans changement. Le mode d’élévation du B-ASSI est inaltéré. C’est uniquement le mode d’abaissement qui nécessite une légère adaptation de la modulation.

En mode d’abaissement, nous proposons de conserver la MSVPWM pour générer les rapports cycliques α_{abc} . Leurs expressions peuvent être trouvées en Annexe A, dans le Tab. A.3. L’utilisation de la MSVPWM permet de contrôler la durée de l’état zéro V_{111} . Dans l’idéal, il suffit de saturer les rapports cycliques α_{abc} en fixant la limite basse par la grandeur $1 - M_{ac}$, tout comme pour le mode saturé du B-ASSI. La grandeur $1 - M_{DC}$ permet de fixer la durée de la commande C_{buck} . Pour ce faire, les rapports cycliques α_{abc1} sont égaux et n’ont plus besoin de comparaison aux rapports cycliques α_{abc} . Ils sont définis simplement par

$$\alpha_{abc1} = (1 - M_{DC}) \quad (4.2)$$

La commande C_{buck} est directement obtenue avec les C_{abc1} comme définie dans l'équation (4.1). Enfin, la fonction de la logique programmable pour le pilotage des transistors S_{abc2} peut être conservée telle que définie au chapitre 3 précédent et rappelée par l'équation (4.3.1) :

$$C_{abc2} = ((\overline{C_a^l} \cdot \overline{C_b^l} \cdot \overline{C_c^l}) + C_{abc}^l) \cdot \overline{Discharge} + Discharge$$

$$Discharge = \overline{C_{a1}} + \overline{C_{b1}} + \overline{C_{c1}}$$

En l'occurrence, en dehors de la décharge inductive au secondaire, les transistors se comportent en redressement synchrone comme dans le cas du SSI. Ces dernières protègent des états de mise en court-circuit du bus continu. Lorsque les commandes $C_{abc1} = 0$, la fonction $Discharge$ doit protéger des états de court-circuit et assurer la réversibilité. Mais ici, les interrupteurs sont bloqués, il ne peut y avoir d'état de court-circuit et la réversibilité doit être assurée au secondaire, ce qui est le cas, car la commande C_{buck} est obligatoirement à l'état 1 lors de ces phases.

Afin d'éviter les états de charge inductive redondants complexifiant la modélisation, comme décrit plus haut, la modulation ajoute une condition. Il est nécessaire de faire en sorte que la durée $1 - M_{DC}$ est à minima supérieure ou égale à la durée des états V_{111} . Pour ce faire, une simple utilisation de la MSVPWM du SSI est envisageable. En réalité, l'adaptation de la modulation pour le mode saturé ou non saturé est équivalente de ce mode d'abaissement de la tension de bus. En effet, si l'indice de modulation de la MSVPWM $M_{ac} \leq (1 - M_{DC})$, la durée du vecteur V_{111} serait supérieur à T_{buck} , induisant l'état que l'on cherche à éviter. En revanche, si la limite basse des rapports cycliques est forcée au niveau $1 - M_{DC}$, dans ce cas, les deux durées seront égales, l'état de charge inductive redondant est évité. Lorsque l'indice de modulation est suffisamment élevé, la limite basse des rapports cycliques devient plus faible, réduisant naturellement la durée de V_{111} . Dans ce mode, il sera montré que le rapport cyclique d'élévation M_{DC} varie de 0 à 0.5. Le cas du mode Buck non saturé ne sera pris en compte que lorsque l'indice de modulation est très faible et le niveau d'abaissement est extrêmement faible, c'est-à-dire lorsque la tension de bus V_{DC} est très proche du niveau de la tension d'entrée V_{in} . Dans le cas pratique, lorsque la tension est diminuée, l'indice de modulation est augmenté. Ainsi, le cas de figure ne sera rencontré qu'en théorie. Néanmoins, il est montré ici que la condition définie sur l'enveloppe basse des rapports cycliques, rappelée ici en (4.3), permet de contourner un fonctionnement indésirable du convertisseur.

$$\begin{cases} (1 - M_{DC}) & \text{si } M_{ac} \leq (1 - M_{DC}) \\ (1 - M_{ac}) & \text{si } M_{ac} > (1 - M_{DC}) \end{cases} \quad (4.3)$$

Cette modulation est une des solutions possibles. Elle est facilement implémentée à partir de changements mineurs de la modulation choisie pour le B-ASSI. Elle permet notamment de considérer la durée de la décharge inductive de manière analogue au mode d'élévation. C'est-à-dire que la durée $1 - M_{DC}$ est fixe et indépendante du pilotage de la charge.

4.3.2 Modélisation du BB-ASSI

Par son mode de fonctionnement, cette fonction d'abaissement de la tension de bus est très semblable à un convertisseur DC-DC Flyback. En effet, l'inductance magnétisante au primaire se charge pendant une première séquence de fonctionnement en stockant l'énergie dans le noyau magnétique, puis la restitue au secondaire lors d'une seconde phase de fonctionnement. Le convertisseur présente des similitudes avec un Flyback non isolé et réversible, à l'exception du remplacement de sa diode au secondaire par un transistor bidirectionnel. La modélisation de la fonction d'abaissement du BB-ASSI est présentée sur la Fig. 4.6. Les trois transistors, S_{abc1} sont réunis en un seul transistor, car leurs

commandes sont identiques. De même, tous les états actifs de l'onduleur et l'état V_{000} correspondent à des états de charge de l'inductance au primaire, tout comme le Flyback. La représentation proposée en Fig. 4.6 considère que la charge est représentée par une source de courant. Ce courant correspond ici au courant absorbé par la machine, en régime établi, dont une valeur moyenne peut être calculée. Les inductances couplées sont modélisées comme un transformateur idéal avec une inductance magnétisante au primaire afin de modéliser le stockage d'énergie. La modélisation suivante proposée du convertisseur est donc effectuée sous les hypothèses d'un régime établi, en considérant des interrupteurs idéaux et un transformateur parfait fonctionnant en démagnétisation incomplète. Le développement se base sur les modélisations connues du Flyback [127]. On en tire la caractéristique statique du convertisseur en régime permanent donnée par l'équation (4.4).

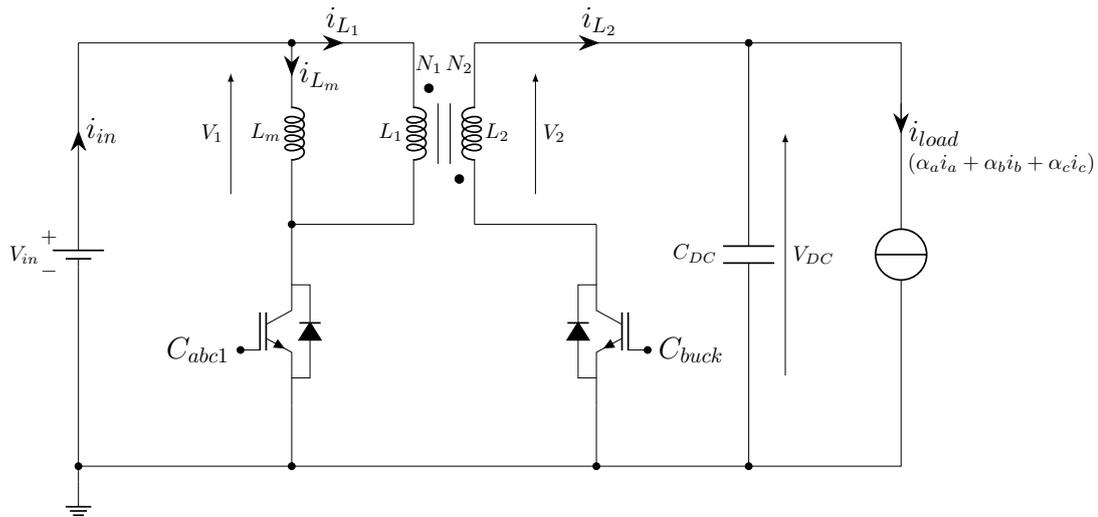


FIGURE 4.6 – Circuit simplifié du BB-ASSI en fonctionnement d'abaissement de la tension en vue de sa modélisation

$$\frac{V_{DC}}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{M_{DC}}{1 - M_{DC}} \quad (4.4)$$

Avec N_1 et N_2 , les nombres d'enroulements des bobinages au primaire et secondaire respectivement. Comme pour le Flyback, le niveau d'élévation ou d'abaissement de la tension de bus obtenue pour un M_{DC} donné est dépendant du dimensionnement des inductances couplées par l'apparition du ratio de nombre de tours.

4.4 Validation par simulation du principe de fonctionnement de BB-ASSI

Le dimensionnement du convertisseur n'est pas étudié en détails dans nos travaux. Il est à noter que ce dimensionnement et notamment le ratio du nombre de tours des enroulements N_1 et N_2 peuvent, à ce stade, être considérés comme un degré de liberté lié à ce dimensionnement. L'impact de ce ratio sera étudié par la suite. Afin d'étudier le convertisseur dans son cas de fonctionnement le plus simple, cette simulation considère un nombre de tours équivalent des bobinages au primaire et au secondaire, soit $N_1 = N_2$. La tension d'entrée du convertisseur simulé est de 20V, la tension de bus est abaissée et régulée à un niveau $V_{DC} = 10V$, le rapport cyclique M_{DC} est égal à 1/3. Il est, dans un premier temps, à noter que la grandeur $1 - M_{DC} = 2/3$ est bien supérieure à la durée du vecteur V_{111} comme suggéré par le schéma d'adaptation de la modulation.

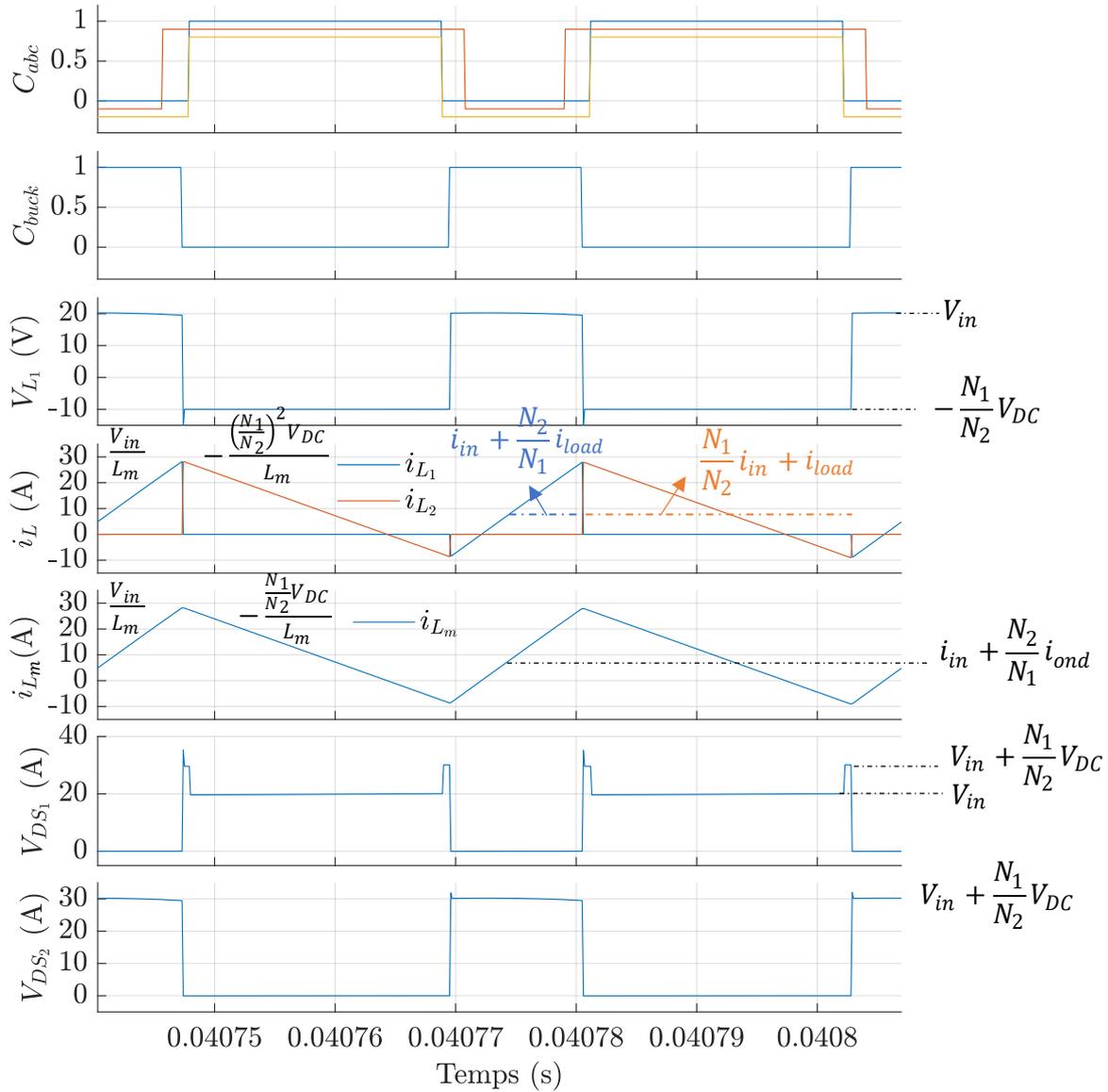


FIGURE 4.7 – Formes d’ondes en simulation du BB-ASSI dans un fonctionnement similaire au convertisseur DC-DC Flyback

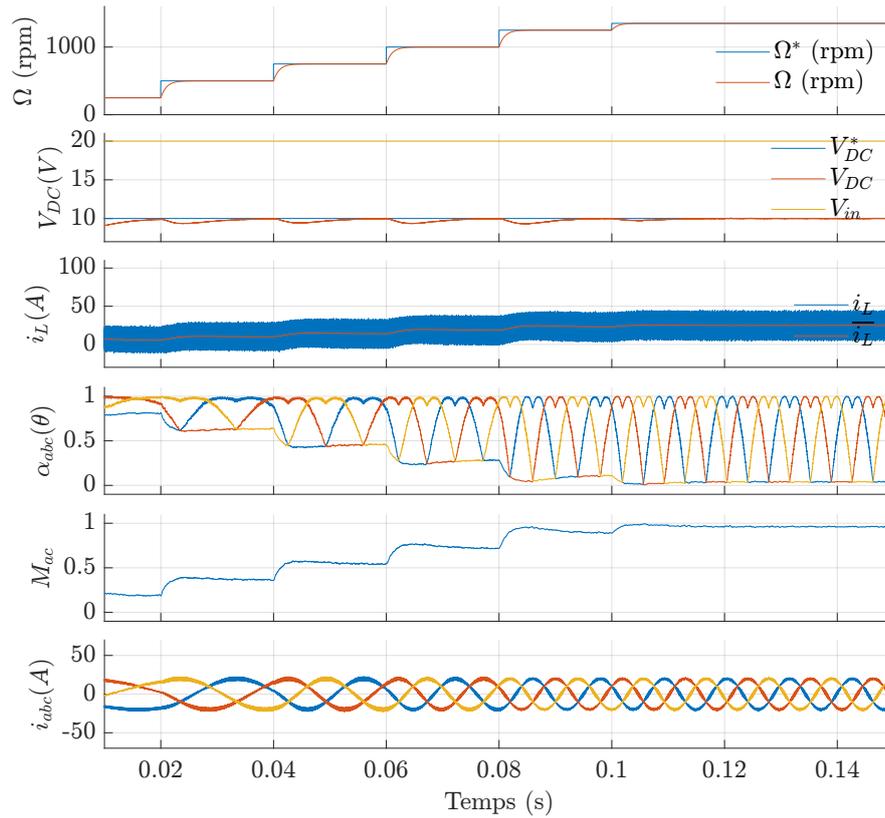


FIGURE 4.8 – Validation par simulation de la variation de l'indice de modulation sur toute sa plage de fonctionnement à tension de bus fixée $V_{DC} = V_{in}/2$

La Fig. 4.7 regroupe les principales formes d'ondes obtenues en simulation du BB-ASSI en mode de fonctionnement d'abaissement de la tension. La tension de l'inductance au primaire V_{L_1} est donc bien une tension variant de V_{in} à $-\frac{N_2}{N_1}V_{DC}$. Les courants au primaire i_{L_1} , au secondaire i_{L_2} et traversant l'inductance magnétisante i_{L_m} sont représentés séparément. Enfin, les tensions tenues par les composants S_{abc1} sont des tensions variantes entre 0 et $V_{in} + \frac{N_1}{N_2}V_{DC}$. Une spécificité du BB-ASSI dans ce mode de fonctionnement est ici visible. Les tensions tenues par les transistors S_{abc1} sont bien égales à $V_{in} + \frac{N_1}{N_2}V_{DC}$, sauf pendant les états V_{111} dans lesquels ces dernières sont égales à V_{in} . La tension tenue par le transistor S_{buck} varie entre 0 et $\frac{N_2}{N_1}V_{in} + V_{DC}$. La modélisation du BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension de bus est sensiblement équivalente à celle d'un Flyback et permet donc de décrire correctement le comportement du convertisseur. L'unique différence réside dans les tensions V_{DS} des transistors S_{abc1} .

Une validation par simulation du fonctionnement du convertisseur dans les différents modes est faite dans les figures Fig. 4.8 à Fig. 4.11. Les différents tests réalisés sont les mêmes que pour la validation du B-ASSI. Le premier test réalisé, sur la Fig. 4.8, est un test montrant que la fonction d'abaissement de la tension de bus est entièrement découplée de l'indice de modulation. Dans le cas de ce mode de fonctionnement, il est possible d'abaisser la tension ou d'augmenter la charge indépendamment. Sur la Fig. 4.8, la tension de bus demandée est réglée à un niveau deux fois inférieur à la tension d'entrée. Un couple constant est appliqué à l'arbre moteur afin que les courants de la machine présentent une valeur crête de 20A. La vitesse est progressivement augmentée afin de faire varier l'indice de modulation sur toute sa plage de fonctionnement. Il est visible que le contrôle sur la charge et sur la tension de bus sont conservés, montrant ainsi qu'aucune limitation du point de fonctionnement n'est induite par le pilotage et le comportement du convertisseur.

Dans l'exemple précédent, il est visible que le convertisseur n'opère qu'en mode saturé dans le mode

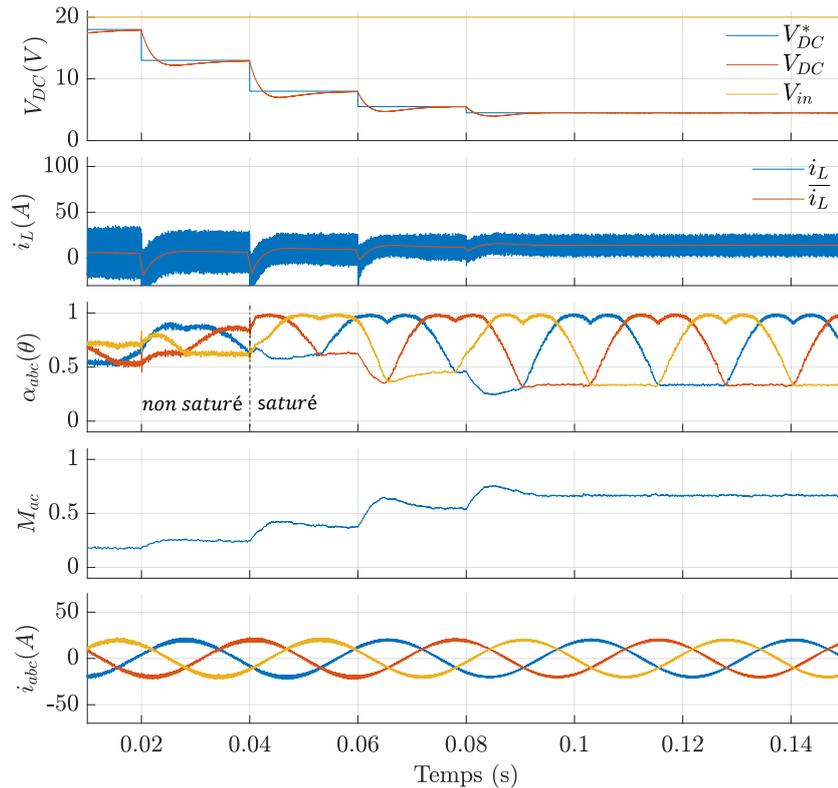


FIGURE 4.9 – Validation par simulation de la plage de variation de la tension de bus à point de fonctionnement de la charge constant. Validation du passage d'un mode Buck non saturé à un mode Buck saturé

d'abaissement de la tension de bus continu. C'est-à-dire que le scénario où la durée T_{buck} est inférieure à la durée T_{111} n'apparaît pas. Comme évoqué précédemment, l'implémentation du passage d'un mode à l'autre reste valable si jamais ce scénario est tout de même rencontré sur un point de fonctionnement inhabituel. Pour s'en assurer, ce scénario est présenté sur la Fig. 4.9. Le niveau de la tension de bus est réduit par échelon petit à petit entre $V_{DC} = 18V$ et $V_{DC} = 5V$ pour une tension d'entrée $V_{in} = 20V$. La vitesse de la charge est intentionnellement fixée à un niveau très faible. Ainsi, le scénario du changement de pente de la charge inductive n'apparaît qu'à très faible niveau d'abaissement et à très faible vitesse. Sur la figure, il est montré que les rapports cycliques de la charge sont adaptés avec une enveloppe basse plus faible. Cela permet de réduire la durée de l'état zéro V_{111} au niveau de la durée de conduction du transistor S_{buck} . Ce scénario permet également de montrer le pilotage de la tension de bus à un point de fonctionnement de la charge constant.

Cette topologie prend tout son sens lorsque le mode d'élévation de la tension peut être appliqué sans aucun changement pour le B-ASSI avec l'ajout de la fonction d'abaissement de la tension. En effet, si la fonction d'abaissement de la tension est non voulue, il suffit de forcer le transistor S_{buck} à 0. Ainsi, une simple comparaison permet de savoir si le mode d'abaissement est désiré ou non. Si ce n'est pas le cas, les rapports cycliques α_{abc1} sont définis comme pour le B-ASSI en mode d'élévation et la commande $C_{buck} = 0$ en permanence. Dans ce cas, le transistor étant bloqué, le courant au secondaire est nul en permanence. Le convertisseur opère alors dans un mode Boost inaltéré. Contrairement au Buck-Boost à quatre interrupteurs, le BB-ASSI n'engendre pas de pertes supplémentaires lorsque la fonction d'élévation de la tension de bus est utilisée. La validation par simulation de l'algorithme de commutation pour le BB-ASSI, passant d'un mode d'élévation de la tension à un mode d'abaissement, est confirmée par le scénario illustré dans la Fig. 4.10.

Enfin, la dernière validation à vérifier est la réversibilité du convertisseur. La simulation illustrée sur la

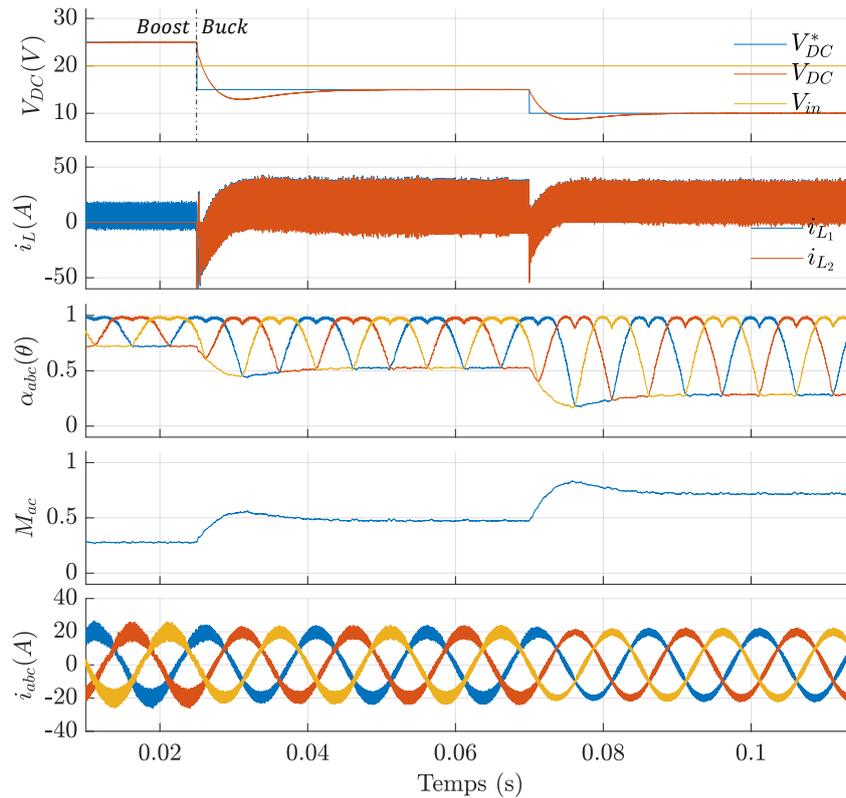


FIGURE 4.10 – Validation par simulation du passage d'un mode d'élévation de la tension de bus du BB-ASSI à un mode d'abaissement.

Fig. 4.11 montre le passage d'un mode moteur à un mode générateur avec un courant inductif moyen proche de zéro permettant de valider la réversibilité dans les deux quadrants. En effet, lors des phases de charge inductive, le convertisseur opère dans un mode équivalent au SSI, la réversibilité est assurée par la logique programmable implémentée sur les transistors S_{abc2} . Au contraire, lors des phases de décharges inductives, ce sont les transistors de la branche du secondaire qui s'en assurent. Pour le mode d'élévation de la tension de bus, on s'assure que le convertisseur opère en permanence en mode de conduction continue. La réversibilité est donc permise à tout instant.

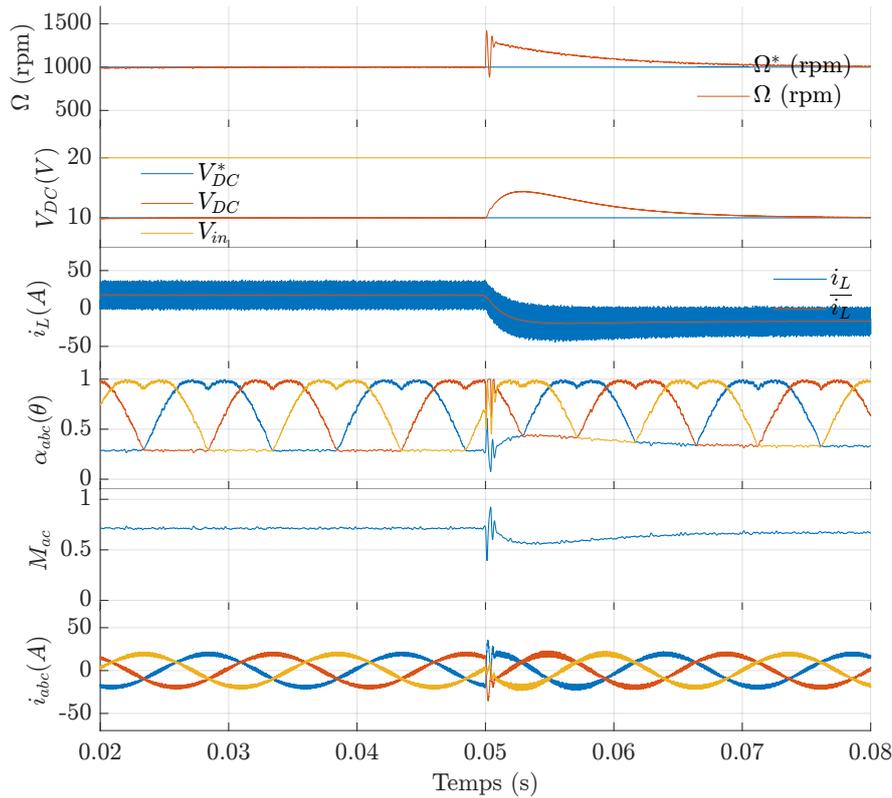


FIGURE 4.11 – Validation par simulation de la réversibilité du BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension de bus

4.5 Validation expérimentale du principe de fonctionnement de BB-ASSI

Une première validation expérimentale de la fonction d'abaissement de la tension de bus continu du BB-ASSI (Buck B-ASSI) est réalisée. Afin d'effectuer cette validation, une carte permettant cette extension est réalisée. Cette carte d'extension est présentée en Fig. 4.12.

Cette carte contient deux inductances couplées pour remplacer les inductances du B-ASSI. Elles ont le même nombre de tours et comme valeurs $L_1 = L_2 = 4\mu H$. La carte comprend également le transistor MOSFET (identique aux autres transistors du B-ASSI) S_{buck} et la génération de sa commande de grille à partir d'un signal PWM entre 0 et 3.3V. Cette commande PWM est égale à la commande complémentaire C_{abc1} . La mise à jour du code dans MATLAB/Simulink permet de prendre en compte les changements proposés pour ce mode Buck. Le banc expérimental complet est identique à celui utilisé pour la validation du B-ASSI présenté en Fig. 3.17 dans le chapitre 3.

La Fig. 4.13 présente les premiers résultats avec une tension V_{in} de 5V, tension volontairement faible, car aucun *snubber* n'a été ajouté pour limiter les surtensions dues aux inductances de fuite. La charge AC est pilotée en boucle ouverte, imposant un faible courant de charge. Le point de fonctionnement représente un indice de modulation de $M_{ac} = 0,4$ à $V_{DC} = 5V$. Une procédure de démarrage identique au B-ASSI est mise en place. C'est-à-dire qu'un état initial où les trois transistors S_{abc1} sont passants est imposé. La tension de bus est d'abord préchargée au niveau de la tension d'entrée par les diodes en anti-parallèle des composants S_{abc2} et S_{abc}^h . La tension de bus est ensuite ajustée en boucle ouverte. La grandeur M_{DC} prend, à cet état origine, la valeur $M_{DC} = 0,5$ pour un gain statique sur la tension de bus égal à l'unité. La grandeur M_{DC} est diminuée progressivement de 0,5 vers 0. Pour ce premier essai, la grandeur M_{DC} est réduite à une valeur proche aux alentours de 0.375, soit un gain statique théorique de $V_{DC}/V_{in} = 0,6$.

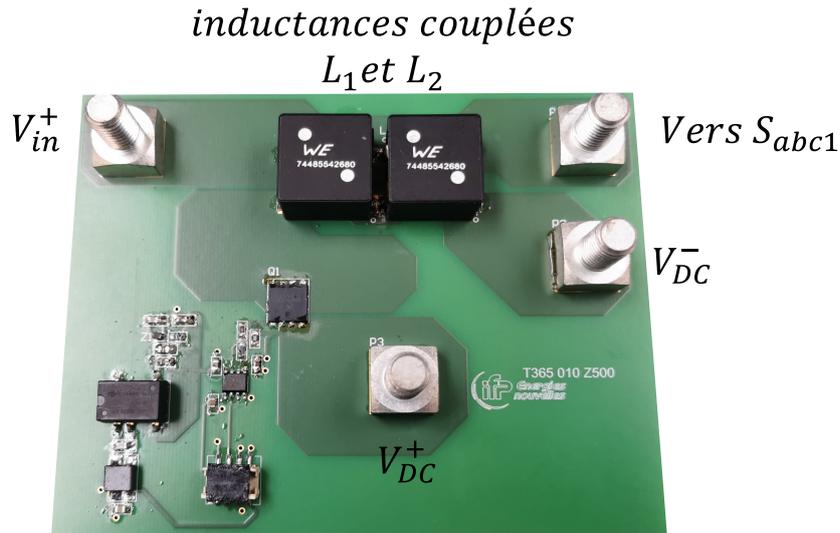


FIGURE 4.12 – Carte expérimentale réalisée pour BB-ASSI

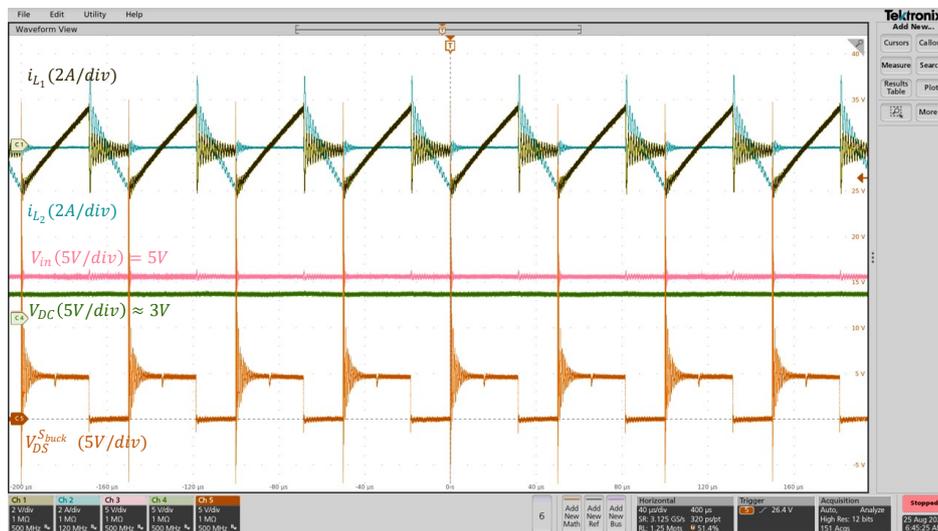


FIGURE 4.13 – Première validation expérimentale de la fonction d'abaissement de la tension de bus du BB-ASSI.

Cette expérimentation montre bien la fonction d'abaissement de la tension de bus à $V_{DC} = 3V$ à partir de la tension d'entrée $V_{in} = 5V$. Sur cette figure, les courants au primaire et secondaire, ainsi que la tension entre le drain et la source du transistor additionnel au secondaire S_{buck} sont également représentés. Afin de mieux étudier les phénomènes parasites qui apparaissent sur les différentes formes d'ondes, un zoom sur deux périodes de découpage est réalisé et présenté sur la Fig. 4.14.

Les principales formes impactées par les parasites sont les courants lorsque l'inductance magnétisante commence à restituer l'énergie stockée au secondaire. Les formes d'ondes présentent de fortes oscillations à très hautes fréquences. Ces oscillations sont principalement dues à la mise en série des inductances parasites des connexions, ainsi qu'à l'inductance de fuite des inductances couplées avec les capacités intrinsèques de sorties C_{oss} des MOSFETs S_{abc1} . Les tensions drain-source de ces composants ne sont pas montrées ici, mais elles sont fortement impactées et présentent de très fortes surtensions avec un pic de dépassement très large ainsi que des oscillations hautes fréquences sous-amorties par l'absence de résistance suffisante. Pour les tensions drain-source du transistor S_{buck} , la figure montre des oscillations de même nature, mais légèrement différentes dans leurs fréquences

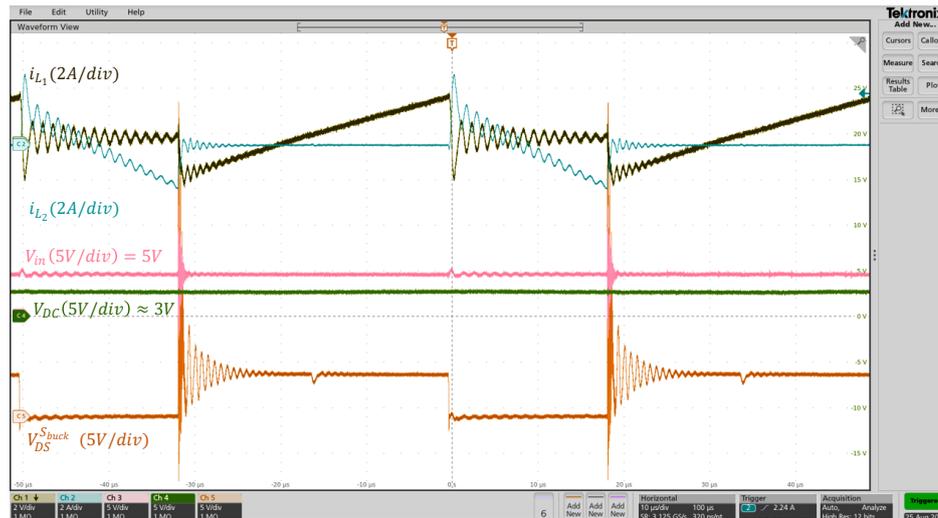


FIGURE 4.14 – Zoom sur le point de fonctionnement de la Fig. 4.13 pour l'étude des phénomènes parasites

et leur amortissement. Il est visible que les formes d'ondes au primaire sont plus impactées que celles au secondaire. Ces niveaux d'effets parasites ne sont pas acceptables. Afin de mieux comprendre leur origine, une étude en simulation avec la librairie SimScape de MATLAB/Simulink est réalisée. Cela est présenté en Fig. 4.15. En ajoutant une inductance de fuite au primaire, les formes d'ondes expérimentales sont retrouvées.

Une dernière courbe expérimentale est présentée en Fig. 4.16. Sur cette figure, le facteur d'abaissement de la tension est augmenté. Cela permet ainsi de valider un abaissement de la tension de bus jusqu'à un facteur $V_{DC}/V_{in} \approx 0,35$ avec une valeur de $M_{DC} \approx 0,25$ appliquée.

Dans ces conditions, les formes d'ondes parasitées du prototype ne permettent pas de valider le fonctionnement du convertisseur à des niveaux de tension V_{in} supérieurs. De plus, ces formes d'ondes parasitées altèrent le bon fonctionnement du convertisseur. Aucun refroidissement n'étant prévu expérimentalement sur le composant de la branche du secondaire, les pertes par commutation et conduction subies par ces effets parasites font monter le composant à de très fortes températures. La validation expérimentale du prototype avec l'ajout de la fonction d'abaissement de la tension de bus ne sera pas davantage développée ici. Il est néanmoins montré que le principe de fonctionnement est valide et qu'il est possible d'abaisser la tension de bus du convertisseur par ce moyen. Toutefois, il est évident qu'une solution d'absorption des surtensions est nécessaire pour davantage valider le principe de fonctionnement du convertisseur. Ainsi, de par sa similarité avec le convertisseur Flyback, une solution d'absorption des surtensions sera mise en place en simulation dans la section suivante.

4.6 Étude de l'ajout d'une solution d'absorption de surtension pour le BB-ASSI

Il existe déjà de nombreuses études sur les circuits d'absorption des surtensions pour le convertisseur Flyback, ainsi que de nombreuses solutions de *snubbers*. Certaines solutions sont passives et permettent d'absorber le pic de surtension avant de dissiper le surplus d'énergie absorbé dans une résistance. Par exemple, un *snubber* de type RCD utilise une diode, une résistance et un condensateur. Le dimensionnement est réalisé afin que la diode ne devienne passante que lorsque la tension du transistor au primaire dépasse un certain niveau. L'énergie de la surtension stockée dans l'inductance de fuite est utilisée pour charger le condensateur du *snubber*. Ensuite, la résistance du *snubber* permet de

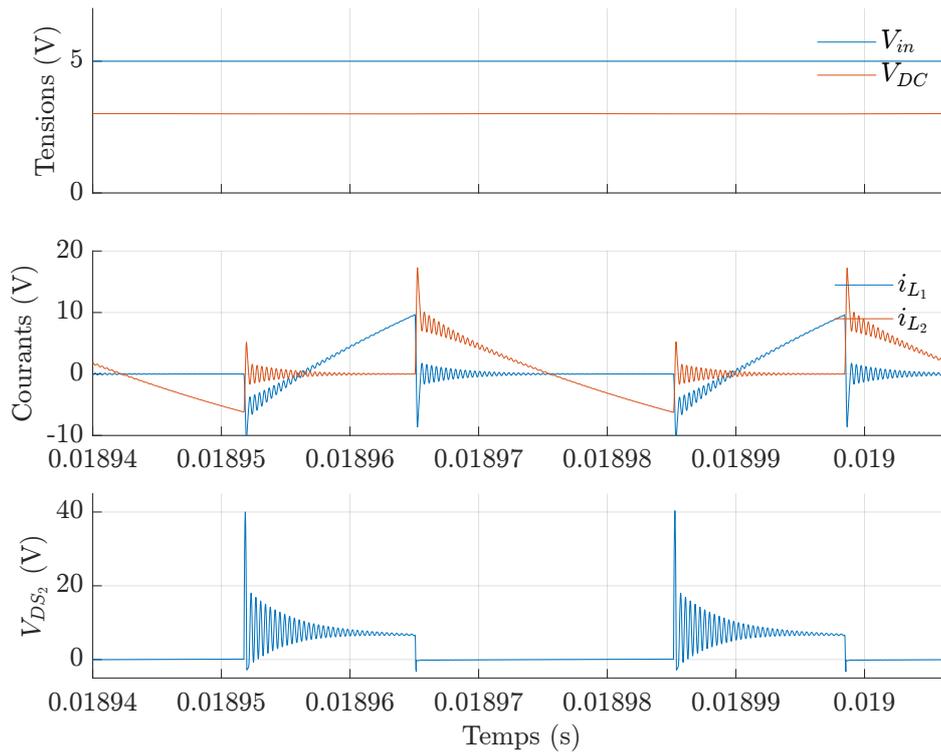


FIGURE 4.15 – Simulation du BB-ASSI avec l'ajout d'une inductance de fuite et d'un facteur de couplage non idéal pour expliquer l'origine des phénomènes parasites.

décharger le condensateur en dissipant l'énergie sous forme de chaleur. Ces solutions sont peu chères et présentent de bonnes performances [127, 150-152]. Cependant, ces solutions, même performantes, ajoutent l'utilisation d'une diode. Dans le cas du BB-ASSI, le convertisseur doit être réversible et l'utilisation de la diode dans le *snubber* est limitante pour l'absorption des surtensions lorsque le convertisseur opère en mode générateur. De plus, la dissipation dans la résistance de cette énergie impacte le rendement. Il serait dommage d'impacter davantage le rendement du BB-ASSI alors que la fonction d'abaissement de la tension de bus vise à réduire les pertes par commutation du convertisseur. Ainsi, une solution de type active semble être plus pertinente pour cette application.

Les études des solutions de *Active clamp* pour les convertisseurs Flyback sont nombreuses [127, 153-155]. Un schéma d'un circuit d'absorption à saturation active d'un convertisseur Flyback est présenté sur la Fig. 4.17. L'avantage de cette solution est qu'elle permet d'absorber la surtension en faisant résonner l'inductance de fuite avec le condensateur du circuit d'absorption. L'énergie stockée dans le convertisseur est ensuite en partie renvoyée à la source, réduisant ainsi les pertes. Cette solution ajoute néanmoins un interrupteur supplémentaire, ainsi que la nécessité d'un circuit pour le pilotage de sa grille.

Ce type de *snubber* permet d'absorber complètement les surtensions et permet également d'améliorer grandement les formes d'ondes. En effet, l'ajout de C_{clamp} génère un comportement de second ordre dont les paramètres sont bien supérieurs à ceux subis par les éléments parasites. Ainsi, les fortes ondulations à hautes fréquences sont annulées à l'aide du circuit d'absorption. De plus, si l'énergie de ce circuit est recyclée et non dissipée, le bon dimensionnement de C_{clamp} et le bon contrôle des états des différents transistors peut permettre d'atteindre des états de commutation douce, notamment en *Zero Voltage Switching* (ZVS) et ainsi réduire considérablement les pertes par commutation des transistors S_{abc1} et S_{clamp} [156]. L'application de ce circuit d'absorption de surtension semble être un choix idéal pour résoudre les phénomènes parasites liés à l'implémentation du BB-ASSI. La modification du BB-ASSI avec l'ajout de ce circuit d'absorption est ainsi proposée schématiquement

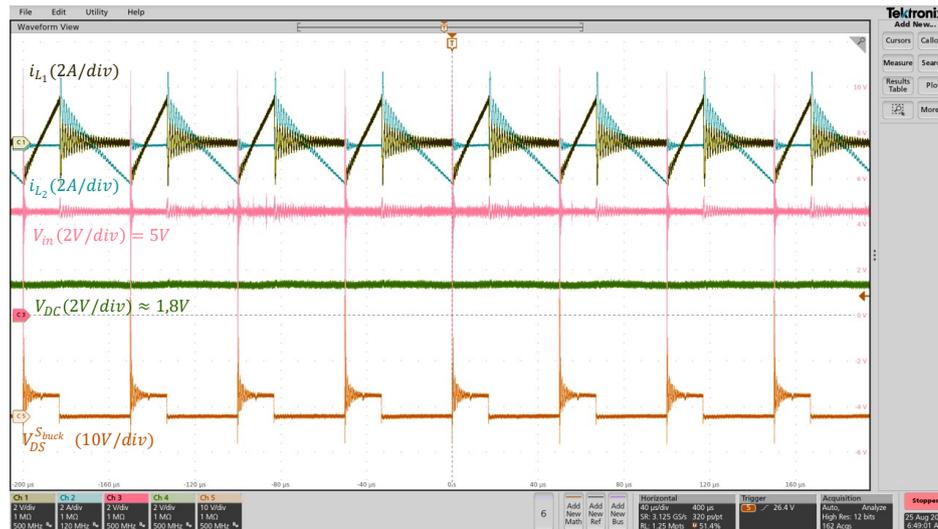
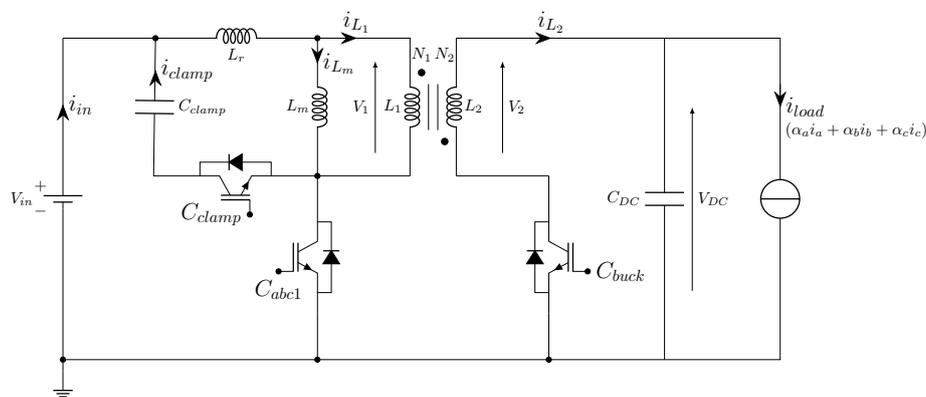


FIGURE 4.16 – Validation expérimentale d'un fort abaissement de la tension de bus

FIGURE 4.17 – Illustration simplifiée du Buck B-ASSI avec une solution de *snubber* à *active clamp*

sur la Fig. 4.18. De même, l'enchaînement des séquences du BB-ASSI est presque identique. L'unique différence réside dans le niveau de la tension V_{DS1} . L'étude par simulation du comportement du convertisseur avec l'implémentation de l'active clamp est montrée en Fig. 4.19. Les formes d'ondes obtenues sont bien identiques exceptée V_{DS1} lors des états V_{111} voyant une tension égale à V_{in} au lieu de $V_{in} + \frac{N_1}{N_2} V_{DC}$. Cette tension n'étant pas celle commutée, cela n'a aucune incidence sur la description et le principe de fonctionnement du circuit.

4.7 Conclusion du Chapitre 4

Nous avons introduit dans ce chapitre une fonction d'abaissement de la tension de bus en plus de la fonction d'élévation dans le véhicule. En effet, les travaux de la littérature, ainsi que ceux menés dans le cadre de nos études, montrent que la fonction d'abaissement offre un certain nombre d'avantages pour le pilotage de la machine. Les pertes par commutation sont réduites pour la fonction onduleur d'autant que la tension de bus est réduite. Les formes d'ondes absorbées par la machine sont fortement améliorées par la diminution du THD en fonction de l'indice de modulation, et les ondulations hautes fréquences des courants de phases sont également réduites. Ces deux derniers points permettent d'avancer que le fonctionnement à tension de bus réduite permet de diminuer les ondulations de couple à basse fréquence, ainsi que les pertes liées aux harmoniques, que ce soient les pertes joules ou

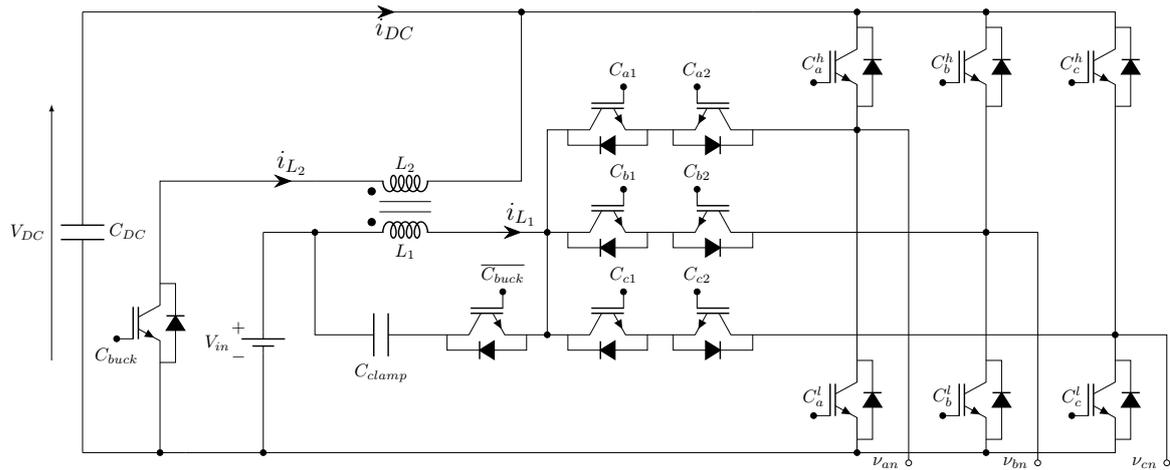


FIGURE 4.18 – Illustration de l'implémentation de la solution à *active clamp* pour le BB-ASSI.

les pertes fers [157]. Dans les zones de fonctionnement à faible vitesse de la machine, les onduleurs ont souvent un faible rendement, caractérisés par des formes d'ondes présentant de forts THD dû à de faibles indices de modulation. À l'aide de la compréhension gagnée sur le fonctionnement du B-ASSI, une nouvelle architecture est proposée. En profitant de la capacité unique de ce convertisseur à pouvoir induire des états de discontinuité du courant inductif, une inductance couplée est introduite à la place de l'inductance principale afin d'assurer la continuité du flux et de restituer l'énergie stockée dans une branche secondaire. Il est montré que le convertisseur, nommé Buck-B-ASSI, peut être modélisé comme un convertisseur DC - DC Flyback qui serait non-isolé. Le principe de fonctionnement de cette topologie est développé et les premiers résultats expérimentaux valident l'architecture permettant d'abaisser la tension de bus. Néanmoins, tout comme le convertisseur Flyback, il est nécessaire de prendre en compte l'inductance de fuite créant un circuit résonnant avec l'inductance magnétisante et les capacités de sorties des transistors S_{abc1} . Les surtensions et les ondulations hautes fréquences qui en résultent nous poussent à proposer un circuit actif d'absorption de ces surtensions. Cette solution ne présente presque aucune perte et permet même d'atteindre un fonctionnement en commutation douce pour les transistors S_{abc1} .

L'avantage principal de la topologie Buck-B-ASSI proposé est que la fonction d'abaissement n'impacte pas le mode d'élévation. Ce dernier est inchangé et aucune perte supplémentaire n'est à déplorer. En comparaison, pour le cas du Boost entrelacé ou du Boost, l'introduction d'un étage abaisseur augmenterait les pertes sur la totalité de la plage de fonctionnement. De plus, la réduction de la montée en température du convertisseur peut permettre l'augmentation de la durée de vie du convertisseur ou de réduire le volume du dissipateur.

Pour résumer, ce chapitre a permis d'introduire les avantages d'une topologie à tension de bus variable. L'architecture proposée est une candidate permettant de réaliser cette fonction sans introduire de pertes supplémentaires pour le mode d'élévation. Néanmoins, cette topologie candidate n'est peut-être pas optimale et une étude de l'ensemble convertisseur et machine devrait être réalisée pour démontrer la totalité des avantages à introduire un pilotage de l'indice de modulation.

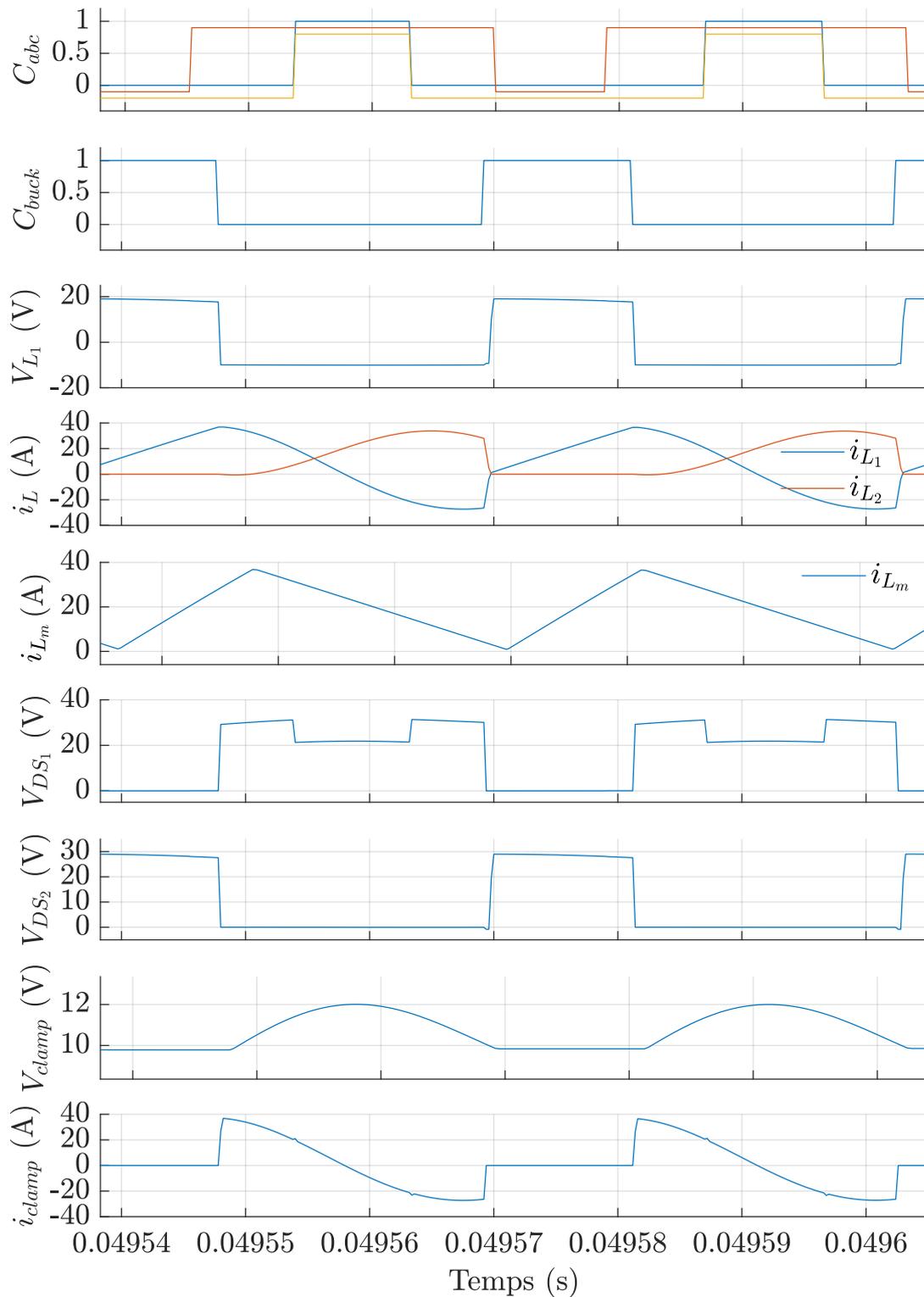


FIGURE 4.19 – Séquence de fonctionnement du BB-ASSI avec l'ajout de la solution *active clamp*

Chapitre 5

Application de l'onduleur à *Split Source* actif à la traction électrique

Ce chapitre s'intéresse à la comparaison sur le critère du rendement du B-ASSI et du BB-ASSI avec d'autres architectures de référence présentant une fonction d'élévation de la tension de bus, et plus particulièrement dans le cas de la traction électrique visée. Le critère de rendement, qui a été défini au chapitre 3, sera évalué théoriquement sur un cas représentatif d'une application réelle. Ce chapitre permettra ainsi d'évaluer les avantages de l'utilisation de la fonction d'élévation de la tension de bus pour la traction électrique. Dans un second temps, le cas particulier du BB-ASSI, étudié dans le chapitre 4, est évalué afin de quantifier les potentiels avantages d'une fonction d'abaissement de la tension de bus.

5.1 Avantage de l'élévation de la tension de bus pour la traction électrique

5.1.1 Rappel des différentes zones de fonctionnement d'une machine synchrone

Dans un premier temps, les zones de fonctionnement d'une machine synchrone dans le plan couple-vitesse sont rappelées dans le cas où la tension de bus est considérée fixe. Ces développements sont bien connus et sont repris de la littérature [158]. Les équations de la machine synchrone à aimants permanents sont rappelées en (5.1).

$$\begin{aligned} V_d &= Ri_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e L_q I_q \\ V_q &= Ri_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_e (\phi_f + L_d I_d) \end{aligned} \quad (5.1)$$

L'équation du couple électromagnétique, en convention de conservation des amplitudes, est rappelée par l'équation (5.2).

$$\Gamma_{EM} = \frac{3}{2} p (\phi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (5.2)$$

On distingue plusieurs zones de fonctionnement de la machine selon différentes contraintes de fonctionnement en courant et en tension. La condition de contrainte en courant est énoncée par l'équation suivante :

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{max} \quad (5.3)$$

Une première contrainte thermique est en fait utilisée pour définir la norme maximale de courant. Cette valeur est définie de sorte que la machine puisse tenir un couple maximal en régime permanent sans induire une montée en température qui pourrait endommager la machine. Elle définit ainsi le couple maximal de la machine comme statué par l'équation (5.2).

La contrainte sur la tension dépend de la tension du bus continu V_{DC} qui est définie, pour rappel, dans le cas d'une SVPWM par l'équation (5.4).

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq V_{max} \quad V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (5.4)$$

En réalité, les zones maximales atteignables correspondent à un hexagone dans le repère abc, l'étude est ici restreinte au cercle inscrit décrit par la MLI vectorielle. La résistance statorique est souvent considérée négligeable pour des vitesses suffisamment hautes, la contrainte sur la saturation de tension peut alors être réécrite en régime permanent comme

$$\sqrt{(\omega_e L_q I_q)^2 + (\omega_e L_d I_d + \omega_e \phi_f)^2} \leq V_{max} \quad (5.5)$$

À faible vitesse, les consignes des courants dans le plan dq suivent la trajectoire *Maximum Torque per Ampère* MTPA. On peut définir les courants à partir de la valeur de leur norme $I_{norm} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$ et les valeurs des courants dans le plan dq pour la trajectoire MTPA sont données par (5.6) et (5.7).

$$I_d = \frac{\phi_f - \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 \cdot I_{norm}^2}}{-4(L_d - L_q)} \quad (5.6)$$

$$I_q = \sqrt{I_{norm}^2 - I_d^2} \quad (5.7)$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, ce qui sera ici considéré, avec $L_d = L_q$, les équations se simplifient et donnent :

$$I_d = 0 \quad I_q = I_{norm} \quad (5.8)$$

Le fonctionnement en MTPA est conservé tant que l'expression (5.5) est respectée. Les valeurs de I_d et I_q à la limite de la saturation en tension sont exprimées par (5.9), toujours dans le cas d'une machine à pôles lisses.

$$I_d = 0 \quad I_q = \sqrt{\left(\frac{V_{max}}{\omega_e L_q}\right)^2 - \left(\frac{\phi_f}{L_q}\right)^2} \quad (5.9)$$

Pour des vitesses supérieures, afin de respecter la limitation en tension, le flux vu par le stator doit être réduit. Ainsi, une composante négative est ajoutée sur le courant I_d . Cette composante crée un flux s'opposant à celui des aimants. C'est le principe du défluxage. Le courant I_d est alors calculé en fonction du point de fonctionnement et I_q respecte la norme de courant. Les expressions des courants I_d et I_q en défluxage utilisées sont données ci-après.

$$I_d = \frac{V_{max}^2 - \omega_e^2 \phi_f^2 - L_q^2 \omega_e^2 I_{norm}^2}{2L_d \omega_e^2 \phi_f} \quad I_q = \sqrt{I_{norm}^2 - I_d^2} \quad (5.10)$$

Il s'agit d'une zone de fonctionnement en MTPV (*Maximum Torque per Volt*). Le couple maximal est atteint en remplaçant I_{norm} par I_{max} dans (5.10). Une seconde limite peut également être atteinte lorsque le flux des aimants est complètement annulé :

$$I_d = -\frac{\phi_f}{L_d} \quad I_q = \frac{V_{max}}{L_q \omega_e} \quad (5.11)$$

L'ensemble des zones de fonctionnement délimité par leur couple maximal est résumé en Fig. 5.1.

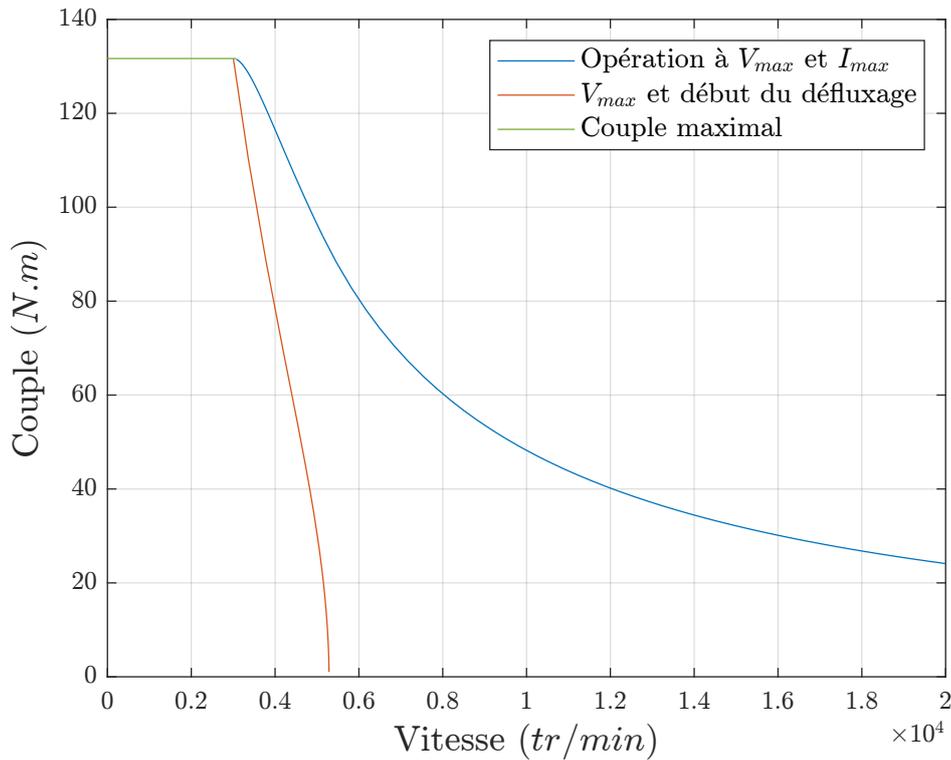


FIGURE 5.1 – Définition des zones de fonctionnement de la machine à pôles lisses dans le plan couple-vitesse

TABLE 5.1 – Paramètres de l'onduleur et de la machine simulés.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension d'entrée	V_{in}	175V
Tension nominale moteur	V	350V
Nombre de paires de pôles	p	2
Inductance des enroulements statorique	L_s	250 μ H
Résistance des enroulements statorique	R_s	6,9m Ω
Flux total des aimants vu par la stator	ϕ_f	87,78.10 ⁻³ Wb
Coefficient de frottements visqueux	f	0,0019N.m.s/rad
Vitesse maximale	N_{max}	30000tr.min ⁻¹
Couple de charge maximal appliqué à la machine	Γ_{ch}	130 Nm

Les paramètres de la machine à pôles lisses utilisés pour ce cas applicatif sont présentés en Tab. 5.1. Ainsi, lorsque le point de fonctionnement de la machine se situe entre les lignes verte et orange, la trajectoire MTPA est utilisée. Dans cette zone, aucune des limitations en courant ou tension n'est atteinte. Pour une vitesse inférieure à la ligne orange, le couple sera limité par le courant (ligne verte). La zone de fonctionnement décrite entre les lignes orange et bleu correspond à un fonctionnement en

défluxage. La limitation en tension est atteinte dès lors que la ligne orange est dépassée. L'enveloppe maximale des points atteignables par la machine est décrite par les lignes verte et bleu. Sur ces deux lignes, la contrainte en courant est atteinte. Une vitesse maximale est alors définie. Cette dernière relève davantage de contraintes mécaniques, sur ce cas précis, que de la machine en soi.

5.1.2 Définition des zones de fonctionnement dans le plan couple-vitesse élargi

Les zones de fonctionnement de la machine synchrone, précédemment établies, considèrent une tension de bus V_{DC} fixée. Dans le cas où la tension peut être élevée, les zones de fonctionnement peuvent être élargies. Une nouvelle zone de fonctionnement peut être introduite. Il est possible de considérer différentes enveloppes maximales en changeant la tension de bus. C'est ce qui est fait et présenté sur la Fig. 5.2

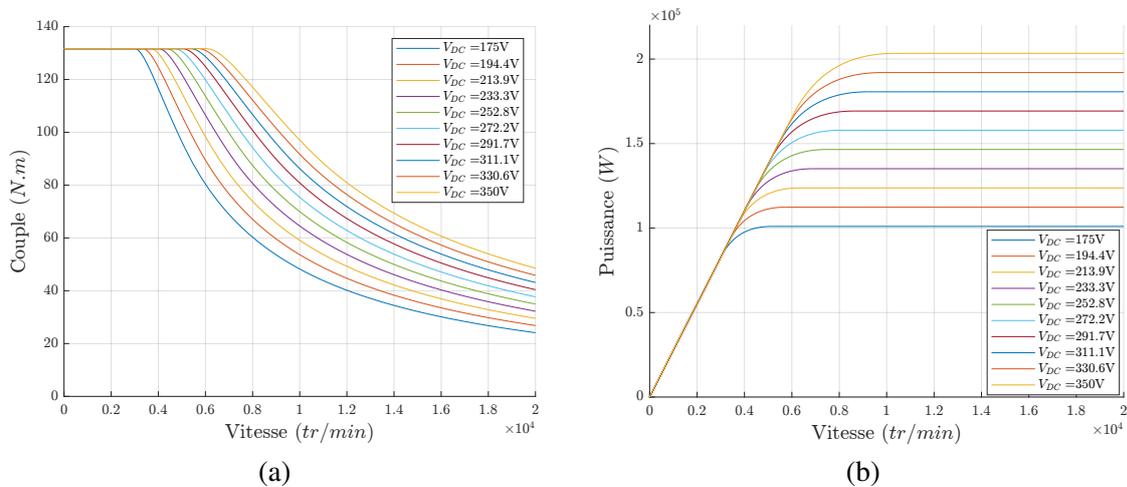


FIGURE 5.2 – Extension de l'enveloppe couple-vitesse et de l'enveloppe de puissance maximale atteignable par la machine lors d'une élévation de la tension de bus

Sur cette figure, les mêmes paramètres de machines de la Tab. 5.1 sont utilisés. La machine étudiée est dimensionnée pour être alimentée par une tension de batterie de 350V en régime nominale. Cette machine est ici alimentée par une batterie délivrant une tension deux fois inférieure. La tension de bus est ainsi augmentée incrémentalement afin de visualiser son impact sur l'enveloppe maximale dans le plan couple-vitesse. Avec une saturation en courant identique, le couple maximal reste inchangé. En revanche, dès lors que la tension de bus est augmentée, le plan couple-vitesse est élargi. Ainsi, une augmentation de 175 à 350V, permet de translater la zone d'entrée en défluxage vers des vitesses supérieures. Si la tension de bus est augmentée, le nombre de points de fonctionnement atteignables en MTPA augmente en conséquence. Ainsi la Fig. 5.2b met en lumière le gain en puissance maximale que la machine peut atteindre pour les hautes vitesses. Cela fait écho à la limitation en tension des onduleurs de traction à deux niveaux de tension présentée au chapitre 1. En effet, une baisse de la tension délivrée par la batterie due à son état de charge a pour conséquence une réduction nette en puissance maximale atteignable par la machine. L'utilisation d'une solution pouvant élever la tension de bus permet non seulement de réguler la tension de bus à un niveau constant indépendamment de son SoC, mais également d'augmenter cette puissance maximale.

La Fig. 5.3 présente les trois zones de fonctionnement définies pour la suite de nos travaux.

Pour toute structure élévatrice, l'augmentation de la tension de bus à iso-courant de charge, engendre des pertes supplémentaires. Afin d'optimiser le rendement, il est nécessaire de travailler avec une tension de bus la plus faible possible. Dans le cas d'une topologie en deux étages de conversion avec un DC - DC Boost en amont d'un onduleur de tension, le fonctionnement est défini comme suit. Dans

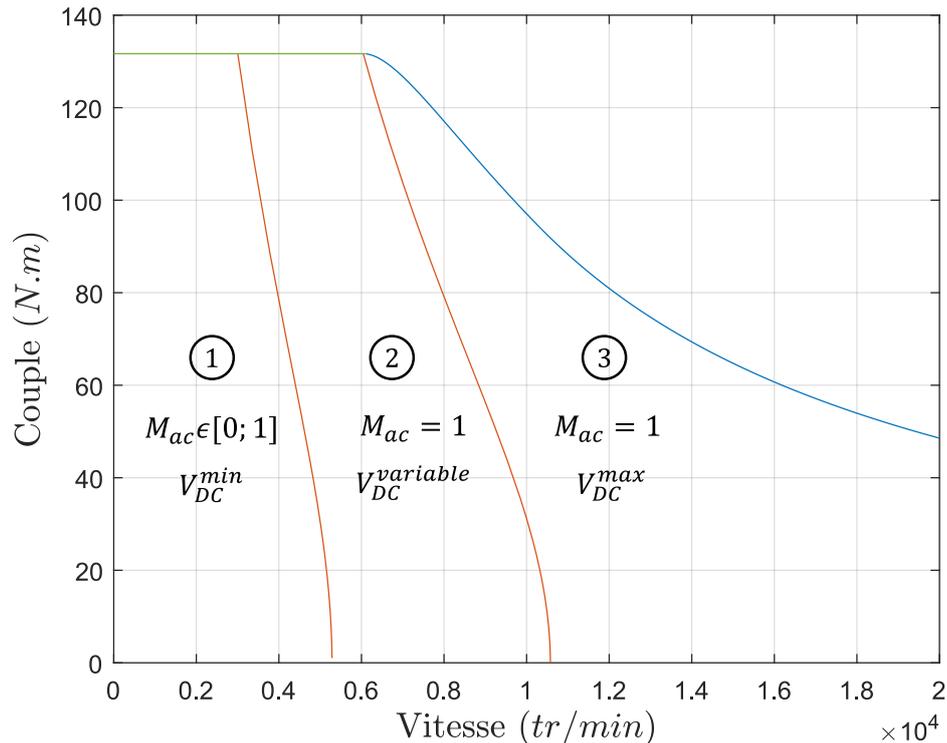


FIGURE 5.3 – Définition des zones de fonctionnement de la machine dans le plan couple-vitesse élargi par l'élévation de la tension de bus

un premier temps, pour les points à faibles vitesses, le fonctionnement en trajectoire MTPA peut être conservé avec une tension de bus qui ne sera pas élevée. Pour cette première zone, la tension de bus est égale à la tension d'entrée, soit à 175V pour l'exemple considéré. Cette première zone est identique à un fonctionnement en MTPA dans le cas où la batterie délivrant la tension d'entrée est directement connectée à l'onduleur de traction. Cette zone de fonctionnement reste inchangée tant que la saturation en tension n'est pas atteinte. Cette limite correspond à la première ligne orange délimitant la vitesse de base à $V_{DC}^{min} = 175V$.

Lorsque la saturation en tension est atteinte pour la tension de bus minimale, l'indice de modulation est maximum. À ce moment, la fonction d'élévation prend son sens. Le défluxage pouvant introduire des pertes supplémentaires dues à sa norme de courant supérieure, il est préférable de retarder son utilisation. Ainsi, une seconde zone de fonctionnement est définie, à l'intérieur de laquelle la machine opère en limite de trajectoire MTPA en saturation de tension. L'augmentation de la vitesse de la machine est alors réalisée par la fonction d'élévation de la tension. Dans cette zone, la machine travaille à saturation V_{max} , mais V_{max} est augmentée progressivement par l'élévation de V_{DC} en fonction du point de fonctionnement de la charge dans le cas du B-ASSI. La tension est élevée jusqu'à un niveau défini, ici $V_{DC}^{max} = 350V$. Comme expliqué précédemment, l'évolution de la tension de bus de son niveau d'origine à son niveau maximal correspond à une extension de la zone de travail en MTPA. La courbe orange est alors en quelque sorte "translatée" vers des vitesses supérieures.

La troisième et dernière zone de fonctionnement correspond à la mise en place du défluxage de la machine. Ce défluxage est réalisé tout en conservant la tension de bus à son niveau maximal d'élévation. À ce niveau, la puissance maximale élargie peut être atteinte par la machine. Dans cette zone de fonctionnement, l'indice de modulation est égal à un. La tension de bus à 350V pour l'exemple, et le point de fonctionnement est changé par le réglage des consignes I_d et I_q pour générer le couple voulu en défluxage.

5.2 Définition du référentiel de comparaison

Dans le cas du convertisseur Boost en deux étages, aucune limite sur la tension de bus minimale est décrite, elle correspond donc au niveau de tension délivrée par la batterie. La tension de bus maximale est limitée par les calibres en tension des semi-conducteurs et des condensateurs de bus choisis. Une limitation arbitraire d'une élévation maximale égale à deux fois la tension d'entrée est choisie.

Une élévation supérieure est recensée dans le cas de la Toyota Prius, puisque la tension de bus varie entre 200 et 650V [7]. Ainsi, l'ajout de la fonction d'élévation permet ici d'alimenter une machine 650V à partir d'une batterie générant une tension continue de 200V. Cela permet d'agencer différemment le nombre de cellules associées en séries-parallèles. Sans cet étage de conversion, il est souvent d'usage que les niveaux des tensions de bus actuelles se situent aux alentours de 400V. Notre cas d'étude considère les paramètres de la machine de la Tab. 5.1, dont le niveau nominal de la tension de bus est de 350V. Nous considérons ici une source délivrant une tension de $V_{in} = 175V$ avec la possibilité d'élever la tension de bus jusqu'à $2V_{in}$.

5.2.1 Architectures de référence pour comparaison

Les topologies retenues pour la comparaison de rendement par rapport au B-ASSI sont au nombre de trois. Dans un premier temps, le rendement est comparé au cas du SSI classique. Cela est l'occasion de montrer une fois de plus en quoi le SSI n'est pas initialement compatible aux applications de traction et que la levée du verrou du B-ASSI est nécessaire pour cette application. Par la suite, deux topologies élévatrices en deux étages de conversion sont retenues. La première solution est celle d'un DC - DC Boost classique en amont de l'onduleur à deux niveaux de tensions. La seconde topologie retenue est celle d'un DC - DC Boost entrelacé à trois phases. En effet, le B-ASSI montre un total de six transistors supplémentaires par rapport au VSI, présentant un inconvénient majeur sur la contrainte du coût total du convertisseur. Afin de garantir l'honnêteté des résultats, la comparaison au Boost entrelacé à trois phases, présentant un nombre équivalent de transistors, est réalisée. Ce choix est également retenu, car un exemple industriel d'un Boost entrelacé est utilisé pour la traction électrique. Il s'agit de la Toyota Mirai, dont le convertisseur DC-DC en amont de l'onduleur de tension est un Boost entrelacé à quatre phases [70]. Le DC-DC de la Mirai ajoute huit transistors supplémentaires et quatre inductances contre 6 transistors et une inductance pour le B-ASSI. Ainsi, une réduction d'une phase de ce convertisseur permet de comparer théoriquement les avantages et inconvénients des deux topologies. Un rappel des schémas électriques de toutes les topologies étudiées pour comparaison est présenté en Fig. 5.4.

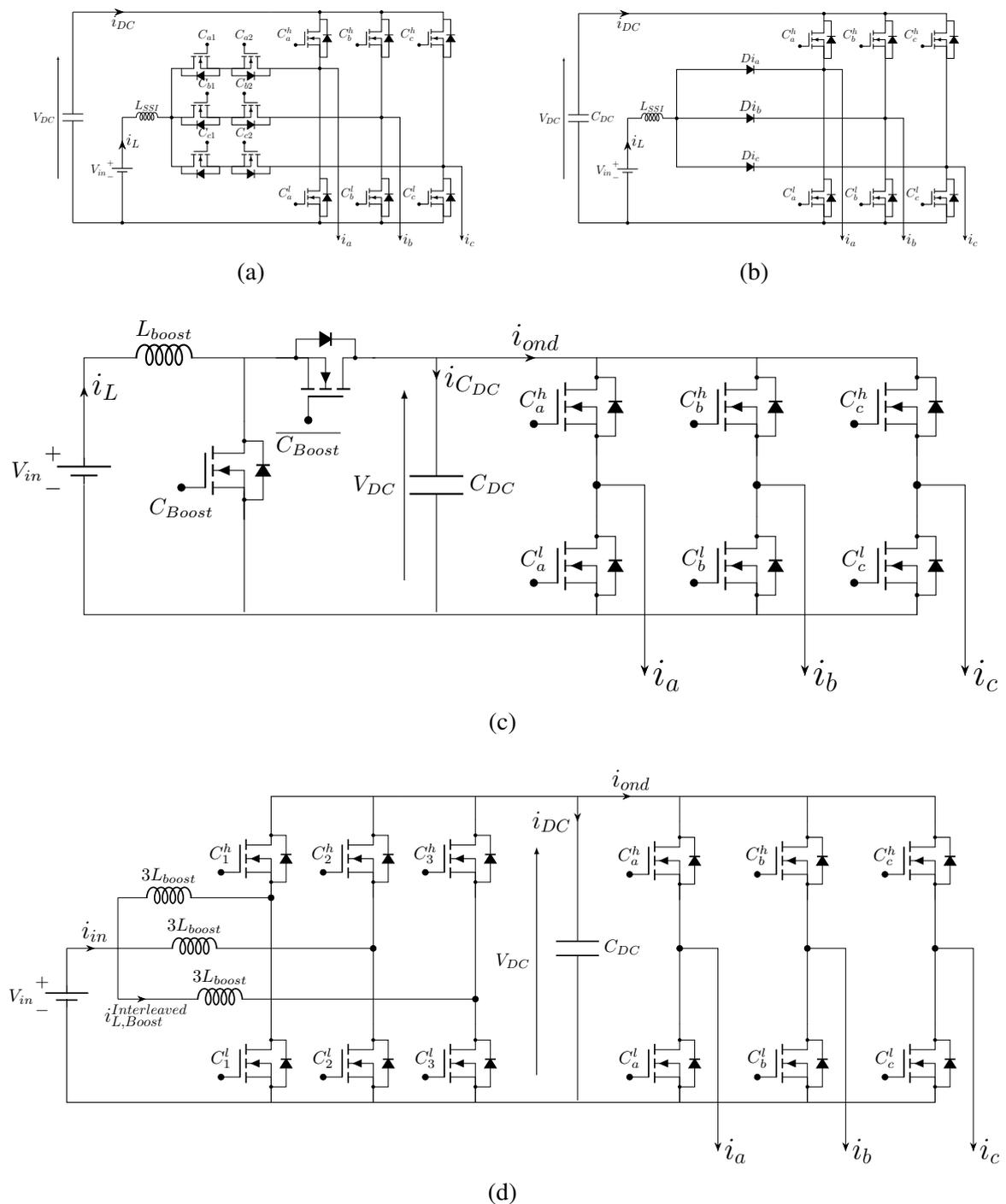


FIGURE 5.4 – Schéma des topologies comparées : (a) - B-ASSI, (b) - SSI, (c) - onduleur à deux niveaux de tension interfacé avec un DC – DC Boost en amont, (d) - onduleur à deux niveaux de tension interfacé avec un DC – DC Boost entrelacé à trois phases en amont.

5.2.2 Définition des zones de fonctionnement dans le cas du B-ASSI

Comme énoncé précédemment, le calcul de pertes du B-ASSI a été développé au chapitre 3. Afin de pouvoir calculer le rendement du B-ASSI dans le plan couple-vitesse, la définition des différents paramètres d'entrée du modèle de pertes dans ce même plan doit être réalisée. Ces derniers sont imposés par le choix du point de fonctionnement de la machine, à l'exception de la commande M_{DC} . La tension de bus peut être choisie arbitrairement. En réalité, afin de minimiser les pertes, la tension de bus la plus faible possible permettant d'atteindre le point de fonctionnement donné est choisie. Pour mieux se représenter les choses, les évolutions de l'indice de modulation M_{ac} et du rapport d'élévation M_{DC} dans le plan couple-vitesse vont être représentés pour chaque topologie de comparaison. En effet, leur niveau peut différer en raison du principe de fonctionnement de chaque architecture.

Le B-ASSI présente deux modes de fonctionnement : le mode saturé et non-saturé. Afin d'optimiser le rendement, une élévation minimale de la tension de bus est nécessaire. Dans le cas du B-ASSI, cela se traduit par le fait que le convertisseur opérera, sur la totalité du plan couple-vitesse, uniquement en mode saturé. Cela veut dire que l'indice de modulation M_{ac} sera toujours supérieur au rapport d'élévation M_{DC} . Cela correspond bien à la condition décrite au cas où la condition (3.1) n'est plus respectée et le mode saturé est utilisé.

Contrairement à ce qui a été présenté dans les définitions des zones de fonctionnement de la machine dans le plan couple-vitesse élargi, une condition supplémentaire doit être considérée pour le B-ASSI. Il s'agit de la condition d'élévation minimale de la tension de bus. En effet, cette condition a été exprimée et rappelée par l'équation (5.12) qui a été expliquée en section 3.1.4.

$$V_{DC} = \frac{V_{in}}{1 - \left(\frac{2-\sqrt{3}}{2}\right)M_{ac}} \quad (5.12)$$

Ainsi, la différence par rapport au cas présenté réside dans la première zone de fonctionnement en MTPA. Dans le cas du B-ASSI, l'élévation minimale est dépendante de l'indice de modulation. Concrètement, cela signifie que dès la première zone, le B-ASSI entraîne une légère surélévation. Cette élévation correspond à une valeur s'élevant progressivement avec l'indice de modulation jusqu'à une valeur de $\approx 1,15V_{in}$ lorsque $M_{ac} = 1$.

Afin de mieux imaginer le phénomène, l'indice de modulation M_{ac} et l'évolution de M_{DC} dans le plan couple-vitesse sont présentés en Fig. 5.5.

Dans la première zone de fonctionnement, l'indice de modulation est progressivement augmenté en fonction de la vitesse, jusqu'à atteindre la saturation de tension. Cette évolution est présentée sur la Fig. 5.5a. L'évolution de M_{DC} est présentée sur la Fig. 5.5b. Le rapport d'élévation évolue en fonction de l'indice de modulation en suivant la relation (5.12). Lorsque l'indice de modulation atteint sa valeur maximale, la valeur de M_{DC} associée est égale à $1 - \sqrt{3}/2 \approx 0,134$. C'est à partir de cette valeur que la saturation en tension initiale est atteinte. La tension de bus est élevée durant la seconde zone jusqu'à ce que la tension de bus maximale de 350V soit atteinte. Cela marque le début de la troisième zone de fonctionnement en défluxage.

5.2.3 Définition des zones de fonctionnement dans le cas du SSI

La première architecture servant de comparaison avec le B-ASSI est le SSI classique premier du nom. Le calcul de pertes du SSI correspond en fait à l'identique au calcul de perte du B-ASSI pour le cas du mode non-saturé. C'est ce qui est ici considéré. La différence majeure dans le cas du SSI résulte dans la définition de l'indice de modulation et du rapport d'élévation. Pour rappel, dans le cas du SSI, la décharge durant les états actifs est impossible. Cela résulte dans le fait de ne pas pouvoir minimiser la tension de bus. Cette dernière est complètement couplée à l'indice de modulation et donc

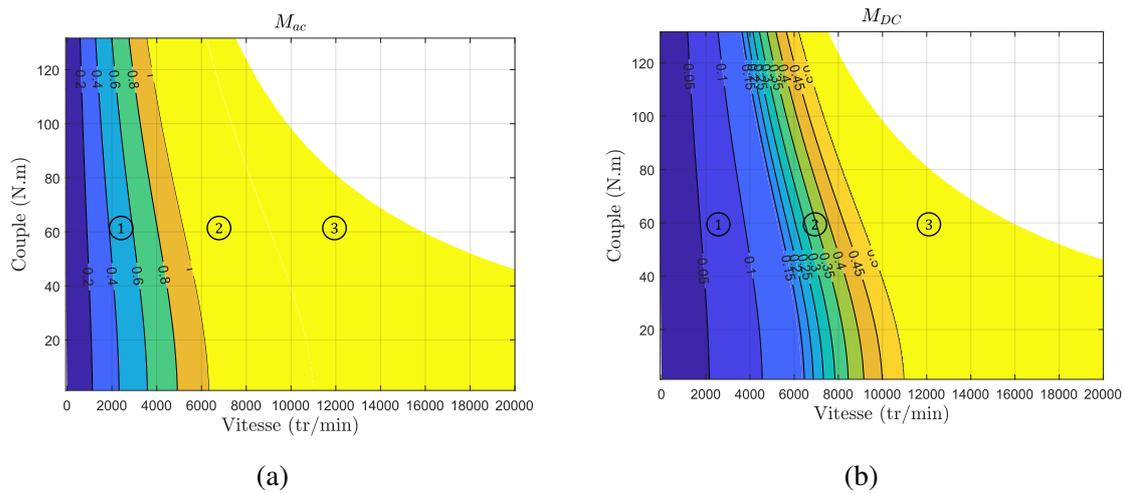


FIGURE 5.5 – Définition dans le plan couple- vitesse pour le calcul des pertes du B-ASSI, (a) - de l'indice de modulation M_{ac} , (b) - de l' rapport d'élévation M_{DC}

dépendante du point de fonctionnement de la charge. Pour garantir l'honnêteté de la comparaison, l'élévation minimale de V_{DC} accessible pour le SSI est considérée. Cela revient à considérer que les rapports cycliques α_{abc} des phases moteurs sont saturés en permanence à un. Il en résulte un rapport d'élévation minimal défini par l'enveloppe basse des rapports cycliques. La grandeur M_{DC} est alors strictement égale à l'indice de modulation M_{ac} . Due à cette contrainte, le SSI est forcé de travailler à indice de modulation très faible. En contrepartie, les pertes joules dans l'inductance et les pertes par conduction des semi-conducteurs s'en retrouvent réduites. Dans ces conditions, le plan couple-vitesse atteignable par le SSI est extrêmement réduit. En effet, le convertisseur n'atteindra jamais la limite de saturation en tension, car plus le point de fonctionnement est augmenté, plus l'élévation de la tension de bus l'est également. La contrainte du calibre en tension des interrupteurs est conservée (élévation maximale de deux fois la tension d'entrée) pour toutes les architectures, y compris le SSI. C'est probablement cette contrainte qui est la plus restrictive pour le SSI. Ainsi, le rapport d'élévation ne pourra dépasser $M_{DC} \leq 0,5$. Cela revient à contraindre l'indice de modulation à la même condition, c'est-à-dire, $M_{ac} \leq 0,5$. Ces rapports sont présentés dans la Fig. 5.6

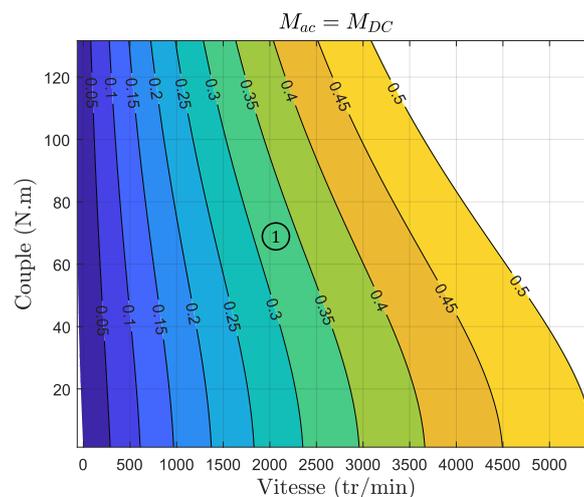


FIGURE 5.6 – Évolution des grandeurs égales M_{DC} et M_{ac} dans le plan couple-vitesse pour le cas du SSI limité à une élévation de la tension de bus $V_{DC} = 2V_{in}$

Ainsi, ni la seconde, ni la troisième zone de fonctionnement du plan couple-vitesse (cf. Fig. 5.3) ne

sont accessibles au SSI classique. Cette limitation met donc en lumière le verrou principal de la perte du degré de liberté du SSI pour les applications de traction. Il avait déjà été énoncé, mais cela revient à dire, qu'à tension de bus constante, tous les points de fonctionnement normalement accessibles avec un onduleur à deux niveaux de tension seront limités. Comme présenté sur la Fig. 5.6, quand la tension $V_{DC} = 350V$ est atteinte et l'indice de modulation $M_{ac} = 0,5$, la vitesse maximale atteignable par la machine est restreinte à environ $5500tr.min^{-1}$.

5.2.4 Définition des zones de fonctionnement dans le cas du DC-DC Boost en amont d'un VSI

Le B-ASSI est maintenant comparé à une architecture en deux étages de conversion avec l'ajout d'un DC - DC Boost en amont de l'onduleur. Le schéma de cette architecture est rappelé en Fig. 5.4c. L'avantage de cette comparaison est que les deux convertisseurs présentent des fonctionnalités quasiment identiques. Nous rappelons que la comparaison est faite à volume des éléments passifs constant. C'est-à-dire que les valeurs de l'inductance du Boost ainsi que des condensateurs de bus continu sont considérés identiques à celles du B-ASSI. Ici, l'inductance du convertisseur Boost est donc équivalente au B-ASSI $L_{Boost} = L_{SSI}$. Les pertes Joules dans l'inductance seront équivalentes pour un même niveau d'élévation à un point de fonctionnement identique.

Afin de calculer correctement les pertes de l'onduleur à deux niveaux de tension interfacé avec un DC - DC Boost en amont, il est nécessaire de bien différencier la définition de la valeur de M_{DC} utilisée par rapport à celle du B-ASSI. Comme aucune surélévation préalable est nécessaire, durant la première zone de fonctionnement en MTPA, la tension de bus est conservée à la valeur constante de la tension d'entrée. Cela veut dire que la vitesse de base à $V_{in} = 175V$ ne sera pas la même que dans le cas du B-ASSI. Ainsi, la vitesse de base entre les deux premières zones de fonctionnement considérées dans le plan couple-vitesse sera inférieure à celle du B-ASSI.

La Fig. 5.7 présente ainsi les valeurs de l'indice de modulation et du rapport d'élévation dans le plan couple-vitesse défini pour le Boost en amont de l'onduleur.

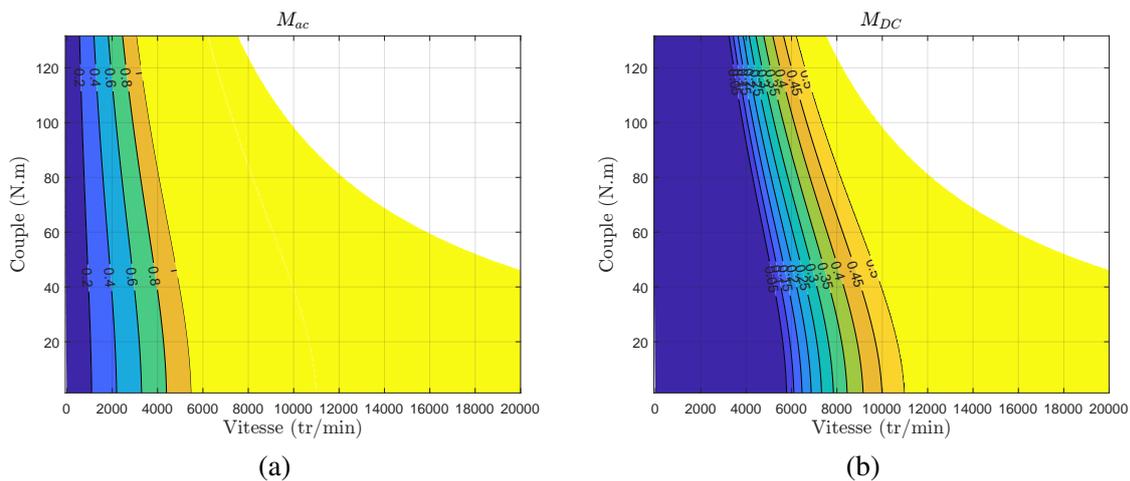


FIGURE 5.7 – Évolution : (a) - de M_{ac} et (b) - de M_{DC} dans le plan couple-vitesse pour la solution en deux étages de conversion ajoutant un DC-DC Boost

La valeur M_{DC} est nulle durant toute la première zone de fonctionnement. Concrètement, cela se traduit par le fait que le transistor bas de l'étage DC - DC Boost est bloqué et que la diode en anti-parallèle du transistor haut conduit la totalité du courant. On retrouve par la suite un comportement plus semblable avec un indice de modulation conservé à saturation pendant les zones deux et trois,

tandis que la valeur de M_{DC} continue d'évoluer jusqu'à sa valeur maximale définie à 0.5 qui restera constante pendant toute la zone de fonctionnement en défluxage.

5.2.5 Référentiel de comparaison avec le DC-DC Boost entrelacé en amont d'un VSI

Le dernier convertisseur de référence choisi pour cette étude de comparaison est comme mentionné un DC - DC Boost entrelacé à trois phases associé à un VSI. Le schéma de cette structure est présenté en Fig. 5.4d.

Ce convertisseur, présentant le même nombre de composants supplémentaires que le B-ASSI et possède, comme pour le cas précédent, un degré de liberté équivalent, voire légèrement meilleur que le B-ASSI. De plus, l'entrelacement des trois phases de l'étage élévateur de cette structure présente un second avantage : il permet de réduire les ondulations de courant d'entrée. Un autre avantage du Boost entrelacé est que le courant inductif est divisé dans les trois branches à disposition du convertisseur. En moyenne, chaque inductance conduit un courant égal au tiers du courant inductif.

La comparaison du Boost entrelacé en amont d'un onduleur et du B-ASSI se réalise à iso-volume. Le volume de l'inductance est lié à l'énergie stockée dans cette dernière $W = \frac{1}{2}LI^2$. Pour garantir la condition du volume constant, chacune des trois inductances du Boost entrelacé prendra la valeur $3L_{Boost}$. Dans ce cas, l'énergie totale stockée dans les inductances équivaut à $W = 3 \cdot (\frac{1}{2}3L_{Boost} \frac{I^2}{9})$. L'utilisation de trois inductances de valeurs $3L_{Boost}$ revient donc à un volume équivalent au convertisseur Boost simple. Ce paramètre présente un impact sur le niveau des ondulations qui sont prises en comptes dans le calcul de pertes joules de la bobine.

La définition des zones de fonctionnement, des valeurs de l'indice de modulation et du rapport d'élévation dans le cas de l'association d'un DC – DC Boost entrelacé avec un VSI restent inchangés par rapport à l'association d'un DC – DC Boost simple.

5.2.6 Comparaison des calibres en courant et en tension entre les différentes topologies

Le rendement, le volume et le coût du convertisseur sont trois critères essentiellement à regarder lors du choix d'une topologie pour l'application dans la traction électrique. Afin de pouvoir comparer les rendements des différentes topologies de références présentées, le dimensionnement des transistors est ici également comparé. Ainsi, nous définissons, dans cette sous-section, les valeurs maximales des courants et tensions que les transistors doivent pouvoir tenir.

Contraintes en courant

Les contraintes en courant pour le SSI ont déjà été définies au chapitre 2. Il convient de les définir pour le B-ASSI, ainsi que les deux types de DC–DC en amont de l'onduleur. Les différents courants traversant les semi-conducteurs du B-ASSI pour le mode saturé comme non-saturé ont été définis pour le calcul de pertes. Les courants entre les deux modes diffèrent légèrement dus aux décharges inductives durant les états actifs et le nombre de branches actives conduisant le courant. Due à la modulation implémentée dans nos travaux, les calibres en courant sont également impactés par le mode de fonctionnement saturé du B-ASSI. Les enveloppes de courants maximales et les valeurs définies pour le mode saturé du B-ASSI sont présentées en Fig. 5.8. Ainsi, de manière analogue au mode non-saturé, les transistors haut et bas des bras onduleurs conduisent des niveaux de courant maximums semblables à ceux trouvés pour le SSI ou pour le mode non-saturé, de même pour les transistors additionnels réalisant la fonction d'élévation de la tension de bus. La différence réside ainsi dans le niveau de courant conduit par les diodes anti-parallèles.

La Tab. 5.2 résume les niveaux de courant entre les deux modes de fonctionnement. La valeur représentée par I_{max} correspond à la valeur crête du courant de phase dans la machine. La valeur i_L

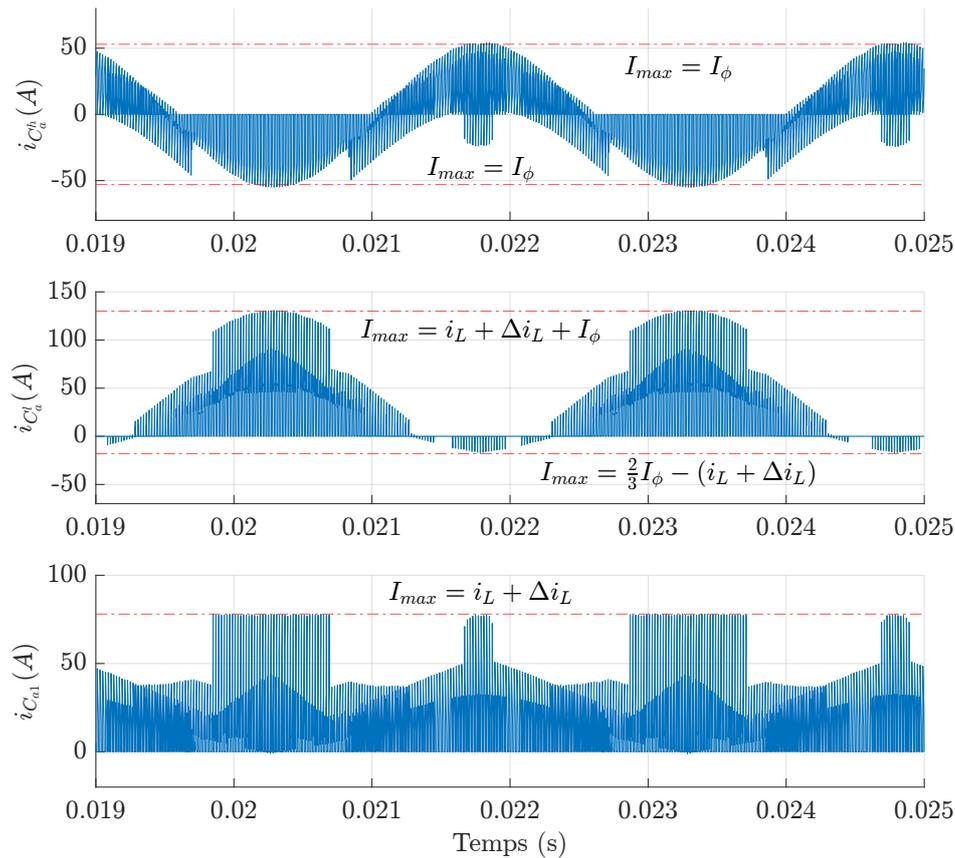


FIGURE 5.8 – Illustration en simulation de la distribution inégale des courants entre les différents interrupteurs avec leurs contraintes en courants exprimés.

correspond à la valeur moyenne du courant traversant l'inductance et Δi_L ses ondulations à l'échelle de la période de découpage. Normalement, le B-ASSI pouvant varier d'un mode à l'autre, le pire cas devrait être considéré en permanence. Il a néanmoins été défini, par ailleurs, que le B-ASSI dans le plan couple-vitesse aura tendance à fonctionner uniquement en mode saturé. Ainsi, le B-ASSI présente des calibres en courants inférieurs à ceux du SSI. Cette différence reste tout de même moins impactante que la différence des contraintes en tension.

TABLE 5.2 – Comparaison des contraintes en courant pour les deux modes de conduction du B-ASSI

	Contrainte en courant			
	mode non-saturé SSI	mode saturé B-ASSI	Boost et VSI	Boost entrelacé et VSI
Transistor haut	I_{max}	I_{max}	I_{max}	I_{max}
Diode anti-parallèle haute	$\frac{i_L + \Delta i_L}{3} + I_{max}$	I_{max}	I_{max}	I_{max}
Transistor bas	$i_L + \Delta i_L + I_{max}$	$i_L + \Delta i_L + I_{max}$	I_{max}	I_{max}
Diode anti-parallèle basse	I_{max}	$\frac{2}{3} I_{max} - (i_L + \Delta i_L)$	I_{max}	I_{max}
Transistors additionnels côté DC	$i_L + \Delta i_L$	$i_L + \Delta i_L$	$i_L + \Delta i_L$	$\frac{i_L + \Delta i_L}{3}$

Les calibres en courant des autres topologies sont plus triviales à obtenir. Ainsi pour le cas des architectures en deux étages de conversion, le calibre en courant des transistors composant l'onduleur sera définie par le courant maximal dans la phase I_{max} . Pour les semi-conducteurs du boost simple, ce courant sera défini comme $i_L + \Delta i_L$ et le tiers de cette valeur dans le cas du Boost entrelacé à trois phases. Ainsi, d'un point de vue des calibres en courant, ces derniers sont relativement similaires

entre le SSI, le B-ASSI et le Boost en amont de l'onduleur. Le B-ASSI et le SSI sont très proches et nécessitent pour les transistors du bas des bras côté onduleur une différence de calibre supérieur à ceux d'un onduleur classique.

Contraintes en tension

Les calibres en tension se révèlent être un indicateur plus différenciant que celui des calibres en courants. En effet, le niveau de ces derniers dépend directement du niveau d'élévation attendue de la tension de bus. Cet indicateur permet de mettre en lumière l'avantage réel en termes de degré de liberté sur le pilotage de la tension de bus. Une comparaison des calibres en tension est effectuée avec d'autres topologies élévatrices en un étage de conversion. La Tab. 5.3 présente les grandeurs utiles à cette comparaison et normalisées par rapport à V_{in} .

TABLE 5.3 – Relations entre les tensions d'entrées et de sorties d'un onduleur à deux niveaux de tension classique et des topologies élévatrices

Architectures	V_{DC}/V_{in}	V_{ϕ}/V_{in}
2L - VSI	1	$\frac{M_{ac}}{\sqrt{3}}$
SSI - SPWM [92]	$\frac{4\pi}{2\pi - 3\sqrt{3}M_{ac}}$	$\frac{2\pi\sqrt{3}M_{ac}}{2\pi - 3\sqrt{3}M_{ac}}$
SSI - MSVPWM [92]	$\frac{1}{1 - M_{ac}}$	$\frac{M_{ac}}{\sqrt{3}(1 - M_{ac})}$
B-ASSI Proposé	$\frac{1}{1 - M_{DC}}$	$\frac{M_{ac}}{\sqrt{3}(1 - M_{DC})}$

Cette Tab. 5.3 présente le calcul de V_{DC} et V_{ϕ} , définie par $V_{\phi} = M_{ac}V_{DC}/\sqrt{3}$. L'utilisation de l'onduleur à deux niveaux de tension seule ne permettant pas d'élever la tension de bus, le rapport V_{DC}/V_{in} est bien défini à un et la tension aux bornes des phases de la machine est dépendante de l'indice de modulation. Les gains statiques du SSI sous une SVPWM classique et sous la MSVPWM ont déjà été définis auparavant et sont donc repris ici. Les différents rapports définis sont tracés dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_{ϕ}/V_{in} sur la Fig. 5.9.

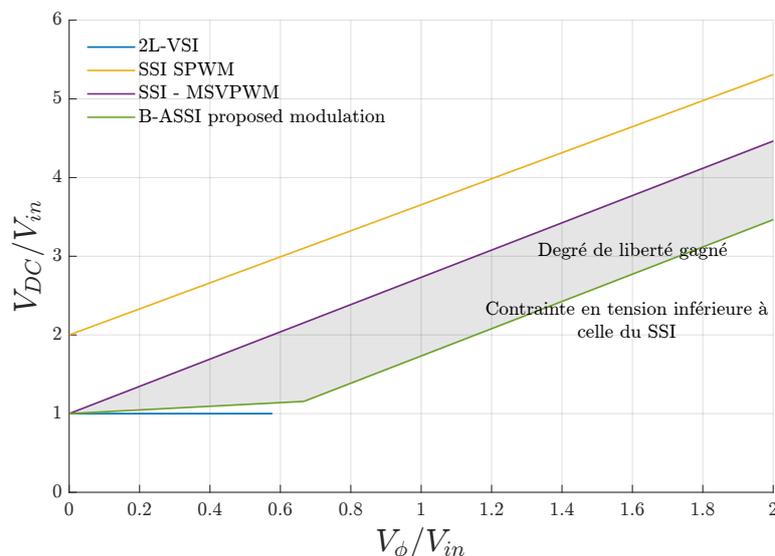


FIGURE 5.9 – Comparaison théorique des contraintes en tension sur les semi-conducteurs dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_{ϕ}/V_{in} entre le B-ASSI et les différentes architectures en un étage de conversion.

L'avantage de ce plan est de montrer l'évolution de la tension de bus et des valeurs maximales accessibles pour les tensions simples dans les phases moteur. Ainsi, pour l'exemple de l'onduleur

à deux niveaux de tension, la tension de bus est constante et la valeur maximale accessible est $V_\phi/V_{in} = 1/\sqrt{3}$. Il est visible que dans le cas du SSI avec la SVPWM usuelle, une surélévation de la tension de bus est subie et ce dès lors que l'indice de modulation augmente. Pour rappel, c'est la valeur basse des rapports cycliques qui dicte ce rapport d'élévation. Ainsi, et sans considérer les ondulations à basse fréquence inhérentes au SSI, si les rapports cycliques α_{abc} sont centrés autour de 0,5, une élévation à deux fois la tension de bus est imposée. L'élévation augmente encore davantage avec l'évolution de la charge. En contrepartie, avec une tension de bus supérieure disponible, les valeurs des tensions simples des phases peuvent être augmentées au-delà de la limitation d'un onduleur simple. Le calibre en tension nécessaire des interrupteurs peut ainsi être facilement visualisé. En effet, dans le cas du SSI classique modulée à partir d'une SVPWM, afin d'atteindre une tension dans les phases de moteur équivalente à la tension maximale qui serait accessible avec un onduleur de tension classique, une surélévation de la tension de bus à environ $V_{DC} = 2,95V_{in}$ est requise. L'utilisation de la MSPWM permet dans une certaine mesure de contrôler le niveau d'élévation du SSI et de supprimer les ondulations à basse fréquence. Les rapports cycliques, n'étant pas centrés autour de 0,5, permettent de diminuer le niveau d'élévation subie du SSI. Ainsi, la valeur minimale de V_{DC} applicable pour le SSI modulé avec une MSVPWM est décrit par la valeur de l'indice de modulation. Le calibre en tension du SSI est considérablement réduit par le simple changement de modulation, avec une élévation légèrement inférieure à $V_{DC} = 2V_{in}$ pour $V_\phi/V_{in} \approx 0,57$.

Enfin, le degré de liberté pour le B-ASSI est illustré. Il est visible que la décharge inductive dans les états actifs permet une élévation minimale pour la plupart des points de fonctionnement. La surélévation due à la modulation proposée est tout de même visible pour les points de fonctionnement à faible charge. La surélévation est prise en compte à partir de la valeur minimale de M_{DC} . Elle est bien dépendante de l'indice de modulation pour ces premiers points de fonctionnement comme décrit par l'équation (3.7). Ce couplage entre M_{ac} et M_{DC} disparaît pour une valeur $V_\phi/V_{in} = 2/3$. Au-delà de ce point, la tension de bus doit être élevée pour atteindre des tensions simples supérieures. Dans ce cas, la tension de bus minimale qui peut être appliquée est décrite par la trajectoire du B-ASSI. Ainsi, ce plan montre bien que le B-ASSI est le convertisseur induisant le moins de contraintes en tension sur ses interrupteurs parmi les différents convertisseurs élévateurs en un étage de conversion.

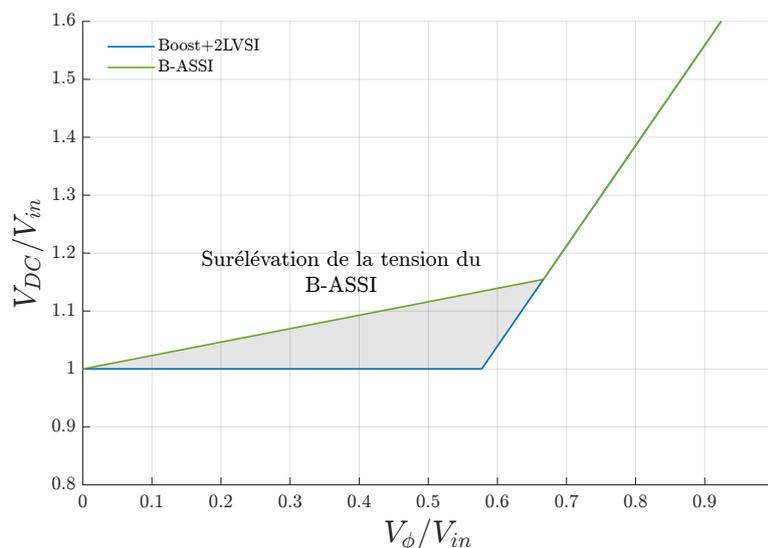


FIGURE 5.10 – Illustration théorique de l'impact de la surélévation de la tension de bus du B-ASSI par rapport aux architectures en deux étages de conversion dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_ϕ/V_{in}

Une comparaison dans ce même plan entre le B-ASSI et les architectures en deux étages de conversion est présentée sur la Fig. 5.10. Cette comparaison est valable que l'on considère le Boost ou le Boost

entrelacé. Ainsi, il est visible que dans le cas où la tension de bus est pleinement découplée de l'indice de modulation, et ce, sur toute la plage de fonctionnement, la contrainte en tension est minimale pour ces architectures. C'est-à-dire que la tension n'est pas nécessairement élevée si cela n'est pas nécessaire. Et la caractéristique du VSI est dans un premier temps suivi. Lorsque $V_\phi/V_{in} = 1/\sqrt{3}$ est atteint, la tension de bus peut être élevée avec son niveau minimal nécessaire pour appliquer les tensions simples voulues. Dans ce plan, la caractéristique des architectures en deux étages de conversion, dessinée en bleu sur la Fig. 5.10, est en fait la caractéristique idéale. Ces architectures permettent le degré de liberté nécessaire afin de minimiser le stress en tension que subiront les composants. Il est visible que le B-ASSI présente une caractéristique très proche de cet idéal. Par rapport aux versions antérieures du SSI ou aux architectures à source impédante, le B-ASSI présente de loin une meilleure caractéristique et la meilleure architecture du point de vue du calibre en tension parmi ces dernières. Le calibre en tension est choisie pour la tension maximale appliquée avec une marge pour la sécurité. Ainsi, ce graphique montre que les contraintes en tension du B-ASSI et des architectures en deux étages de conversion sont en réalité presque identiques, la différence étant qu'une contrainte en tension légèrement supérieure sera appliquée pour les points à faibles vitesses.

5.3 Rendement sur cycle de conduite normalisé : comparaison entre les architectures

Cette section introduit la comparaison sur le critère du rendement entre la topologie proposée dans nos travaux et d'autres topologies élévatrices. Le rendement théorique est ici comparé dans tout le plan couple-vitesse pour en mesurer l'impact réel pour l'application visée.

5.3.1 Rendement du B-ASSI dans le plan couple- vitesse

Le calcul des pertes du B-ASSI a déjà été développé au chapitre 3. Ainsi, avec les différentes grandeurs nécessaires finalement définies, le calcul théorique du rendement en mode saturé du B-ASSI pour toute la plage de fonctionnement du plan couple-vitesse est présenté en Fig. 5.11. Les paramètres du convertisseur utilisé sont identiques à ceux donnés en Tab. 3.6 et les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans la Tab. 5.1.

5.3.2 Comparaison du rendement par rapport à l'onduleur *Split Source* classique

Le rendement du SSI pour ce cas de figure est représenté en Fig. 5.12.

La Fig. 5.12a représente le rendement obtenu pour le SSI dans le plan couple-vitesse. Afin de mettre en perspective la limitation des points de fonctionnement accessible par le SSI, la Fig. 5.12b représente les points accessibles par le B-ASSI et le SSI : le plan couple-vitesse du SSI avec la limitation de 350V est représenté par le contour noir superposé au contour de rendement total du B-ASSI. Il est théoriquement possible pour le SSI d'atteindre des points de fonctionnement au-delà en passant la limitation posée sur la tension de bus. Néanmoins, pour atteindre un plan équivalent aux autres convertisseurs, le SSI présenterait une surélévation de sa tension de bus égal à $5V_{in}$. Le calibre en tension des transistors nécessiterait d'être changé, ce qui sort du cadre de cette comparaison.

La différence des rendements des deux architectures, sur les zones de fonctionnement comparables, est ainsi présentée sur la Fig. 5.13.

La comparaison du rendement entre le SSI et le B-ASSI est très similaire à la comparaison du mode saturé et non-saturé réalisée sur la Fig. 3.35 du chapitre 3. En effet, le rendement du SSI présente un rendement quasiment équivalent au B-ASSI qui opérerait en mode non-saturé. La différence de rendement provient des pertes par conduction des trois transistors S_{abc1} qui sont passants durant

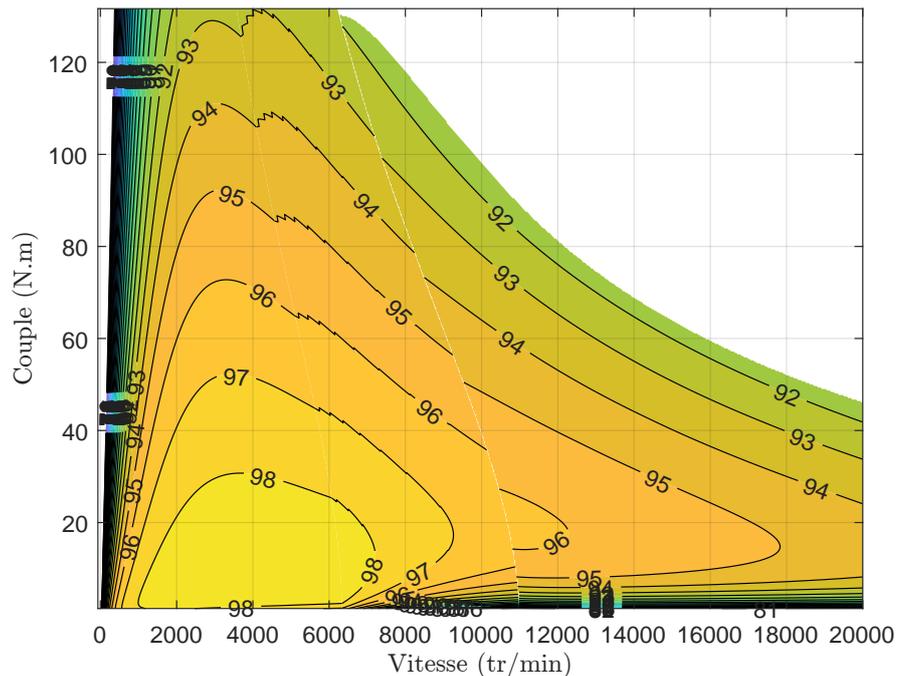


FIGURE 5.11 – Rendement théorique du B-ASSI dans le plan couple-vitesse en considérant une élévation de la tension de bus jusqu'à $V_{DC} = 2V_{in}$

tout le mode de fonctionnement. Le B-ASSI qui opère en mode saturé, présentera donc un meilleur rendement que le SSI (différence de rendement positif sur la Fig. 5.13).

5.3.3 Comparaison du rendement par rapport à un onduleur à deux niveaux de tension interfacé d'un convertisseur DC - DC Boost en amont

Le calcul des pertes du convertisseur à deux étages est bien documenté dans la littérature. Les lecteurs trouveront un développement complet dans l'ouvrage [127]. Le rendement total obtenu de cette architecture dans le plan couple-vitesse est présenté sur la Fig. 5.14.

La sous-figure Fig. 5.14b présente la comparaison des rendements de cette architecture avec le B-ASSI. Plus précisément, c'est la différence des rendements qui est présenté tout comme pour le SSI. Cette différence est définie de telle sorte que lorsque la valeur est négative, c'est l'architecture Boost+VSI qui présente un meilleur rendement que le B-ASSI. En réalité, cette différence est très faible et inférieure à 0,5 point de rendement. Cette différence ne permet pas réellement de statuer de l'avantage du Boost+VSI sur le B-ASSI, mais permet plutôt de dire que dans l'ensemble de ce plan couple-vitesse, les deux architectures démontrent un rendement équivalent. En revanche, ce calcul semble mettre en évidence que le B-ASSI présente de façon nette un meilleur rendement sur les zones avec des vitesses inférieures à $4000 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ et pour des couples supérieurs à $50 \text{ N} \cdot \text{m}$. Ce constat peut sembler aux premiers abords étonnant. En effet, le B-ASSI requiert une élévation de la tension de bus sur cette zone contrairement au convertisseur Boost+VSI. Ainsi, cette élévation, même minime, augmente les pertes joules dans les passifs, ainsi que les pertes par conduction dans les semi-conducteurs. En réalité, cela peut s'expliquer par le principe de fonctionnement du B-ASSI. Pour rappel, le courant traversant les transistors hauts des bras de l'onduleur est, de manière simplifiée, équivalente à la différence entre le courant de charge et le courant inductif. Cela a lieu lors des décharges inductives pour le rechargement des condensateurs de bus continu. À l'inverse, lors des états de charge inductive, le courant traversant les transistors bas des bras est équivalent à la somme du courant de charge et du courant inductif. Lors de ces états, le temps de décharge inductive est maximisé. Ainsi, la majorité de la période de découpage est allouée à la décharge inductive. Les pertes par conduction du B-ASSI

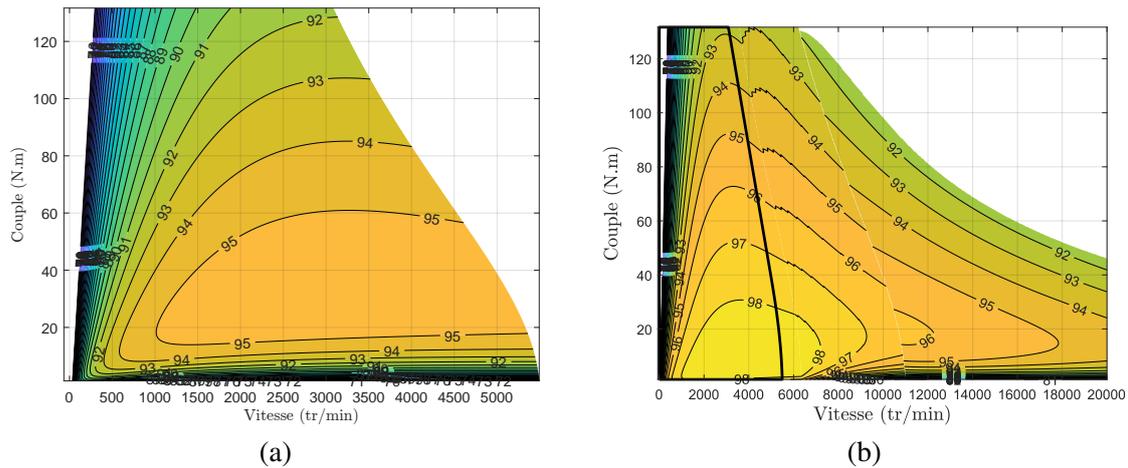


FIGURE 5.12 – (a) - Rendement théorique du SSI dans le plan couple-vitesse en considérant une élévation de la tension de bus jusqu'à $V_{DC} = 2V_{in}$, (b) - Comparaison des points de fonctionnement atteignables entre le SSI et le B-ASSI

pendant cette première zone de fonctionnement sont en réalité relativement faibles devant les pertes joules dans les passifs. Dans le cas de l'onduleur à deux niveaux de tension classique, les pertes par conduction de l'onduleur sont équitablement partagées et progressivement augmentées sur cette zone. Ainsi, l'augmentation des pertes joules dues à la surélévation du B-ASSI est inférieure et suffisamment faible pour permettre au B-ASSI d'être plus favorable sur le critère du rendement par rapport à cette architecture en deux étages de conversion.

5.3.4 Comparaison du rendement par rapport à un onduleur à deux niveaux de tension interfacé d'un convertisseur DC - DC Boost entrelacé triphasé en amont

Le calcul de pertes peut également être déduit à partir des expressions du convertisseur Boost. Néanmoins, la différence des valeurs des courants traversant les transistors de l'étage élévateur, ainsi que les inductances, doivent prendre en compte le changement de valeur du courant efficace. De plus, le niveau des ondulations hautes fréquences dépend de la valeur de l'inductance et sera pour chacune des branches trois fois inférieur. Ainsi les pertes joules dans les inductances dans le cas du Boost entrelacé sont inférieures à celui d'un convertisseur Boost. C'est également le cas pour les pertes par conduction dans les transistors du convertisseur Boost entrelacé. Ainsi, le rendement de cette architecture sera globalement meilleur. Le rendement théorique obtenu est présenté sur la Fig. 5.15a. De même, la différence entre le rendement du B-ASSI et celui de cette architecture est donnée par la Fig. 5.15b.

Comme attendu au vu de la comparaison avec le convertisseur Boost simple, le Boost entrelacé présente de meilleures performances en termes de rendement que le B-ASSI proposé dans nos travaux. Pour cette comparaison à volume constant, le Boost entrelacé offre, en effet, plus d'avantages que le B-ASSI. Il est visible que la différence de rendement se marque réellement lorsque la fonction d'élévation de la tension est pleinement utilisée dès la seconde zone de fonctionnement définie. En revanche, il est à remarquer que les conclusions pour les points à faibles vitesses entre le B-ASSI et le convertisseur Boost simple sont toujours d'actualité. En effet, le B-ASSI semble être une solution plus efficace pour les points de fonctionnement dont la vitesse est inférieure à 4000 tr/min .

5.3.5 Comparaison du rendement sur cycle de conduite normalisé

Afin de se rendre compte de la différence des rendements entre toutes les topologies étudiées, l'étude du rendement est étendue sur un cycle de conduite normalisé. Le cycle choisi est le cycle WLTC.

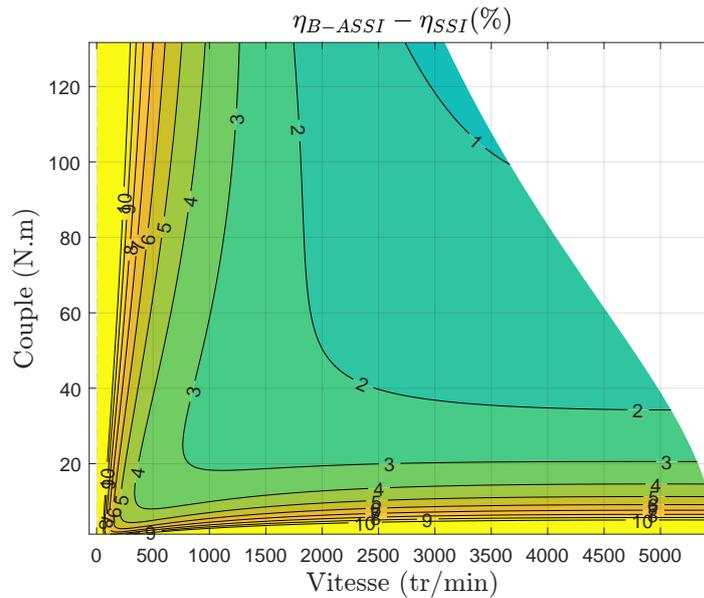


FIGURE 5.13 – Différence entre le rendement du B-ASSI et le rendement du SSI dans le plan couple-vitesse avec la limitation de la tension de bus à $2V_{in}$.

Cette étude nécessite une considération de la dynamique longitudinale du véhicule afin de pouvoir déduire le couple que la machine doit fournir à partir de la vitesse du véhicule. Les équations utilisées sont tirées, par exemple, de l'ouvrage [159]. Ainsi, la somme des différentes forces s'exerçant sur le véhicule peuvent être décrites par le principe fondamental de la dynamique dans (5.13), avec m_v la masse totale du véhicule et v la vitesse du véhicule donnée par le cycle de conduite.

$$m_v \frac{d}{dt} v(t) = F_t(t) - (F_a(t) + F_r(t) + F_g(t)) \quad (5.13)$$

Ce modèle simplifié prend en compte un certain nombre de forces s'exerçant sur le véhicule ramené à son centre de gravité. Ainsi, F_t est la force de traction générée par le véhicule. Une valeur négative de cette dernière indique des phases de freinage. F_a représente la force liée aux frottements aérodynamiques, F_r la résistance des frottements de roulement à la roue et F_g la force causée par la gravité. L'expression simplifiée de ces différentes forces permet d'obtenir les points de fonctionnement demandés à la machine de traction à partir des paramètres réels de véhicules particuliers. La force de frottement aérodynamique est calculée en considérant la surface frontale du véhicule dont l'air est appelé S_{C_x} . La force F_a s'appliquant au véhicule est alors exprimée comme

$$F_a(v) = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot S_{C_x} \cdot v^2 \quad (5.14)$$

avec ρ_{air} , la densité de l'air ambiant. Une approche simple des frottements de roulement est exprimée dans l'équation suivante :

$$F_a(v) = f_{rr} \cdot m_v \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (5.15)$$

f_{rr} est un coefficient de frottement qui dépend normalement d'autres variables, comme la vitesse ou la pression des pneumatiques. Ici, ce coefficient sera considéré constant. g est l'accélération de la pesanteur terrestre et α prend en compte le potentiel facteur d'inclinaison de la route, mais ici, une route horizontale sera considérée. Enfin, la force F_g est classiquement définie de la manière suivante :

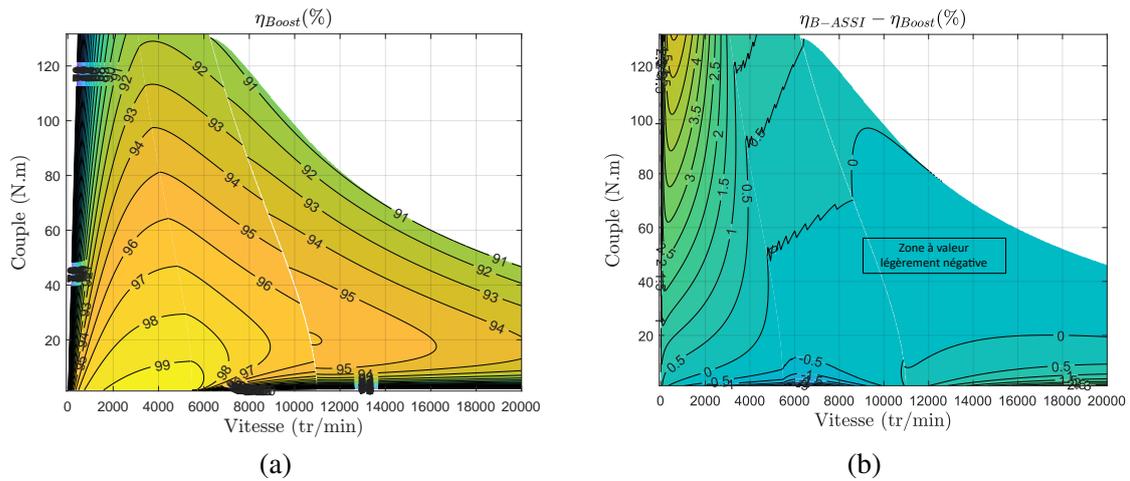


FIGURE 5.14 – Évaluation dans le plan couple-vitesse de l'architecture en deux étages de conversion Boost en amont de l'onduleur, (a) - rendement, (b) - comparaison des rendements obtenus avec le B-ASSI

$$F_g(\alpha) = m_v \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (5.16)$$

À partir de l'expression de ces différentes forces et connaissant la consigne de vitesse du véhicule pendant le cycle de conduite, son accélération peut être obtenue. La force de traction que doit fournir le véhicule est ainsi connue pour chaque point du cycle de conduite. Cette force F_t est appliquée à la roue de rayon r_{wh} . Ainsi le couple à la roue T_{wh} est exprimé par

$$T_{wh}(t) = r_{wh} \cdot F_t(t) \quad (5.17)$$

La vitesse de rotation de la roue est exprimée par l'équation (5.18).

$$\omega_{wh} = \frac{v(t)}{r_{wh}} \quad (5.18)$$

et finalement, le couple et la vitesse de la machine sont obtenus dans (5.19) avec la prise en compte du rapport de démultiplication γ du véhicule.

$$\Gamma_{ch} = \frac{T_{wh}}{\gamma} \quad \omega_e = \omega_{wh} \cdot \gamma \quad (5.19)$$

Cette rapide étude simplifiée permet de prendre en compte un certain nombre de paramètres du cas de la Toyota Mirai [160], par exemple. La masse totale du véhicule considérée est de $m_v = 1900\text{kg}$. La surface avant du véhicule utilisée est d'environ $1880 \times 1470\text{mm}^2$, avec un coefficient $C_x = 0,29$, ce qui donne un $S_{C_x} \approx 0,77$ pour le calcul de la force aérodynamique. Le rayon des roues est considéré égal à $r_{wh} = 24\text{cm}$, avec un coefficient de frictions de roulement $f_{rr} = 0,03$. Le rapport de réduction pour la machine de traction de la Toyota Mirai est de $\gamma = 11$. La machine du véhicule étant une machine avec un couple maximal de 300Nm , une adaptation du rapport de réduction et du rayon de la roue est ici faite à titre indicatif pour permettre de mettre à l'échelle les points de fonctionnement avec la machine considérée jusqu'à présent. Ainsi, les valeurs utilisées seront $\gamma = 7$ et $r_{wh} = 33\text{cm}$. Le

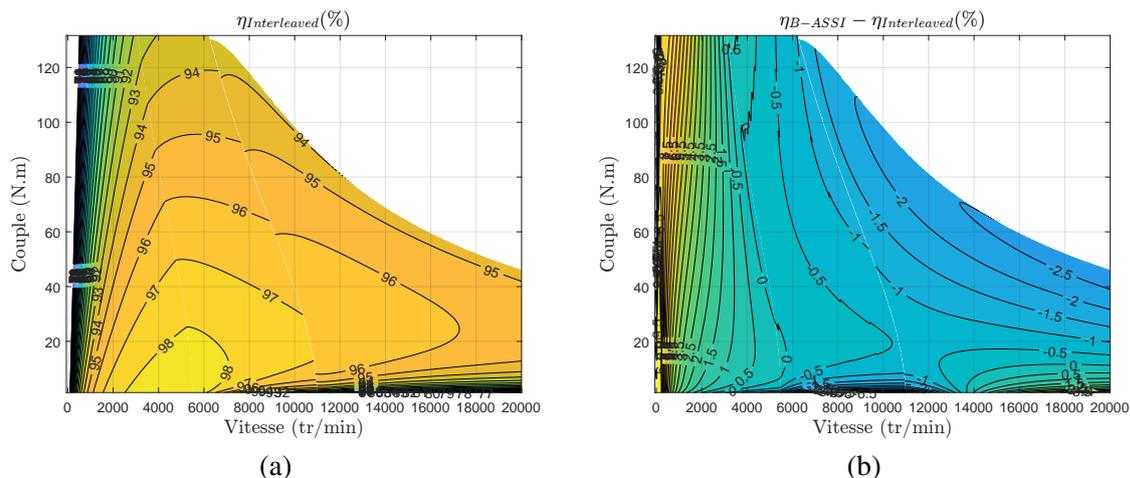


FIGURE 5.15 – Évaluation dans le plan couple-vitesse de l'architecture en deux étages de conversion Boost entrelacé en amont de l'onduleur, (a) - rendement, (b) - comparaison des rendements obtenus avec le B-ASSI

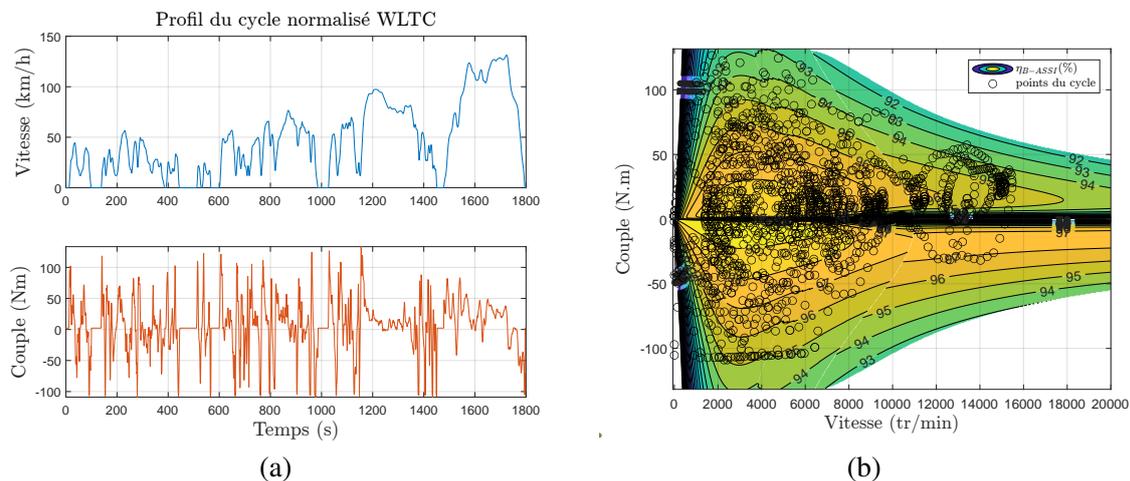


FIGURE 5.16 – Définition du cycle de conduite normalisé WLTC utilisé pour la comparaison théorique du rendement des convertisseurs, (a) - évolution temporelle du couple et de la vitesse du cycle, (b) - évolution du cycle dans le plan couple-vitesse

cycle WLTC avec ces considérations est donc finalement représenté temporellement, avec sa vitesse et son couple, sur la Fig. 5.16a.

La Fig. 5.16b présente le rendement du B-ASSI dans le plan couple-vitesse avec la superposition des 1800 points du cycle de conduite normalisé. Le cycle de conduite testant différents profils de conduite permet de montrer que, dans un cadre urbain, les points de fonctionnement seront limités aux zones avant défluxage. La puissance maximale n'étant utilisée que sur la fin du cycle pour de la conduite à haute vitesse hors agglomérations. Le calcul de pertes de tous les convertisseurs étudiés jusqu'à présent dans le plan couple-vitesse permet de calculer l'énergie totale perdue sur tout le cycle de fonctionnement. La comparaison entre ces énergies dissipées cumulées sur le cycle est présentée en Fig. 5.17.

Sur cette figure, l'énergie totale dissipée par le B-ASSI est légèrement inférieure à celle dissipée par le DC-DC Boost en amont du VSI. Il avait été vu sur la Fig. 5.14b, que les deux convertisseurs présentent, sur l'ensemble du plan couple-vitesse, des rendements de fonctionnement très proches, exceptés pour

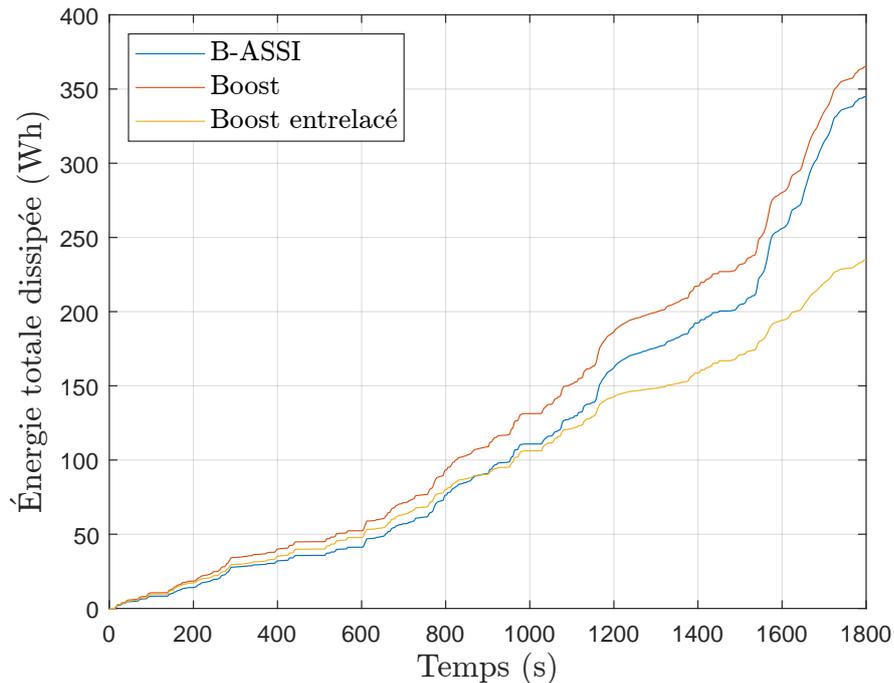


FIGURE 5.17 – Comparaison de l'énergie dissipée cumulée due aux pertes dans les convertisseurs durant le cycle de conduite

les points à basse vitesse où le B-ASSI est meilleur. De nombreux points à basse vitesse sont atteints avec le cycle considéré, ce qui permet au B-ASSI d'avoir un meilleur rendement de fonctionnement sur le cycle, bien que relativement équivalent à celui du Boost associé à l'onduleur. Ceci étant dit, un cycle de conduite testant différentes conditions pourrait présenter des tendances différentes. La conclusion étant que le B-ASSI et la solution en deux étages avec un Boost classique sont équivalents d'un point de vue global avec néanmoins une supériorité du B-ASSI sur les cycles urbains.

Enfin, comme attendu, le Boost entrelacé présente le moins de pertes de toutes les architectures. Il est à noter que jusqu'à $t = 800s$, le B-ASSI est l'architecture la plus efficace des trois. Ainsi, à volume et à nombre de transistors équivalents, le Boost entrelacé présente un meilleur rendement global que le B-ASSI. Avec une différence maximale, pour un point de fonctionnement à puissance maximale, de 2,5 points de rendement. Il est à noter que le B-ASSI présente moins d'énergie dissipée sur la première moitié du cycle montrant sa supériorité à basse vitesse.

5.4 Étude du rendement et des avantages du BB-ASSI

5.4.1 Calcul de pertes du convertisseur B-ASSI avec fonction d'abaissement de la tension de bus

Le calcul de pertes du BB-ASSI (B-ASSI avec l'ajout de sa fonction d'abaissement de la tension) est très proche du calcul de pertes effectué dans le cadre d'un convertisseur Flyback. Néanmoins, l'utilisation de la modulation doit être prise en considération, notamment pour les courants efficaces traversant les interrupteurs de la fonction d'onduleur. Ce calcul peut être réalisé à partir des nombreuses expressions des courants déterminés auparavant. Premièrement, comme il a été discuté, le mode non-saturé en mode d'abaissement ne sera pas considéré, car les points de fonctionnement utilisés permettent tout simplement d'éviter ce mode. Le calcul de pertes du BB-ASSI n'est réalisé que pour le mode saturé. Deuxièmement, une limitation basse est définie sur la tension de bus à $V_{DC} \geq V_{in}/2$.

Pour les interrupteurs de l'onduleur, les courants sont déjà définis. En effet, la décharge inductive a lieu dans le secondaire et non à travers les transistors du haut de l'onduleur. Ces transistors C_{abc}^h alimentent uniquement la charge. Le courant les traversant est donc le même que pour celui d'un onduleur deux niveaux, mais en considérant la MSVPWM.

Pour les transistors du bas des bras d'onduleur, les courants les traversant sont similaires à ceux pour le SSI et pour le B-ASSI en mode non-saturé. C'est-à-dire, qu'ils conduisent le courant i_a pour la durée $1 - C_a^h$, et $i_L - i_a$ tant que l'inductance est en état de charge inductive. Le courant est alors calculé à partir de l'expression (A.37) en considérant la durée $1 - M_{DC}$ qui est différente de la durée de l'état V_{111} . Les transistors additionnels du côté DC se voient traverser par le courant au primaire uniquement pendant les états de charge. La définition du courant est quasiment identique que dans le cas du B-ASSI en mode saturé (A.44). Il est simplement nécessaire de considérer que les composants ne conduisent aucun courant lors des états de décharges inductives. Tous les termes considérant $1 - M_{DC}$ uniquement peuvent être mis à zéro. Enfin, le courant traversant les condensateurs de bus continu est identique, mais doit considérer uniquement le courant au secondaire, car c'est ce dernier qui recharge les condensateurs durant les états de décharge inductive.

Le courant efficace traversant le transistor ajouté au secondaire est appelé $i_{S,Buck}$ et est défini comme :

$$i_{S,Buck} = \begin{cases} 0, & \text{pour } 0 \leq t \leq M_{DC}T_{sw} \\ \frac{N_1}{N_2}i_{in} + \overline{i_{ond}} = \frac{\overline{i_{ond}}}{1-M_{DC}}, & \text{pour } M_{DC}T_{sw} \leq t \leq T_{sw} \end{cases} \quad (5.20)$$

Le calcul de cette valeur RMS, en considérant le courant en entrée d'onduleur qui est absorbée par la charge est constant, on a :

$$i_{S,Buck}^{eff} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} i_{S,Buck}^2 dt} = \frac{\overline{i_{ond}}}{1-M_{DC}} \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_{M_{DC}T_{sw}}^{T_{sw}} dt} = \frac{\overline{i_{ond}}}{\sqrt{1-M_{DC}}} \quad (5.21)$$

Pour la considération des pertes joules, il est nécessaire de prendre en compte le courant traversant l'inductance magnétisante et sa résistance interne. La valeur efficace de ce courant est égale à sa valeur moyenne, car elle est continue. Ainsi, la valeur efficace du courant traversant l'inductance magnétisante est définie comme :

$$i_{L_m}^{eff} = i_{in} + \frac{N_2}{N_1} \overline{i_{ond}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\overline{i_{ond}}}{1-M_{DC}} \quad (5.22)$$

Il est également nécessaire de considérer les résistances des bobinages du transformateur dans les pertes joules. Ces dernières, dénommées r_{L_1} et r_{L_2} , sont traversées par les courants $i_{S_{abc1}}^{eff}$ et $i_{S_{Buck}}^{eff}$ respectivement. Enfin, les pertes par commutation sont définies de manière analogue. Les transistors de l'onduleur commutent une tension égale à V_{DC} , les transistors S_{abc1} et S_{buck} en revanche commutent une tension égale à $V_{in} + \frac{N_1}{N_2}V_{DC}$. Les transistors S_{abc2} ne commutent également plus que deux fois par période de découpage au lieu de deux.

Le calcul de pertes est réalisé dans le cas où le circuit d'absorption n'est pas ajouté en considérant un couplage parfait entre les inductances couplées. Il est important de garder en tête, pour une comparaison honnête, que l'ajout du circuit de ce *active clamp snubber* possède un impact sur le rendement et augmente les pertes. Néanmoins, il est moins impacté que dans le cas où une solution passive d'absorption des surtensions est implémentée et où l'énergie est dissipée dans une résistance. De plus, sous certaines conditions de dimensionnement de l'inductance du *snubber*, il est possible d'atteindre des commutations douces sur les interrupteurs S_{abc1} . Cela montre potentiellement que

cette solution est celle qui impacte le moins le rendement. Voilà, pourquoi il est choisi ici de considérer des inductances couplées parfaites sans surtension et d'effectuer le calcul dans le cas idéal.

Tout comme le cas de l'évaluation du rendement de la fonction d'élévation de la tension de bus, différentes zones de fonctionnement sont considérées dans le plan couple-vitesse. Le convertisseur Flyback est un convertisseur DC - DC de type Buck-Boost. Le B-ASSI, dans ce mode de fonctionnement, est également Buck-Boost. De ce fait, même s'il est préférable d'utiliser sa fonction d'élévation naturelle, il est possible d'atteindre des tensions de bus supérieures à la tension d'entrée dans ce mode de fonctionnement. Cela est en réalité un avantage permettant de créer une transition continue entre la fonction d'abaissement et celle d'élévation de la tension de bus. En effet, la surélévation minimale limitante pour le B-ASSI peut être totalement annulée. C'est ce qui est ici considéré. La Fig. 5.18 présente alors l'évolution de la tension de bus par rapport à une architecture Boost interfacée en amont d'un onduleur à deux niveaux de tension.

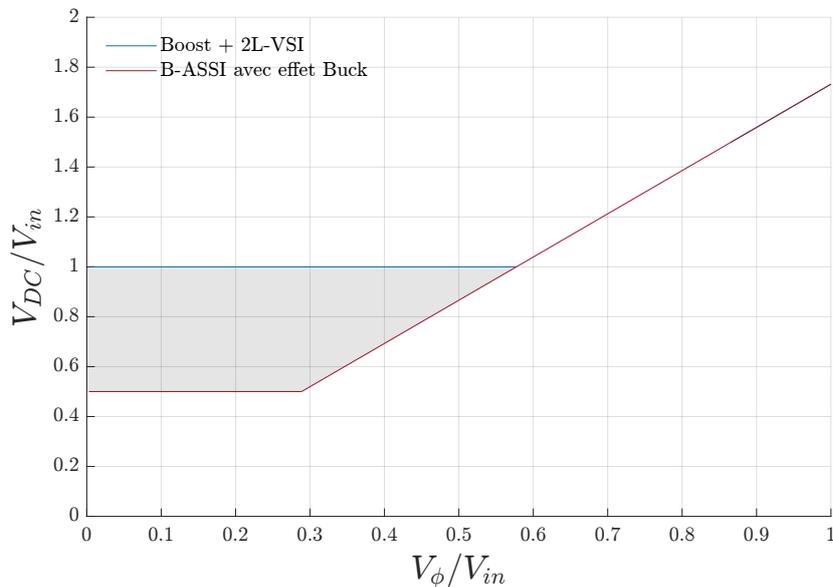


FIGURE 5.18 – Définition des tensions dans la fonction d'abaissement de la tension de bus du B-ASSI dans le plan V_{DC}/V_{in} vs V_ϕ/V_{in} .

Il est visible que la fonction d'abaissement de la tension permet de rendre cette caractéristique idéale dans le cas du B-ASSI, sans introduire de surélévation. Plusieurs zones de fonctionnement sont définies. Premièrement, au démarrage, la fonction d'abaissement de la tension de bus est utilisée à sa valeur maximale $V_{DC} = V_{in}/2$. L'indice de modulation est progressivement augmenté jusqu'à ce que la saturation en tension soit atteinte. Ici, cette saturation est deux fois inférieure à celle qui serait atteinte pour un onduleur deux niveaux classiques. L'indice de modulation atteint sa valeur maximale pour $V_\phi/V_{in} = \frac{1}{2\sqrt{3}}$. La tension de bus est dynamiquement et progressivement augmentée afin d'atteindre des vitesses plus élevées. La branche du secondaire ajoutée cesse d'être utilisée lorsque la tension de bus atteint le niveau de surélévation maximal du B-ASSI, soit lorsque $V_{DC}/V_{in} = \frac{2}{\sqrt{3}}$ et $V_\phi/V_{in} = 2/3$. Par la suite, seule la fonction d'élévation est utilisée, la branche au secondaire est inactive, et la tension de bus évolue jusqu'à son niveau maximal $V_{DC} = 2V_{in}$ avant d'entrer en zone de défluxage. Ainsi, les pertes et les zones de fonctionnement sont identiques à celle du B-ASSI à partir de ce point de changement de mode pour $V_{DC}/V_{in} = \frac{2}{\sqrt{3}}$. Tout comme pour le mode d'élévation, en mode d'abaissement, on définit les deux zones de fonctionnement. La première dans laquelle l'indice de modulation évolue à V_{DC}^{min} constant, et la seconde où la tension de bus augmente à indice de modulation constant.

Pour rappel, pour le mode d'abaissement, la caractéristique statique du convertisseur est définie comme

$$\frac{V_{DC}}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{M_{DC}}{1 - M_{DC}} \quad (5.23)$$

La grandeur M_{DC} doit être définie différemment pour les deux modes de fonctionnement. Comme nous le verrons, le ratio du nombre de tours entre les enroulements entre le primaire et le secondaire joue un rôle sur les pertes du convertisseur. On peut alors définir M_{DC} dans le cas général comme

$$M_{DC} = \frac{\frac{N_1}{N_2} \frac{V_{DC}}{V_{in}}}{1 + \frac{N_1}{N_2} \frac{V_{DC}}{V_{in}}} \quad (5.24)$$

Sur la première zone de fonctionnement, il est défini que $V_{DC} = V_{in}/2$. La fin de la seconde zone de fonctionnement est définie par le début du passage à la fonction d'élévation uniquement, pour $V_{DC} = 2/\sqrt{3}$. On a ainsi la définition de la plage de variation suivante :

$$M_{DC}^{min} = \frac{N_1}{N_1 + 2N_2} \quad M_{DC}^{max} = \frac{2N_1}{2N_1 + \sqrt{3}N_2} \quad (5.25)$$

Deux ratios n de nombre de tours seront utilisés : dans le premier cas, on choisit $n = \frac{N_1}{N_2} = 1$, et dans le second cas, $n = \frac{N_1}{N_2} = 1/8$. La Fig. 5.19 présente alors les variations de M_{DC} et M_{ac} considérées dans tout le plan couple-vitesse avec le changement de mode d'élévation ou d'abaissement de la tension. Cela permet de considérer une variation de la tension de bus de $\frac{V_{in}}{2}$ à $2V_{in}$ en adéquation au point de fonctionnement sur tout le plan couple-vitesse.

5.4.2 Comparaison et conclusion sur critère du rendement de la fonction d'abaissement de la tension de bus

Les différentes zones de fonctionnement sont maintenant définies et le calcul de pertes est réalisé sur tout le plan couple-vitesse. Les contours de rendement obtenus sont présentés en Fig. 5.20 pour les deux ratios de nombre de tours.

Il est déjà visible que l'augmentation du nombre de tours au secondaire par rapport au primaire est bénéfique sur le rendement du convertisseur opérant en mode d'abaissement de la tension de bus, du moins, lorsque le convertisseur est en mode d'abaissement pour des rapports M_{DC} faible. Cela réduit grandement le courant traversant le secondaire. La tendance s'inversera si le convertisseur opère en mode d'abaissement avec des valeurs de M_{DC} proche de l'unité, ce qui n'est pas le cas ici. Néanmoins, l'augmentation de ce nombre de tours augmente la résistance interne du bobinage et donc les pertes joules au secondaire. Avec un courant inférieur, cela aura tendance à réduire ces pertes joules dans l'ensemble. Comme il est visible, l'augmentation du nombre de tours au secondaire réduit également le rapport d'abaissement M_{DC} utilisé, car la tension de bus est conservée constante pour les deux ratios de nombre de tours. Cela également a tendance à réduire le niveau de pertes et explique la tendance repérée.

La comparaison à un onduleur à deux niveaux de tension classique interfacé d'un convertisseur Boost en amont est effectuée par rapport au BB-ASSI. Ce convertisseur en deux étages de conversion de référence utilisé pour la comparaison est opéré à tension de bus identique à la tension d'entrée pour toute la première zone de fonctionnement du plan couple-vitesse. Pendant cette première phase de fonctionnement en MTPA pour l'onduleur à deux niveaux de tension classique, le BB-ASSI présente les deux modes de fonctionnement, à tension de bus minimale puis variable jusqu'à la tension de bus. La comparaison de rendement sur ces zones de fonctionnement est la seule à effectuer, car le

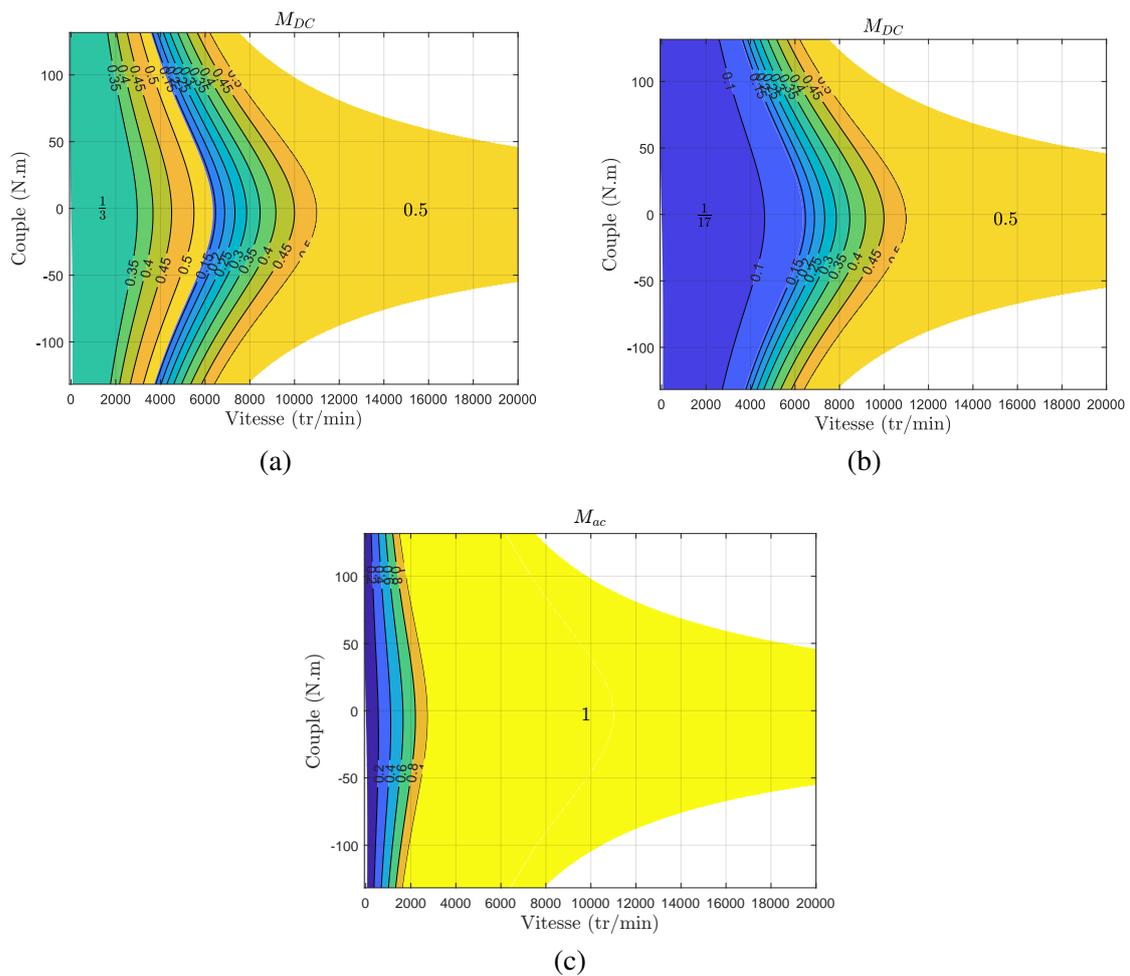


FIGURE 5.19 – Définition des grandeurs M_{DC} et M_{ac} dans le cas de l’abaissement de la tension de bus du BB-ASSI, (a) - M_{DC} pour un ratio de nombre de tours $n = 1 : 1$, (b) - M_{DC} pour $n = 1 : 8$, (c) - M_{ac} .

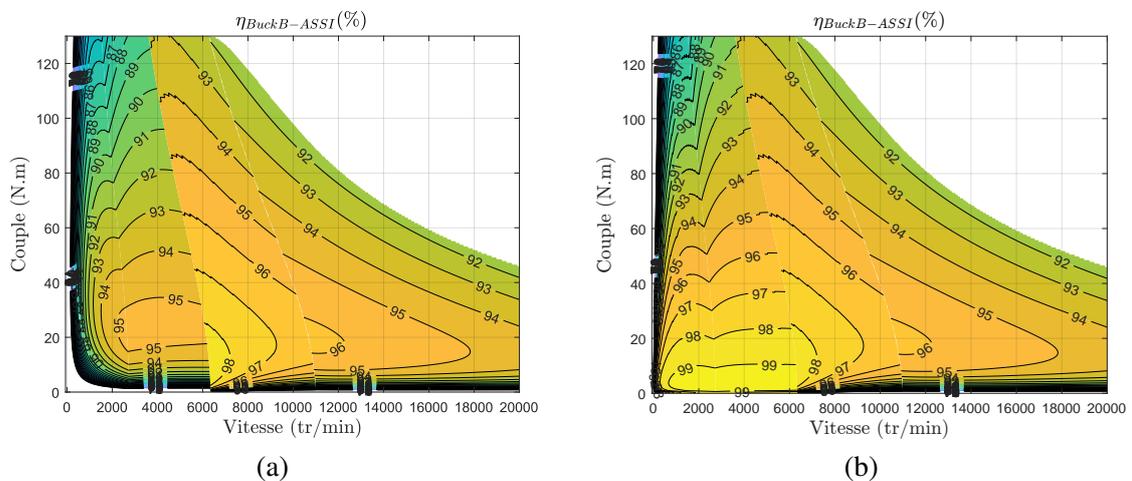


FIGURE 5.20 – Rendement du BB-ASSI dans le plan couple-vitesse, pour un ratio du nombre de tours entre le primaire et secondaire, (a) - $n = 1 : 1$, (b) - $n = 1 : 8$

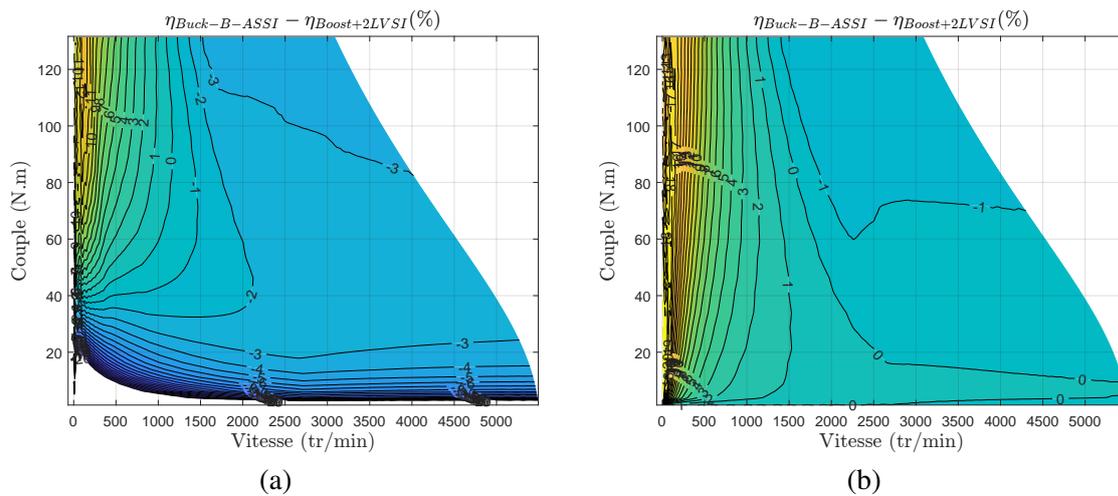


FIGURE 5.21 – Différence de rendement entre le BB-ASSI et un VSI interfacé d'un Boost en amont dans le premier tiers du plan couple-vitesse pour un ratio, (a) - $n = 1 : 1$, (b) - $n = 1 : 8$.

rendement, pour les zones de fonctionnement au-delà, est déjà calculé. Cette comparaison est présentée en Fig. 5.21 pour les deux ratios de nombres de tour considérés.

Une valeur positive de cette différence montre un rendement en faveur du BB-ASSI et une valeur négative montre un meilleur rendement pour l'architecture conventionnelle. Ainsi, il est visible sur la Fig. 5.21a que pour des faibles vitesses (inférieures à 1200tr/min), le BB-ASSI avec $n = 1 : 1$ présente un meilleur rendement que l'association d'un DC-DC Boost et d'un onduleur à deux niveaux de tensions. En revanche, sur le reste de la plage de fonctionnement, le Boost plus onduleur est plus efficient. Il est, néanmoins, visible que l'augmentation du ratio du nombre de tours, à $n = 1 : 8$ sur la Fig. 5.21b, permet d'améliorer le rendement du BB-ASSI, qui devient alors plus efficient que l'association d'un Boost et d'un VSI pour des vitesses inférieures à 2000tr/min . Une différence maximale de rendement en faveur du convertisseur Boost et VSI passe à 1.35% avec $n = 1 : 8$, contre 3.1% pour un ratio $n = 1 : 1$. Il est à nouveau montré que le degré de liberté sur le dimensionnement du BB-ASSI peut permettre d'améliorer grandement le rendement du convertisseur proposé. Si ces résultats montrent que le BB-ASSI présente un avantage en rendement à faible vitesse et fort couple par rapport au Boost en amont du VSI, il est important de rappeler que cette zone de fonctionnement avec la tension de bus abaissée ne représente, dans ce cas applicatif, qu'une fraction du plan couple-vitesse. De plus, il est en réalité remarqué que le B-ASSI simple, présente un meilleur rendement que le BB-ASSI. Ce résultat pouvait être attendu, car le BB-ASSI fait intervenir des pertes supplémentaires au secondaire de l'inductance. Ainsi, réduire la tension de bus ne présente pas d'avantages sur le critère du rendement avec l'architecture BB-ASSI par rapport au B-ASSI. Malgré la réduction des pertes par commutation du fait que V_{DC} est plus faible, les pertes en conduction supplémentaires ajoutées pour le fonctionnement en mode Buck sont supérieures. D'un point de vue global, cette fonction ajoute un coût en rendement, tel que proposée dans l'état actuel. De manière analogue à la comparaison de rendement effectuée en début de chapitre, la comparaison de l'énergie totale dissipée en cycle de conduite normalisé est à nouveau effectuée. Les résultats sont présentés en Fig. 5.22.

À des fins de comparaison, cette figure présente les différentes énergies totales perdues sur le cycle WLTC. Les architectures considérées sont le B-ASSI, le Boost interfacé en amont de l'onduleur, le BB-ASSI pour les deux ratios de nombre de tours considérés, ainsi que l'architecture de référence, un Buck-Boost à quatre interrupteurs interfacé en amont de l'onduleur. Cette dernière architecture avait été présentée en Fig. 4.1. Elle est présentée comme un moyen simple d'apporter la même fonction d'abaissement de la tension de bus que le BB-ASSI. Les zones de fonctionnement pour cette

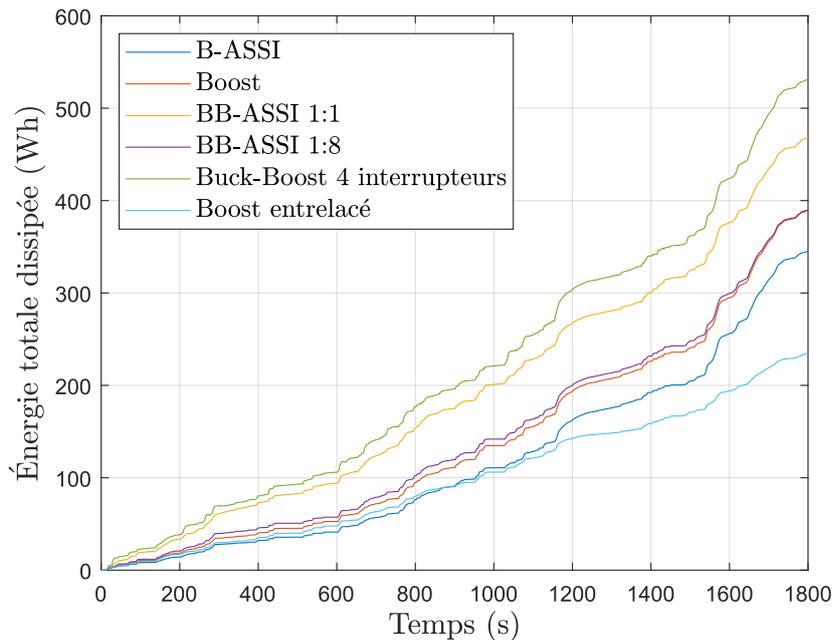


FIGURE 5.22 – Comparaison de l'énergie totale dissipée par les pertes dans les convertisseurs sur le cycle WLTC

architecture sont identiques à celles définies pour le BB-ASSI. Le convertisseur est opéré soit en mode Buck, soit en mode Boost. Cela n'est pas l'optimal pour ce convertisseur au vu des points de fonctionnement, mais reste très simple à mettre en œuvre.

Le BB-ASSI présente l'avantage de désactiver complètement sa branche au secondaire, n'impactant pas les pertes pour le mode de fonctionnement en élévation. Pour le Buck-Boost à quatre interrupteurs, en revanche, lors du fonctionnement en mode d'élévation, le transistor S_{buck} est passant et la diode du convertisseur, remplacée par le transistor piloté par C_{buck} , est bloquée en permanence. Dans ce cas, le transistor S_{buck} ajoute des pertes en conduction très importantes, car le transistor conduit la totalité du courant inductif en permanence. Cela impacte fortement le rendement sur tout le plan couple-vitesse en mode d'élévation de la tension de bus. La comparaison de l'énergie totale sur cycle de la Fig. 5.22 montre cet avantage du BB-ASSI : il est visible que, même pour un ratio 1 : 1, Le BB-ASSI présente un meilleur rendement que l'architecture en deux étages lorsque l'on considère le Buck-Boost à quatre interrupteurs. Néanmoins, la comparaison du coût en rendement du BB-ASSI par rapport au B-ASSI ou au convertisseur Boost en amont de l'onduleur montre que cette fonction est trop coûteuse en rendement. De plus, il est montré que le choix du nombre de tours joue un rôle crucial et que le dimensionnement et la réalisation des inductances couplées peuvent permettre d'atteindre un rendement équivalent à la solution en deux étages Boost-onduleur. Le B-ASSI présentant de meilleurs rendements à faible charge que le Boost interfacé en amont de l'onduleur, il semble être meilleur sur le critère du rendement. Le Boost entrelacé présente toujours le moins de pertes parmi les convertisseurs comparés excepté pour les cycles à basse vitesse.

Si le circuit d'absorption de surtension actif est considéré, les pertes par commutation peuvent être davantage réduites par le fonctionnement en commutation douce des transistors S_{abc1} et S_{buck} , mais il convient de prendre en considération les pertes joules et les pertes par conduction associées. Sa considération ne devrait pas présenter de changement sur la conclusion en termes de rendement. Dans la suite de ces travaux, quelques critères seront alors étudiés afin d'apporter des éléments de réponse au potentiel intérêt de l'abaissement de la tension de bus.

5.5 Exploration des avantages de la fonction d'abaissement de la tension de bus

Cette section s'intéresse à l'évaluation des avantages de cette fonction d'abaissement de la tension de bus continu. Deux principaux critères seront notamment abordés. Il s'agit, dans un premier temps, de la réduction de la montée en température des condensateurs lorsque la tension de bus est réduite. Le second critère évalué concerne les ondulations hautes fréquences des courants de phases. Afin de pouvoir conclure sur l'intérêt de la fonction d'abaissement, le BB-ASSI est comparé à un onduleur à deux niveaux de tension.

5.5.1 Réduction de la montée en température des condensateurs de bus continu

La température des condensateurs du bus continu est exprimée dans (5.26) et est directement liée à la puissance électrique à dissiper au sein de ces derniers. La température est exprimée en fonction de la résistance équivalente série des condensateurs R_{esr} , de la résistance thermique (R_{thc-a}) entre les condensateurs, de la température ambiante T_{amb} et du courant efficace les traversant $I_{C_{rms}}$ [161].

$$T_c(K) = T_{amb} + R_{thc-a} (R_{esr} (i_{C_{DC}}^{eff})^2) \quad (5.26)$$

Dans le cas d'un onduleur à deux niveaux de tension, le calcul est tiré de [12, 162]. Ce calcul est effectué sous l'hypothèse que la totalité de la composante alternative du courant entrant dans l'onduleur est absorbée par les capacités. Si cette hypothèse est vérifiée, le courant efficace peut s'exprimer par (5.27).

$$i_{C_{DC}}^{eff,VSI} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{batt} - I_{inv})^2 dt} = \sqrt{I_{inv,rms}^2 - I_{batt,moy}^2} \quad (5.27)$$

Les calculs ne seront pas développés ici, mais les résultats des différentes intégrations sont donnés sous leurs formes analytiques par (5.28).

$$i_{C_{DC}}^{eff,VSI}(M_{ac}, I_{max}, \cos(\varphi)) = I_{max} \sqrt{\frac{M_{ac}}{4} \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} + \left(\frac{4\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9M_{ac}}{4} \right) \cos(\varphi)^2 \right)} \quad (5.28)$$

Il est possible de distinguer facilement la variation et la dépendance de ce courant pour les paramètres dont il dépend, à savoir la valeur du courant crête absorbé par la charge, le facteur de puissance, ainsi que l'indice de modulation. La cartographie obtenue de ce courant en fixant le courant maximale à la valeur de 500A est présentée en Fig. 5.23. Ce courant est utilisé, car il représente la valeur pour laquelle le couple maximal est obtenu pour la machine étudiée pour tous les plans couple-vitesse établis. Une première analyse de cette grandeur montre qu'il existe une zone à fort courant efficace pour des indices de modulation $M_{ac} \in [0, 6; 0, 8]$ et pour de bons facteurs de puissance. Cette zone aura tendance à faire monter en température fortement les condensateurs de bus continu. Dans le cas où la tension de bus peut être abaissée, pour un même facteur de puissance, l'indice de modulation peut être augmenté. Il est alors intéressant de travailler à indice de modulation plus fort afin d'éviter cette zone à fort courant efficace.

Une comparaison est réalisée dans le cas de l'application visée. Le calcul des courants efficaces des condensateurs de bus continu a été effectué pour le calcul de pertes du convertisseur. La méthodologie du calcul est présentée en Annexe A. La comparaison entre le BB-ASSI et un onduleur à deux niveaux de tension classique est présentée sur la Fig. 5.24.

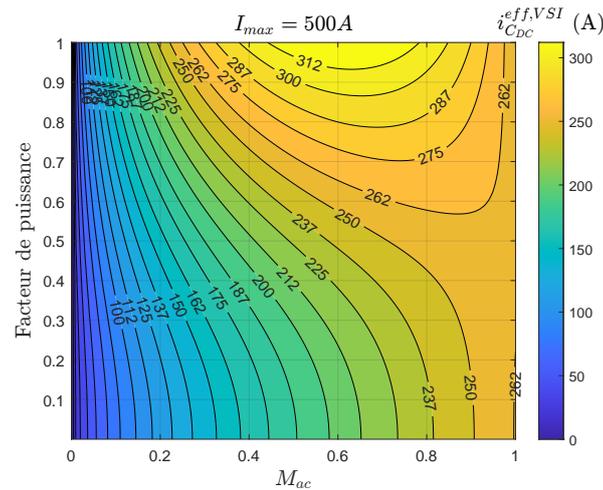


FIGURE 5.23 – Cartographie théorique du courant efficace dans le condensateur de bus DC en fonction de l'indice de modulation et du facteur de puissance dans le cas du VSI.

Cette figure illustre l'intérêt de l'ajout de la fonction d'abaissement. Pour rappel, le ratio du nombre de tours entre le primaire et le secondaire est un degré de liberté de dimensionnement qui est conservé pour cette étude théorique. Ainsi, la Fig. 5.24a présente la différence de courant efficace traversant les condensateurs de bus entre le VSI et le Buck-B-ASSI avec $N_1 = N_2$.

Cette comparaison n'est réalisée que pour les zones de fonctionnement dans le plan couple-vitesse où la fonction d'abaissement peut être utilisée. La différence est définie de manière à ce qu'une valeur négative représente un avantage pour le Buck-B-ASSI par rapport au VSI. Cette cartographie montre une réduction du courant efficace sur certaines zones de fonctionnement. Sur ce premier rapport d'enroulement, la diminution du courant efficace traversant les condensateurs est atteinte dans une zone centrale en vitesse. Sur les autres zones, notamment à faible vitesse et fort couple, le VSI classique semble plus performant vis-à-vis de ce critère.

La Fig. 5.24b illustre le cas avec $N_1/N_2 = 1/8$. Dans ce cas, il est visible qu'un véritable gain sur la valeur efficace du courant est obtenu. Dès lors que l'indice de modulation atteint des valeurs proches de 1, le courant efficace est moindre que dans le cas du VSI sur la majorité de la zone de fonctionnement. Dans le cas où les inductances couplées ne seraient pas bien dimensionnées (ici pour un rapport 1 : 1), abaisser la tension aurait tendance à augmenter la température de fonctionnement des condensateurs. Le bilan est néanmoins sans appel pour un ratio 1 : 8. Cela est dû à la diminution du courant au secondaire avec une augmentation du nombre d'enroulements au secondaire par rapport au primaire. Cela montre que, même pour le BB-ASSI, l'ajout d'une fonction d'abaissement de la tension peut réduire de manière non-négligeable le courant efficace traversant ses condensateurs de bus continu, entraînant ainsi une nette différence dans leur montée en température pour ces zones de fonctionnement à faible charge. Comme montré, cela est rendu possible par l'augmentation et le maintien de l'indice de modulation à de fortes valeurs.

5.5.2 Réduction des ondulations à haute fréquence des courants de phase

Un autre paramètre directement impacté par une évolution de l'indice de modulation concerne les ondulations à l'échelle de la période de découpage dans les courants de phase. Des méthodologies de calcul pour ces grandeurs sont développées par exemple dans les articles [163, 164]. Ces grandeurs sont généralement calculées à partir de la variation en instantané de la tension simple appliquée à la machine par rapport à la tension moyenne qui devrait être appliquée. Il est possible d'en déduire l'ondulation dans les courants de phase à partir de la différence entre les créneaux de tension obtenus et

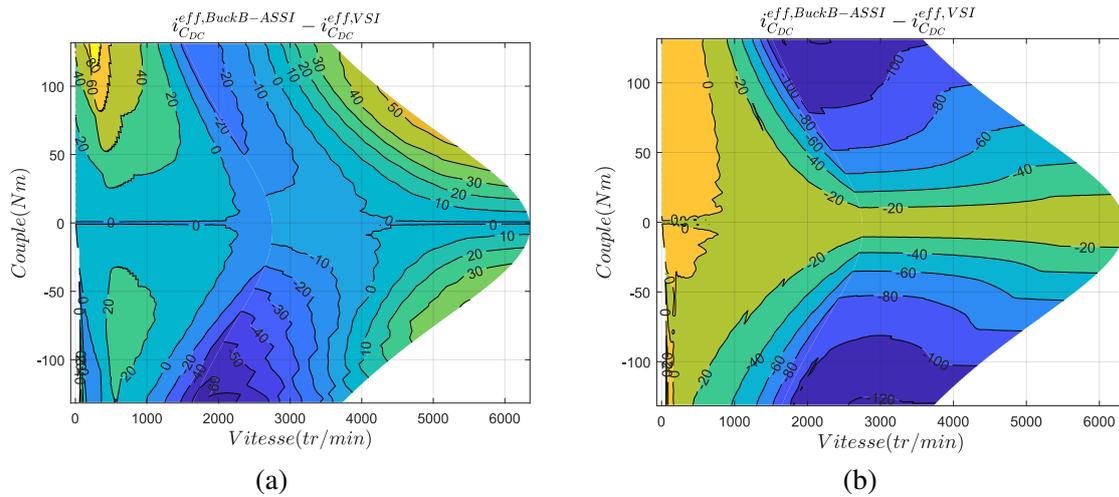


FIGURE 5.24 – Différence des valeurs de courants efficaces traversant les condensateurs de bus continu entre le BB-ASSI et l'onduleur à source de tension classique pour :
(a)- $N_1/N_2 = 1$, (b)- $N_1/N_2 = 1/8$.

la tension moyenne $\overline{V_{an}}$ que l'on souhaite appliquer. La vitesse est supposée être suffisamment élevée pour négliger la résistance statorique et considérer les phases du moteur comme purement inductives. La valeur de cette inductance statorique L est utilisée ici. Les trois tensions triphasées moyennes sont décrites en fonction de l'indice de modulation comme suit :

$$\begin{cases} \overline{V_{an}}(\theta) = \frac{M_{ac}}{\sqrt{3}} V_{DC} \cos(\theta) \\ \overline{V_{bn}}(\theta) = \frac{M_{ac}}{\sqrt{3}} V_{DC} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \overline{V_{cn}}(\theta) = \frac{M_{ac}}{\sqrt{3}} V_{DC} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (5.29)$$

On définit la variation instantanée du courant de phase, pour la phase A par exemple par l'équation suivante.

$$\tilde{i}_a(t) = \tilde{i}_a(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_{an}(t) - \overline{V_{an}}(t) dt \quad (5.30)$$

où $\tilde{i}_a(0)$ représente la valeur initiale du courant. L'intégrale de l'erreur de tension instantanée sur une certaine durée donne la variation du courant de phase recherchée. La différence des tensions varie en fonction du vecteur appliqué. La définition de l'ondulation totale du courant peut être obtenue après l'étude de la variation pour chaque état actif ou zéro appliqué et en fonction de certaines conditions sur certains secteurs. Ici, l'étude complète n'est pas considérée, mais simplement la variation maximale des ondulations hautes fréquences dans les courants de phase. Ainsi, sur chaque secteur, la variation maximale doit être définie. Un exemple pour illustrer ce calcul dans le cas du BB-ASSI est présenté en Fig. 5.25.

L'étude pour le BB-ASSI permet de simplifier l'étude, car l'amplitude de variation maximale apparaît pour les cas présentés pendant les états V_{111} . Lors des états zéros, V_{111} la tension simple instantanée est égale à $V_{an}(T_{111}) = 0$. La différence de tension est directement définie par la valeur $\overline{V_{an}}(\theta)$ obtenue plus haut. En intégrant cette différence sur la durée de l'état V_{111} , on obtient :

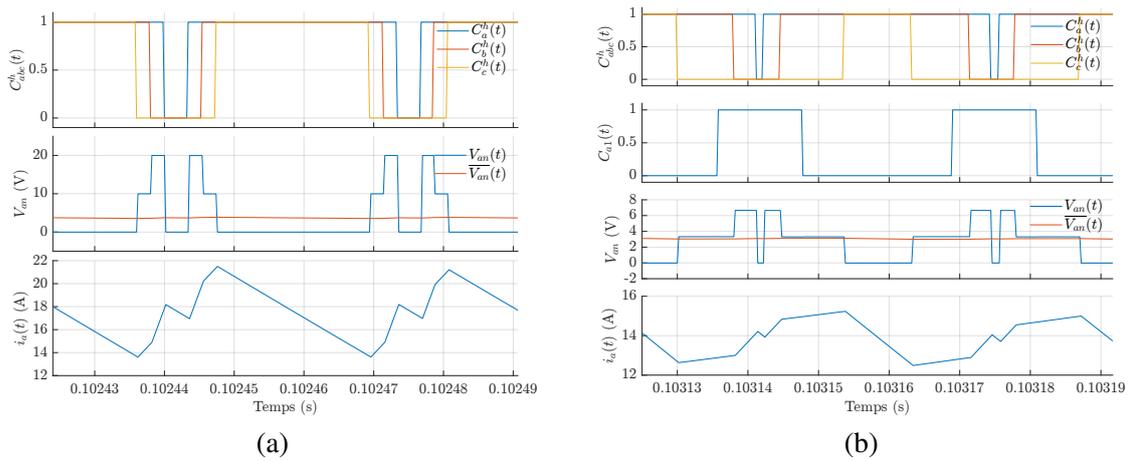


FIGURE 5.25 – Illustration de la méthode de calcul de l'amplitude maximale du *ripple* de courant de phase pour le BB-ASSI : (a) - en mode non-saturé, (b) - en mode saturé.

$$i_{a,pk}(t) = \frac{1}{L} \overline{V_{an}(t)} \cdot T_{111} = \frac{M_{ac} V_{DC} \cos(\theta)}{\sqrt{3} L f_{sw}} (1 - M_{DC}) \quad (5.31)$$

Pour le mode d'abaissement de la tension de bus ou pour le mode B-ASSI en mode saturé, la définition des ondulations du courant de phase maximale est identique et est donnée pendant la durée de l'état V_{111} . Cette dernière, dans le cas du mode saturé, est définie, non pas par la grandeur $(1 - M_{DC})$, mais par l'enveloppe inférieure des rapports cycliques $(1 - M_{ac})$. La valeur instantanée de la tension simple est toujours nulle pendant l'état zéro V_{111} . Pour les secteurs *II* et *III* de la MLI, la définition de l'ondulation maximale du courant de phase est définie différemment. En effet, le maximum n'est plus défini pendant la durée $1 - M_{DC}$, mais plutôt pendant la durée $1 - C_a^h(t)$ à laquelle est retranchée la durée de l'état zéro V_{000} . La tension instantanée pendant l'état zéro V_{000} est nulle tout comme pour l'état V_{111} . En revanche, pendant l'état actif concerné par la durée $1 - C_a^h(t)$, la tension est définie par $V_{an} = -V_{DC}/3$. Il est nécessaire de dériver les durées correspondantes pour intégrer ces différences de tension. Dans le cas de la MSVPWM, la durée T_{000} est décrite par l'enveloppe haute des rapports cycliques. Cette enveloppe est décrite par (5.32).

$$T_{000} = \begin{cases} M_{ac} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + (1 - M_{DC}) & \text{pour } 0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \\ M_{ac} \cos(\theta) + (1 - M_{DC}) & \text{pour } \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3} \\ M_{ac} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + (1 - M_{DC}) & \text{pour } \frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.32)$$

La durée de l'état zéro V_{000} est exprimée comme $T_{000} = (1 - V_o)T_{sw}$. Enfin, pour les secteurs *II* et *III*, la variation maximale instantanée du courant de phase est dans (5.33).

$$i_{a,pk}(t) = \frac{1}{L} (\overline{V_{an}(t)} - \frac{V_{DC}}{3}) \cdot ((1 - C_a^h(t))T_{sw} - T_{000}) + \frac{1}{L} (\overline{V_{an}(t)}) \cdot (T_{000}) \quad (5.33)$$

Cette définition de la variation maximale de l'ondulation de courant de phase est testée en simulation pour le mode saturé et non-saturé du BB-ASSI. La variation maximale est calculée à partir de la tension simple réelle et de ses valeurs de consignes. Les différentes durées sont calculées simplement à partir des rapports cycliques et de la valeur $(1 - M_{DC})T_{sw}$. La Fig. 5.26 présente le courant de phase

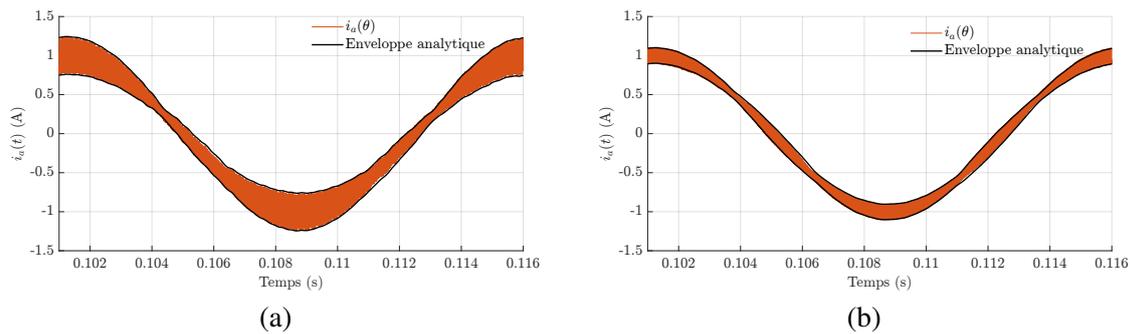


FIGURE 5.26 – Enveloppe maximale des ondulations de courant de phase analytique obtenue par simulation et superposées avec le courant de phase simulé normalisé par son amplitude maximale : (a) - pour le BB-ASSI en mode d'élévation, (b) - pour le BB-ASSI en mode d'abaissement

simulée dans la machine, ainsi que la représentation de l'enveloppe maximale et minimale du *ripple* de courant.

L'analyse théorique permet de décrire fidèlement les ondulations de courant de phase obtenues dans le cas du BB-ASSI. Et ce dans le cas du mode saturé et non-saturé qui sont les deux cas présentés sur la Fig. 5.24. Le mode saturé concerne également le mode d'abaissement de la tension. C'est ce qui est réalisé, puisque la tension de bus est deux fois inférieure à la tension d'entrée. Il est ici intéressant de montrer que les ondulations du courant de phase sur la Fig. 5.26b présentent un niveau inférieur au premier cas de la Fig. 5.26a obtenue en mode non-saturé pour une tension de bus 1,5 fois supérieure à la tension d'entrée. La dépendance de ces ondulations à la tension de bus commence à apparaître ici.

Afin de mieux mettre en évidence cette influence, une analyse théorique est réalisée à partir des expressions obtenues. Il est possible de prédire la variation des ondulations pour un tour électrique complet tout en calculant l'influence de l'indice de modulation. Ce qui est généralement proposé dans la littérature pour comparer les niveaux d'ondulation obtenus est de normaliser les valeurs d'ondulation de courant. Afin de prendre en compte la variation en fonction du facteur élévateur ou abaisseur de la tension de bus, le facteur de normalisation utilisé est défini comme $V_{in}/(2L f_{sw})$. On obtient un terme d'ondulation normalisé appelé $r_{i_a, pk}$. Ce terme est un indicateur du taux d'ondulation obtenu dans le courant de phase pour une modulation donnée. Il dépend de l'angle électrique et de l'indice de modulation. Différentes valeurs peuvent être obtenues pour décrire les différentes ondulations, ici seule l'enveloppe maximale est considérée. Cet indicateur permet de comparer les effets de différentes modulations sur ces ondulations maximales de courant de phase. La Fig. 5.27 présente ainsi la variation de cette enveloppe maximale des ondulations du courant de phase.

Trois cas sont considérés. Premièrement, les ondulations pour l'onduleur à deux niveaux de tension classique dont le calcul est tiré de la littérature [163, 164]. Le second présente l'enveloppe maximale des ondulations obtenues pour le BB-ASSI en mode d'élévation de la tension. Enfin, le dernier considère le BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension.

Afin de prendre un indicateur plus simple de comparaison entre les différents convertisseurs, la valeur maximale de cette enveloppe est représentée par la projection de la surface dans le plan $M_{ac}, r_{i_a, pk}$. Nous cherchons ici à mettre en exergue la variation de cette projection en fonction de la tension de bus. La comparaison de l'ondulation maximale globale de l'ondulation du courant de phase est présentée pour les trois convertisseurs en fonction de la tension de bus sur la Fig. 5.28.

La dépendance de ces ondulations en fonction de la tension de bus est comparée pour le BB-ASSI en mode d'élévation et en mode d'abaissement. La tension de bus continu est variée de $V_{DC} = 3/2 \cdot V_{in}$ à $V_{DC} = 2 \cdot V_{in}$ pour le mode d'élévation et de $V_{DC} = 3/4 \cdot V_{in}$ à $V_{DC} = 1/2 \cdot V_{in}$ pour le mode

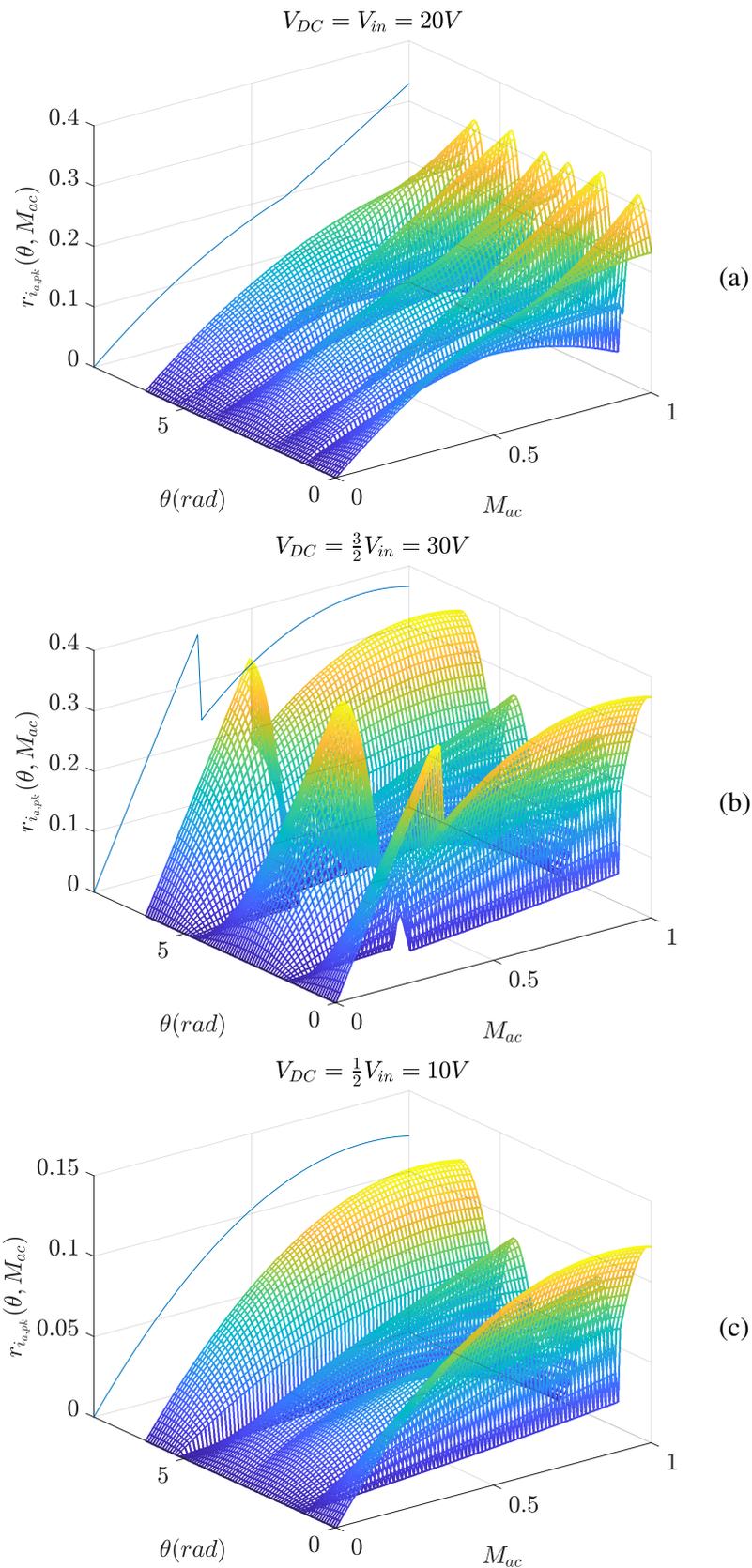


FIGURE 5.27 – Enveloppe analytique maximale des ondulations des courants de phases pour : (a) - le VSI, (b) - pour le BB-ASSI en mode d'élévation, (c) - pour le BB-ASSI en mode d'abaissement.

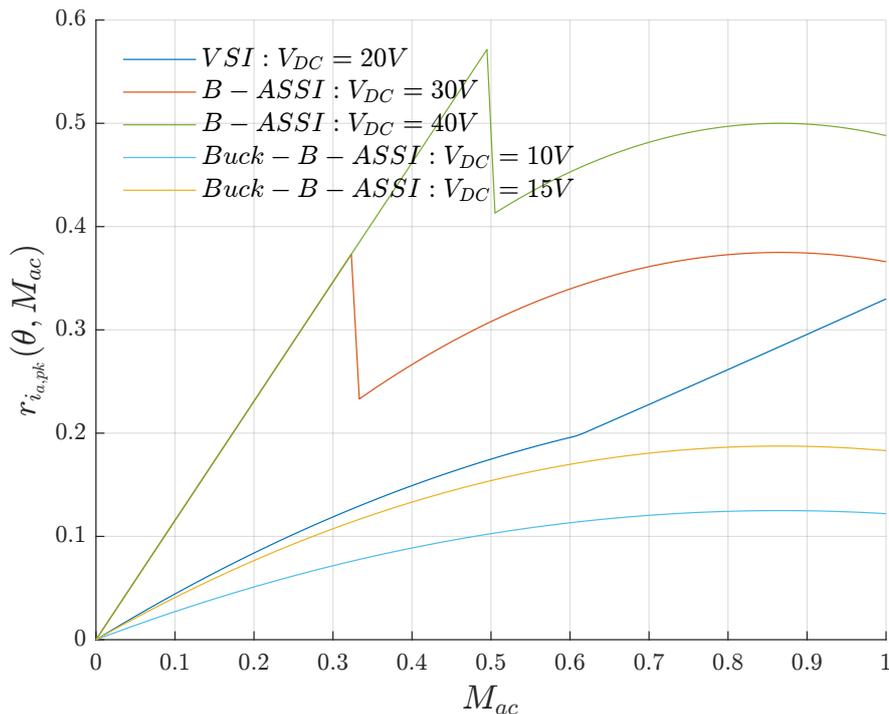


FIGURE 5.28 – Évolution de la variation maximale globale de l'ondulation haute fréquence du courant de phase en fonction de l'indice de modulation pour les différents cas considérés.

d'abaissement. Le calcul est réalisé pour le VSI dans le cas d'une tension d'entrée $V_{in} = 20V$. Pour le mode d'élévation, une discontinuité apparaît. Cette discontinuité est liée au changement du mode non-saturé au mode saturé. Le fait de fixer une tension de bus impose un gain statique qui est lié à un niveau de la valeur $1 - M_{DC}$. La condition pour passer d'un mode à l'autre est la valeur de M_{ac} . Si cette dernière est suffisamment faible, le mode non-saturé sera utilisé. Lorsque $M_{ac} \geq (1 - M_{DC})$, le mode saturé est appliqué.

Tout d'abord, il est visible que le BB-ASSI en mode d'abaissement de la tension présente moins d'ondulation à haute fréquence des courants de phase que le VSI pour une tension d'entrée $V_{in} = 20V$ commune. Il est donc remarqué que plus la tension abaissée, moins le courant de phase présentera d'ondulations. Fort de ce constat, la question mérite alors d'être posée dans le cas dont la tension de bus est élevée. Ainsi, il est vu que le BB-ASSI en mode d'élévation (comme le B-ASSI) avec $V_{DC} = 30V$ à partir de $V_{in} = 20V$, cela augmentera le niveau d'ondulations des courants de phase, particulièrement pour de faibles indices de modulation. Le BB-ASSI en mode d'élévation présentera donc plus d'ondulations sur le courant de phase que le VSI, car, de la même manière, cela dépend de la tension de bus. Il est néanmoins visible que le mode saturé est plus bénéfique en termes d'oscillations hautes fréquences du courant de phase que le mode non saturé. Pour rappel, le B-ASSI fonctionne en permanence en mode saturé dans le plan couple vitesse. Le VSI présente une tendance d'augmentation des ondulations pour de forts indices de modulation, contrairement en BB-ASSI que ce soit en mode d'abaissement ou d'élévation de la tension de bus.

D'un point de vue applicatif, la réduction de ces ondulations présente plusieurs avantages. En effet, la valeur efficace liée à ces ondulations de courant induisant des pertes [165, 166] pourrait être réduite. Concrètement, les pertes joules dans la machine seront réduites si ces ondulations sont inférieures, ce qui est le cas en mode d'abaissement de la tension. De même, ces ondulations de courants se traduisent par des variations hautes fréquences des flux produites par le stator. De fortes ondulations peuvent engendrer des pulsations de couple utile fourni par la machine [165, 167].

De manière générale, la réduction des ondulations à haute fréquence des courants de phase permet d'améliorer la qualité de ces courants. Dans ces travaux, ces ondulations des courants de phase ont été choisies comme indicateur pour montrer l'avantage de l'abaissement de la tension de bus. Un autre indicateur aurait pu être utilisé, il s'agit du THD. Une formulation avec cet indicateur THD avait été réalisé dans le cadre de ces travaux de thèse et dont le développement, basé sur les formulations de la littérature [168-170], est réalisé dans [171]. Les résultats convergent vers des conclusions identiques à celles tirées sur les ondulations à hautes fréquences des courants de phase. L'indicateur du THD n'est donc pas développé davantage dans ce manuscrit.

Pour résumer, nous avons présenté, dans cette partie, une étude théorique montrant des avantages possibles d'une fonction de l'abaissement de la tension de bus. Cet abaissement de la tension permet notamment un pilotage de l'indice de modulation. Nous avons montré qu'un pilotage de l'indice de modulation à des valeurs relativement proche de l'unité permettrait de pouvoir améliorer la qualité des formes d'ondes en sortie d'onduleur, de réduire la température des condensateurs de bus continu en réduisant le courant efficace les traversant, et de fonctionner à rendement équivalent d'un Boost en amont de l'onduleur. Néanmoins, il est montré que le travail à tension de bus réduite permet de réduire fortement les pertes par commutation dans les semi-conducteurs. Pour toute topologie permettant d'ajouter cette fonction d'abaissement de la tension, le critère de rendement revient à une comparaison entre la réduction des pertes par commutation de l'étage onduleur et des pertes additionnelles dans le circuit réalisant la fonction DC-DC abaisseur.

Si les résultats montrent qu'un pilotage à $M_{ac} = 1$ peut améliorer les paramètres cités, cela implique de travailler à des points de fonctionnement qui seront proches des saturations pouvant entraîner, par exemple, avec un échelon de couple de charge, une perte de contrôle de toute la chaîne de traction. Il est ainsi évident qu'il y a un compromis à tirer entre augmentation des performances et contrôlabilité du système. Les résultats sur le courant efficace des capacités de bus continu permettent de tirer une zone critique à fort courant à éviter pour des indices de modulation $M_{ac} \in [0.5, 0.8]$.

Ainsi, le pilotage proposé de l'indice de modulation correspond à un travail à tension de bus minimum pour tout point de fonctionnement. Il est à noter que ce mode de pilotage permet un fonctionnement à rendement maximal en mode d'élévation et un fonctionnement à indice de modulation maximale en mode d'abaissement. Cela semble pertinent pour permettre, dans les zones de fonctionnement à basse vitesse, d'améliorer grandement les formes d'ondes dans la machine au prix potentiellement de quelques points de rendement dans le pire des cas. L'amélioration de ces formes d'ondes permet de réduire les oscillations de couple utile subies par la machine dans le cas d'une architecture classique. La réduction de la tension de bus permet également de réduire la montée en température des condensateurs de bus continu. Il est important de rappeler que l'utilisation de composants WBG et leurs excellentes propriétés permettent de limiter le coût en rendement de ces architectures et permet d'envisager ces convertisseurs multifonctionnels offrant de nouveaux degrés de liberté pour le pilotage de la machine. Il est alors nécessaire de mettre en lumière les bénéfices d'un point de vue du système.

5.6 Conclusion

Ce chapitre reprend les développements analytiques de rendement du B-ASSI qui ont été réalisés dans le chapitre 3. Une comparaison dans le cadre de l'application de la traction électrique a été effectuée. Les différents avantages des architectures élévatrices ont été redéfinis pour mettre en évidence les avantages de l'élévation de la tension de bus dans le plan couple-vitesse. Le rendement du B-ASSI dans ce plan couple-vitesse élargi est présenté et comparé à différentes architectures de références. La première de ces architectures est le SSI classique pour mettre en évidence, une fois de plus, que la levée du verrou du SSI est nécessaire pour être compatible à l'application visée. Les autres architectures sont des topologies en deux étages de conversion. Le DC - DC Boost et Boost entrelacé trois phases, toutes deux interfacées en amont de l'onduleur. La topologie du Boost en amont de l'onduleur est choisie, car

elle est le premier exemple d'une réalisation industrielle de l'application de l'élévation de la tension du bus continu. L'architecture Boost entrelacée est choisie pour comparaison, car une version à quatre phases est également développée industriellement. Ainsi, sur le critère du rendement, il est retenu que la topologie proposée dans ces travaux, le B-ASSI, présente un rendement équivalent au DC-DC Boost interfacé en amont de l'onduleur sur une large plage de fonctionnement et présente un meilleur rendement sur les zones de fonctionnement pour des régimes à basse vitesse. Le B-ASSI, ne partageant pas véritablement le courant d'entrée dans ses trois branches, présente néanmoins un rendement qui serait inférieur au Boost entrelacé trois phases. Ce dernier utilise le même nombre d'interrupteurs additionnels, mais avec deux inductances de plus que le B-ASSI à volume comparable. Cependant, il est vu que pour de faibles vitesses, le B-ASSI conserve sa supériorité en rendement pour les zones de fonctionnement à basse vitesse, particulièrement intéressant pour les conduites en zone urbaine.

Dans un second temps, ce chapitre a étudié la pertinence du BB-ASSI présenté dans le [chapitre 4](#). Cette structure avec fonction d'abaissement de la tension a été évaluée sur le critère du rendement dans le même référentiel que les autres architectures. La comparaison est réalisée en considérant un pilotage à tension de bus minimale et en fixant une limite artificielle de $V_{DC} \geq 1/2 \cdot V_{in}$. Ce pilotage est introduit, car il maximise les avantages liés à l'augmentation de l'indice de modulation. La charge est alors pilotée dans des conditions presque optimales. Néanmoins, cette étude montre que les pertes supplémentaires introduites par l'inductance couplée et la branche au secondaire introduisent un coût en rendement supérieur à celui qui serait obtenu si la fonction d'abaissement n'avait pas été utilisée. Concrètement, en considérant uniquement le convertisseur, les pertes additionnelles pour réaliser une tension de bus inférieure sont supérieures à la réduction des pertes par commutation de l'étage onduleur. Une étude de l'évolution du ratio du nombre de tours entre le primaire et le secondaire met en évidence qu'une augmentation du nombre de tours au secondaire permet de réduire les pertes au secondaire. Ainsi, il est montré qu'un ratio $n = 1 : 8$ est suffisant pour que le B-ASSI abaisseur présente des pertes équivalentes à un Boost simple interfacé en amont de l'onduleur sur un cycle de conduite normalisé. Il est important de rappeler que le BB-ASSI présente un degré de liberté dans son dimensionnement qui n'est pas étudié dans ces travaux et qui pourrait rendre cette architecture pertinente. En effet, si le B-ASSI perd sa supériorité en rendement pour les régimes à basses vitesses, le pilotage de la machine peut être optimisé sur la zone de fonctionnement en abaissement de la tension de bus. Ainsi, la machine pilotée présentera moins de pertes et d'ondulation de couple, de plus la thermique des condensateurs de bus continu peut être réduite.

Conclusion Générale et perspectives

Rappel du contexte de la thèse

Nos travaux étudient les architectures des chaînes de traction électrique avec une fonction d'élévation et de régulation de la tension de bus. Il a été introduit que ces architectures ont plusieurs avantages. En effet, elles permettent l'alimentation du moteur à des niveaux de tension supérieurs. Cela permet d'élargir le nombre de points de fonctionnement accessibles dans un plan couple-vitesse, et ainsi augmenter la puissance maximale que délivre la machine. Par ailleurs, l'ajout d'une fonction d'élévation permet de conserver un niveau de tension de bus constant qui serait autrement soumis à des variations en fonction en fonctionnement réel.

Depuis leur apparition, les architectures en un étage de conversion avec une fonction d'élévation de la tension de bus ont connu des améliorations tant au niveau de leur structure que de leur mode de pilotage. Ces architectures présentent des performances qui rivalisent, voire surpassent celles des architectures en deux étages de conversion. Elles deviennent d'autant plus intéressantes que l'évolution des composants de puissance offre aujourd'hui d'excellentes propriétés, notamment en termes de pertes et de montée en fréquence de découpage. Le seul critère du rendement n'étant plus le critère de performance majeur. Néanmoins, leur complexité et leur coût ont freiné leur adoption dans des cas d'applications industriels. Récemment, l'onduleur à *Split Source* a émergé et présente certains avantages prometteurs par rapport à d'autres structures élévatrices. Cependant, il reste peu étudié et son application à la traction électrique n'a pas encore été évaluée. Ainsi, nos travaux ont développé une série d'études approfondies autour de l'architecture de l'onduleur à *Split Source* afin de la rendre compatible avec les applications de traction électrique et d'offrir de meilleures performances en termes d'efficacité énergétique.

Contributions originales des travaux

Dans le Chapitre 1 : Il est illustré les différentes limites des chaînes de traction interfaçant directement la source de stockage à l'onduleur à deux niveaux de tension. Ces architectures sont principalement utilisées dans l'industrie par leur robustesse et leur simplicité de mise en œuvre. En pratique, ces architectures ne permettent pas d'appliquer un niveau de tension idéal à la machine. Il est montré que le niveau de tension fournie par la batterie présente une forte plage de variation en fonction de son état de charge. De plus, des variations brusques du point de fonctionnement peuvent présenter de forts appels de courant pour répondre à la demande en couple de la charge, et ainsi présenter des creux de tension. De plus, contrairement à un cas idéal où l'onduleur devrait pouvoir être modélisé par un simple gain, certains phénomènes introduisent des non-linéarités sur les tensions de phase obtenues. Ainsi, l'application des temps morts, les chutes de tension à l'état passant ou bien les capacités intrinsèques des transistors sont autant de sources de non-linéarité. À ce titre, nos travaux proposent une modélisation poussée de ces phénomènes à différentes échelles temporelles. Dans la littérature, les modèles établis sont souvent moyennés à l'échelle de la période de découpage. Une analyse est ici proposée pour construire un modèle fin représentant les variations de ces chutes de tension dans la période de découpage. Basé sur ces modélisations, une approche fréquentielle est proposée pour modéliser ces chutes de tension. Cet outil analytique présente un calcul rapide et implémentable en

temps réel pour de potentielles applications de compensation. Il montre une précision correcte validée expérimentalement dans un plan i_{diq} . Fort de ces conclusions, il est montré que l'architecture de l'onduleur à deux niveaux de tension, interfacé directement à la batterie, bien que mature et simple à mettre œuvre, n'est pas une solution optimale. Cette solution limite la pleine utilisation de la tension délivrée par la source de tension embarquée dans le véhicule. À la fin de ce chapitre, plusieurs topologies alternatives sont envisagées pour remplacer le VSI à deux niveaux de tension classique. Notre attention s'est portée sur les architectures d'onduleurs élévateurs en un seul étage de conversion pour la traction électrique.

Le Chapitre 2 : étudie une structure d'onduleur élévateur en un étage de conversion, très peu explorée dans la littérature. Il s'agit de l'onduleur à *Split Source* ou SSI. Cette structure présente la fonction d'élévation en employant peu d'éléments passifs. Après avoir mis en lumière sa modélisation et sa principale modulation, nous avons montré que, sans apporter de modification, le SSI présente un verrou majeur de l'utilisation de sa tension de bus. De plus, il n'est pas réversible, empêchant la régénération au freinage nécessaire pour des applications de traction électrique. Ce chapitre s'ouvre donc sur la proposition d'une nouvelle architecture basée sur une des extensions du SSI classique. Cette topologie dénommée B-ASSI réintroduit le pilotage de la tension de bus indépendamment de la charge tout en assurant la réversibilité. Non seulement le problème d'utilisation de la tension de bus est résolu, mais le B-ASSI est également compatible à l'application visée.

Le Chapitre 3 : présente les différents travaux réalisés pour la mise en œuvre du B-ASSI. Premièrement, une modulation adaptée au B-ASSI est développée et présentée. Cette modulation permet de découpler presque entièrement le contrôle de la tension de bus et le pilotage de la charge. A partir de l'étude de l'état de chaque semi-conducteur, en considérant les temps morts et les états additionnels du B-ASSI, la modulation proposée permet de garantir la réversibilité du convertisseur en tout point de fonctionnement et évitant tout état de court-circuit du bus continu, ou de coupure du courant inductif. Un contrôle simple de la tension de bus est alors mis en œuvre pour illustrer l'indépendance de la charge. Enfin, une preuve de concept expérimentale du B-ASSI de quelques kW est développée et testée. Cela permet de valider tous les modes de fonctionnement du convertisseur proposé. Une étude des pertes est du convertisseur permet de montrer l'intérêt du degré de liberté gagné sur le critère du rendement.

Le Chapitre 4 :

Dans la littérature, les avantages des structures élévatrices sont souvent justifiés par comparaison à un onduleur à deux niveaux de tension. Cependant, dans le cas de l'architecture élévatrice, la tension délivrée par la source est inférieure. Il est ainsi montré qu'il y a un gain en rendement à piloter la charge à partir d'une tension plus faible en utilisant la fonction d'élévation. Outre la possibilité d'alimenter un moteur avec une tension de bus supérieure, les véritables gains en rendement occurrent lorsque la tension est inférieure au niveau appliqué dans le cas d'une architecture classique. Nos travaux étudient l'intérêt de l'introduction d'une fonction d'abaissement de la tension de bus. Une extension du B-ASSI, nommée BB-ASSI, est ainsi proposée pour abaisser sa tension de bus sans impacter le mode d'élévation. Ce dernier est un atout qui serait impossible d'atteindre avec le convertisseur Boost ou Boost entrelacé. En effet, cette fonction utilise la possibilité singulière du B-ASSI à pouvoir créer des états de coupure inductive. L'ajout d'une inductance couplée et d'une branche secondaire permet au B-ASSI de se comporter comme un convertisseur DC-DC Flyback non isolé. Ainsi, le BB-ASSI devient une architecture à tension de bus variable où cette dernière évolue comme un véritable degré de liberté.

Le chapitre 5 : s'intéresse à quantifier le potentiel intérêt du B-ASSI pour la traction électrique. Il est alors rappelé les différents avantages d'une structure élévatrice. Une comparaison de rendement sur cycle de conduite normalisé est réalisée afin de comparer les performances du B-ASSI par rapports aux architectures usuelles. Il est ainsi montré que le B-ASSI permet de lever la limitation du SSI pour

les applications de traction électrique. De plus, il est montré que le B-ASSI présente un rendement équivalent à celui d'une architecture à deux étages avec Boost-onduleur sur la majorité du plan couple-vitesse, excepté qu'à basse vitesse, le B-ASSI présente un meilleur rendement. Une comparaison avec un convertisseur DC-DC Boost entrelacé à trois phases en amont de l'onduleur est également réalisée. Comme attendu, ce dernier présente un meilleur rendement sur la majorité du plan couple-vitesse en comparaison du Boost-onduleur ou bien du B-ASSI. Similairement, le B-ASSI conserve toujours son avantage pour les points à faible vitesse.

Enfin, les avantages de l'utilisation de la fonction d'abaissement de la tension de bus sont présentés. Il est montré qu'en augmentant l'indice de modulation, le spectre harmonique des tensions est fortement réduit, les oscillations hautes fréquences des courants de phases également. Ainsi, moins de pertes seront engendrées dans la machine, et les oscillations basses fréquences de couple peuvent être réduites sur ces points à faible vitesse. Une réduction de la montée en température des condensateurs de bus continu est également observée permettant de réduire la montée en température générale de l'onduleur. Cependant, l'architecture du BB-ASSI présentée comme telle ne permet pas de réduction des pertes. En effet, bien que les pertes par commutation soient fortement réduites par un fonctionnement à V_{DC} plus faible, des pertes additionnelles sont observées. Ces dernières ont pour origine les pertes dans l'inductance couplée et la branche au secondaire ajoutée. Ce convertisseur, bien que non-optimal, présente l'idée originale d'abaisser la tension de bus sans impacter le mode d'élévation de la tension. Il est également montré qu'un gain d'un point de vue systémique peut être non négligeable par un fonctionnement en mode d'abaissement de la tension de bus continu.

Publications scientifiques

Ces travaux ont donné lieu à plusieurs publications :

Publications dans des conférences internationales avec comité de lecture et actes

- A. Sabrié, A. Battiston, J. -Y. Gauthier and X. Lin-Shi, "Investigation of the modulation index tuning advantages for voltage source inverters with adjustable DC-bus voltage," 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), Ghent, Belgium, 2021, DOI : 10.23919/EPE21ECCEurope50061.2021.9570640 .
- A. Sabrié, A. Battiston, F. Vidal-Naquet, J. -Y. Gauthier and X. Lin-Shi, "Analytical Derivation of Output Distortions Harmonics Caused by Voltage Source Inverter Non-Linearities in PMSM Drives," 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), Aalborg, Denmark, 2023, DOI : 10.23919/EPE23ECCEurope58414.2023.10264340 .

Publications dans des revues internationales avec comité de lecture

- Antoine Sabrié, Alexandre Battiston, Jean-Yves Gauthier, Xuefang Lin-Shi, "Three-phase bi-directional active split source inverter for automotive traction application", *Mathematics and Computers in Simulation*, 2023, DOI : 10.1016/j.matcom.2023.08.045
- Antoine Sabrié, Alexandre Battiston, Jean-Yves Gauthier, Xuefang Lin-Shi, "Losses Analysis of a Three-Phase Bidirectional Active Split Source Inverter with Independent DC Bus Control for Traction Applications", Article soumis à *IEEE Transportation Electrification*.

Perspectives

Suite aux différents travaux proposés, plusieurs perspectives peuvent être envisagées.

Premièrement, il semble évident que nos travaux sont restés introductifs quant au potentiel de la fonction d'abaissement de la tension de bus et sa réalisation avec le BB-ASSI. Un premier axe de travail concernerait la validation expérimentale complète de la fonction d'abaissement. En outre,

il s'agirait également d'étudier plus en profondeur l'interaction entre l'onduleur et la machine qu'il alimente avec cette fonction d'abaissement de la tension. En effet, nos travaux ont montré des intérêts du point de vue onduleur. Certaines grandeurs, comme le THD des tensions composées ou les ondulations hautes fréquences, auront une influence positive sur le pilotage de la machine. Il serait intéressant de quantifier les gains pour la machine et d'en tirer des conclusions d'un point de vue systémique.

Un axe de travail en prolongement du précédent peut être proposé sur la thématique thermique. Comme énoncé, la fonction d'abaissement de la tension de bus permettra une réduction, aujourd'hui non chiffrée, des pertes joules et pertes fer dans la machine. En revanche, tel que proposé à ce jour dans nos travaux, cela se traduit par une augmentation des pertes dans l'onduleur. Ces pertes étant à l'origine de la montée en température des composants, il est intéressant de montrer qu'il est possible de diminuer les contraintes thermiques dans la machine en augmentant celles de l'onduleur. Or la machine présente une véritable problématique de refroidissement. Dans le cas général, l'onduleur est plus facile à refroidir. Il pourrait être intéressant d'étudier la dynamique thermique de l'ensemble onduleur-machine en mode d'abaissement de la tension de bus.

Un autre axe de travail concerne la fiabilité du convertisseur proposé. En effet, l'ajout de transistors additionnels augmente le nombre de défauts potentiels pouvant survenir. Il serait intéressant d'étudier les différents défauts pouvant survenir dans le cas du B-ASSI. Si l'on considère les transistors additionnels, un fonctionnement du B-ASSI en mode dégradé pourrait être étudié. Si l'on considère que l'une des phases du B-ASSI connectées aux points milieu de l'étage d'onduleur est inaccessible due à un défaut de court-circuit d'un des composants, certains états actifs de la décharge inductive seraient inaccessibles. Il serait intéressant de montrer que le fonctionnement se caractérise simplement par une perte de degré de liberté sur le niveau de la tension de bus, si une seule ou deux de ces phases présente un défaut. Dans ce cas, une adaptation de la modulation et de la fonction logique est nécessaire pour s'assurer de ne pas créer des états qui dégraderaient davantage le convertisseur.

Un travail pourrait porter sur l'analyse et la proposition d'autres modulations du B-ASSI. La modulation proposée présente une simplicité d'implémentation et peu de modifications à partir d'une SVPWM. Néanmoins, au vu du nombre d'états possibles du B-ASSI, une autre modulation pourrait être tout à fait envisageable. A titre d'exemple, une première modulation a été simulée et est présentée sur la Fig. 5.29. Cette modulation, basée sur la DPWM Max, a le mérite de s'émanciper des limitations de la modulation proposée. Elle permettrait également de réduire les tensions de mode commun générées par l'onduleur, car l'état V_{000} ne serait plus appliqué et permettrait de réduire les pertes par commutation. Il serait intéressant d'étudier l'influence de diverses modulations sur le comportement du B-ASSI et si une candidate optimale au regard d'un critère donné pourrait être proposée. À ce titre, une modulation prédictive comme le FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) pourrait permettre d'identifier des biais et des formes d'ondes de rapports cycliques optimaux à appliquer au B-ASSI.

Dans nos travaux, une stratégie de pilotage de la tension de bus a été proposée. Cette stratégie est simple et consiste à appliquer le minimum de tension disponible en fonction du point de fonctionnement. Il s'avère que cette solution vise à optimiser le rendement pour le mode d'élévation, ainsi qu'un fonctionnement à fort indice de modulation en mode d'abaissement. Il est d'ailleurs important de rappeler qu'un pilotage constant à indice de modulation proche de la saturation peut être dangereux et engendrer une perte de contrôle de la charge en cas de forte dynamique. Ainsi, une marge de sécurité doit être conservée et un compromis doit être tiré entre le gain d'un pilotage à fort indice de modulation et la conservation du contrôle sur la charge. Il serait intéressant d'étudier en profondeur d'autres pilotages de la tension de bus pour optimiser un autre paramètre que le rendement ou l'indice de modulation. Ainsi, un pilotage de la tension pour optimiser d'autres critères comme le THD, les ondulations de couple, ou bien la thermique (via les pertes) pourrait être proposé. Dans ce cas, un algorithme de choix de la loi de commande à appliquer en fonction du paramètre à optimiser pourrait être envisagé.

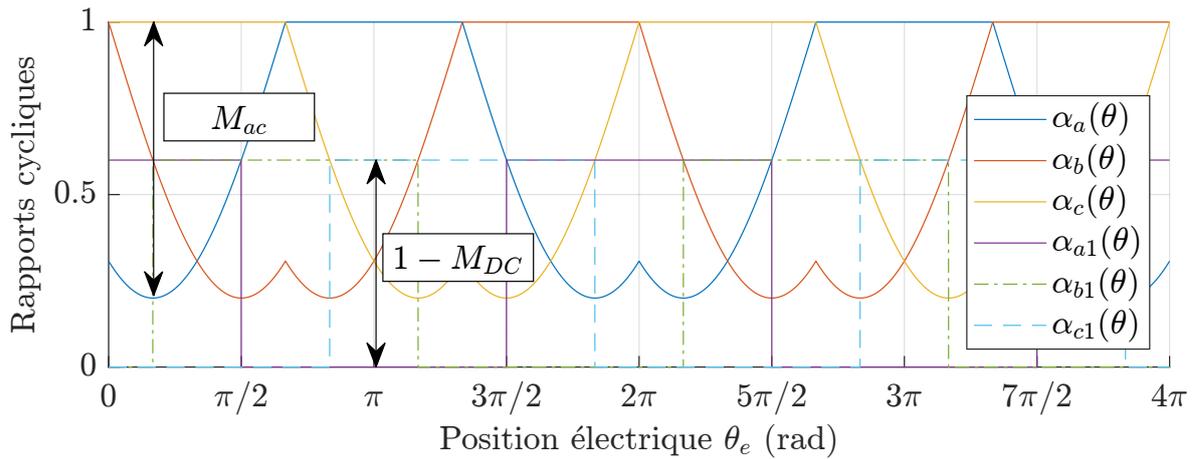


FIGURE 5.29 – Illustration de la génération d'une MLI pour le B-ASSI basée sur la DPWM Max

Ces travaux ouvrent ainsi des perspectives générales autour de la pertinence d'ajouter une fonction d'élévation et/ou d'abaissement au sein des onduleurs de traction, des questions topologiques autour du compromis entre complexité d'une architecture d'électronique de puissance et performances au niveau du groupe moto-propulseur dans son ensemble, et des questions de commande que ce soit au niveau des modulations ou des trajectoires optimales à suivre.

Annexe A

Compléments au Chapitre 3 : Calcul de pertes du B-ASSI

A.1 Calcul des pertes dans les éléments passifs du B-ASSI

A.1.1 Pertes joules dans l'inductance

Le calcul du courant efficace traversant l'inductance est sensiblement identique au cas du convertisseur Boost. Un calcul détaillé est notamment illustré dans l'ouvrage [172], dont le calcul suivant en découle. Le courant inductif et ses ondulations (*ripple*) à la fréquence de découpage sont définis sur la Fig. A.1.

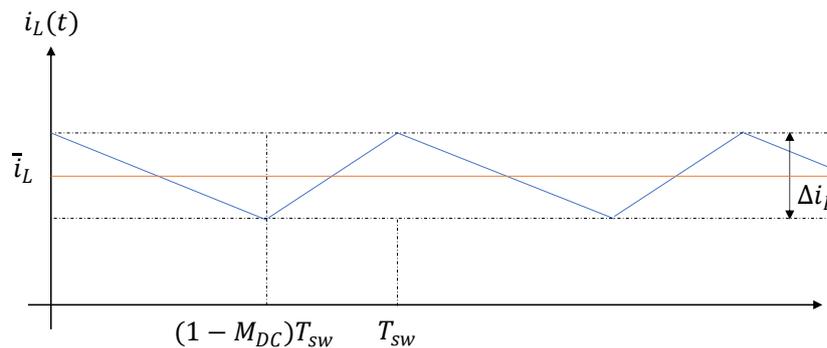


FIGURE A.1 – Définition graphique du courant inductif en vue du calcul de sa valeur efficace.

Le calcul de la valeur efficace correspond alors à l'intégrale de la valeur du courant inductif comme défini dans l'équation (A.1) suivante :

$$i_L^{eff2} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{(1-M_{DC})T_{sw}} \left(\bar{i}_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 dt + \frac{1}{T_{sw}} \int_{(1-M_{DC})T_{sw}}^{T_{sw}} \left(\bar{i}_L + \frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 dt \quad (A.1)$$

Les résultats de l'intégrale (A.1) sont donnés en (A.2).

$$i_L^{eff2} = \bar{i}_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \quad (A.2)$$

Le courant moyen traversant l'inductance peut être aisément défini à partir du courant de charge appelé précédemment i_{load} . Ce courant est défini pour rappel avec les valeurs instantanées des commandes des transistors haut des bras onduleur. La valeur moyenne i_{load} peut être définie par

$\overline{i_{load}} = \alpha_a(\theta)i_a(\theta) + \alpha_b(\theta)i_b(\theta) + \alpha_c(\theta)i_c(\theta)$. En considérant les expressions des rapports cycliques α_{abc} pour le mode saturé tout comme le mode non saturé des Tab. A.2 et Tab. A.3, et en supposant les courants de phase parfaitement sinusoïdaux, l'expression du courant moyen du courant de l'inductance est donnée en (A.3). La valeur du *ripple* de courant inductif est également rappelé dans cette équation.

$$\overline{i_L} = \frac{\sqrt{3}mI_{max} \cos(\phi)}{2(1 - M_{DC})} \quad \Delta i_L = \frac{V_{in}M_{DC}}{L_{SSI}f_{sw}} \quad (A.3)$$

Enfin les pertes Joule dissipées dans la bobine, en considérant sa résistance interne r_L , sont données par l'expression (A.4).

$$P_j = r_L \cdot i_L^{RMS^2} \quad (A.4)$$

A.1.2 Pertes fer dans l'inductance

Usuellement, afin de pouvoir estimer les pertes fer dans les inductances, la formulation empirique de Steinmetz est utilisée [173]. Cette première formulation ne permet cependant pas de prendre en compte l'évolution des pertes fer dans une inductance soumise à des variations de flux non-sinusoïdales. Une version généralisée de l'équation de Steinmetz est alors prise en compte afin de considérer une variation de flux quelconque [174-177]. Cette formulation générale est exprimée ci-après par l'équation (A.5) suivante :

$$P_{fer} = \frac{1}{T} V_{ol} C_m f_{eq}^{x-1} \hat{b}^y \quad (A.5)$$

Avec V_{ol} le volume du noyau de fer, C_m la constante de Steinmetz, f_{eq} la fréquence équivalente sinus, permettant de calculer les pertes fer pour tout type de formes d'ondes. x et y étant les paramètres de Steinmetz.

$$f_{eq} = \frac{2}{\pi^2} \int_0^T \frac{\left(\frac{db}{dt}\right)^2}{(\Delta B)^2} dt \quad (A.6)$$

Le calcul de la fréquence équivalente sinus est équivalent à celui réalisé dans le cas du convertisseur Boost [178]. Elle est développée dans l'équation (A.7).

$$P_{fer}^{L_{SSI}} = \frac{1}{T_{sw}} C_m V_{ol} \cdot \left(\frac{2}{\pi^2} \frac{1}{T_{sw}} \frac{1}{M_{DC}} \frac{1}{(1 - M_{DC})} \right)^{x-1} \cdot \left(\frac{1}{2} \frac{V_{in}}{NS} \frac{M_{DC}}{T_{sw}} \right)^y \quad (A.7)$$

TABLE A.1 – Paramètres utilisés pour l'estimation des pertes fer expérimentales dans l'inductance.

Paramètres	Symbôles	Valeurs
Nombre d'inductance utilisée		6
Nombre de spires des inductances	N	6
Surface de la section du noyau de fer	S	555.3 mm ²
Longueur effective du noyau de fer	l_e	19.06 mm
Paramètres de Steinmetz	x	1.7
Paramètres de Steinmetz	y	2.25

Une formulation simple des pertes fer est ici utilisée. Le manque de données sur la fiche technique des inductances ne permet pas de calculer précisément les paramètres de Steinmetz réels des inductances du prototype. Ainsi les pertes fer sont considérées comme le degré de liberté de recalage des pertes du modèle par rapport aux pertes expérimentales. Les paramètres physiques des inductances ainsi que les paramètres de Steinmetz utilisés sont référencés en Tab. A.1. Pour les convertisseurs, il existe une formulation de l'équation de Steinmetz afin de prendre en compte la composante continue du courant traversant l'inductance [179].

A.1.3 Pertes joules dans les condensateurs de bus DC

Le calcul des pertes joules dans les condensateurs de bus continu est identique d'un secteur à l'autre. Le calcul peut donc être réalisé sur un unique secteur de la MLI et généralisé aux autres secteurs. Le courant efficace traversant ces capacités est donc vu par la résistance équivalente série du condensateur R_{esr} . Elle est ici considérée constante. L'étude du courant efficace est réalisée en définissant sur un secteur les valeurs de courant traversant les condensateurs pendant un secteur. Le courant efficace des condensateurs de bus continu est constitué d'une composante alimentant la machine et de la composante du courant provenant de la source venant la recharger. Les deux cas de fonctionnement du B-ASSI doivent être à nouveau étudiés indépendamment. La Fig. A.2 présente les allures du courant $i_{C_{DC}}$ obtenu en simulation pour les deux modes du B-ASSI.

Dans le cas du mode non-saturé, le condensateur est rechargé lors des états de décharge inductive. Le courant inductif i_L est donc vu lors des états zéro V_{111} . En dehors de ce vecteur, la charge est alimentée. Le courant est donc défini de façon usuelle par $i_{C_{DC}} = C_a^h i_a(\theta) + C_b^h i_b(\theta) + C_c^h i_c(\theta)$. La Fig. A.2a permet donc de définir le courant capacitif élémentaire vu pendant une période de découpage.

$$i_{C_{DC}}^{elem} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} C_a^h i_a(\theta) + C_b^h i_b(\theta) + C_c^h i_c(\theta) - T_{sw}(1 - M_{DC})i_L \quad (A.8)$$

$$(i_{C_{DC}}^{eff,SSI})^2 = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_{C_{DC},elem}^2 \quad (A.9)$$

$$(i_{C_{DC}}^{eff,SSI})^2 = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_a(\theta)^2 \cdot (\alpha_a(\theta) - \alpha_b(\theta)) + (i_a(\theta) + i_b(\theta))^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - (1 - M_{DC})) + i_L^2 \cdot (1 - M_{DC}) d\theta \quad (A.10)$$

La définition de ce courant pour le mode saturé doit prendre en compte la condition supplémentaire du secteur un de la MLI, mais reste très similaire. L'intégrale définie est exprimée par l'équation suivante :

$$(i_{C_{DC}}^{eff,ASSI})^2 = \frac{3}{\pi} \int_0^{asin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} i_a(\theta)^2 \cdot (\alpha_a(\theta) - (1 - M_{DC})) + (i_a(\theta) - i_L)^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_b(\theta)) + (i_a(\theta) + i_b(\theta) - i_L)^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_c(\theta)) + i_L^2 \cdot \alpha_c(\theta) d\theta + \frac{3}{\pi} \int_{asin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{\frac{\pi}{3}} i_a(\theta)^2 \cdot (\alpha_a(\theta) - \alpha_b(\theta)) + (i_a(\theta) + i_b(\theta))^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - (1 - M_{DC})) + (i_a(\theta) + i_b(\theta) - i_L)^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_c(\theta)) + i_L^2 \cdot \alpha_c(\theta) d\theta \quad (A.11)$$

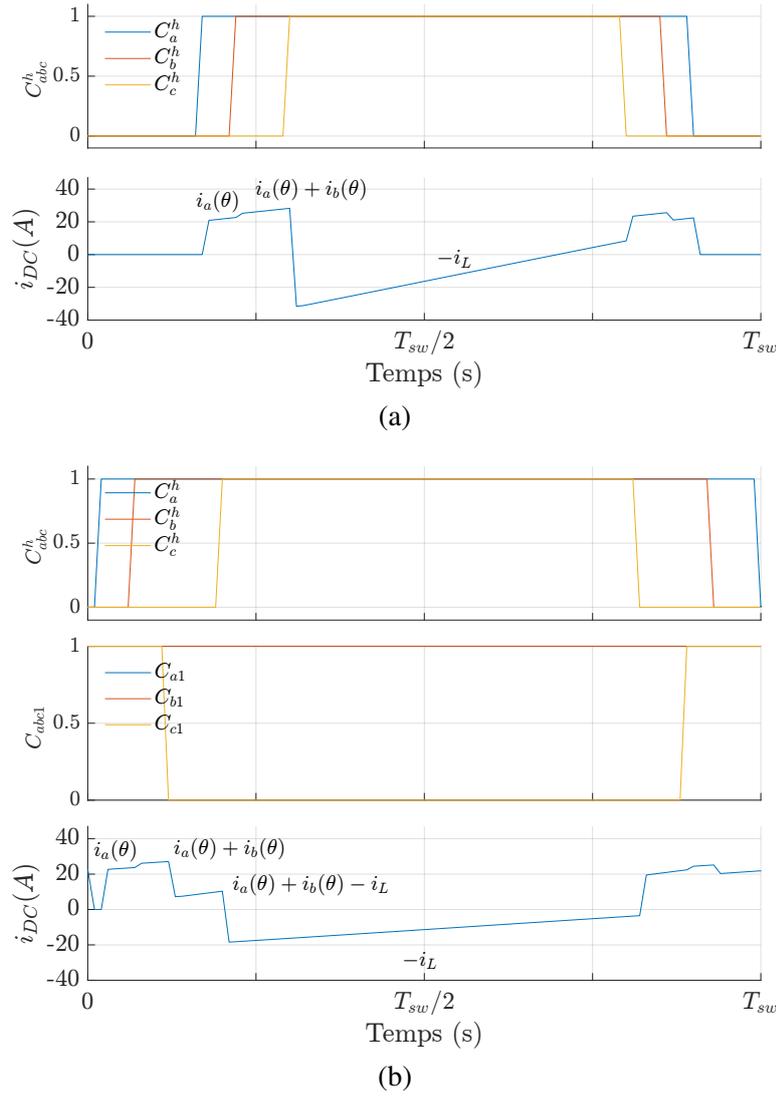


FIGURE A.2 – Illustration de la définition du courant traversant les condensateurs de bus continu sur une période de découpage pour : (a) - le mode non-saturé , (b) - le mode saturé

Les pertes joules dissipées dans les condensateurs de bus continu sont donc exprimées par les résultats de ces intégrales comme (A.12).

$$P_{J,CDC} = R_{esr} \cdot (i_{CDC}^{eff})^2 \quad (A.12)$$

A.2 Calcul des pertes par conduction des semi-conducteurs pour le B-ASSI

A.2.1 Définition des courants traversants les semi-conducteurs du B-ASSI

Dans le cas du B-ASSI, la distribution inégale des courants entre ses différents transistors ainsi que la modulation proposée et la fonction logique de protection apporte une complexité supplémentaire pour le calcul des pertes. En effet, en fonction de la durée de la décharge inductive, et que cette dernière a lieu, ou non, pendant les états actifs, les courants traversant les semi-conducteurs seront différents. Afin de modéliser au mieux les états du convertisseur, et de pouvoir en déduire les valeurs

efficaces des courants traversant les transistors, l'étude est à nouveau réalisée pour les deux modes de fonctionnement différents. A savoir, le mode saturé du B-ASSI, et le mode non saturé imitant un fonctionnement SSI. L'étude du calcul de perte est présentée dans le cas général, en considérant comme type de composants des MOSFETs ou des IGBTs.

Tout comme pour le VSI, le calcul des pertes par conduction consiste en l'intégration sur un tour électrique de la puissance élémentaire moyenne dissipée pendant une période de découpage. Il convient tout d'abord de définir les valeurs vues par les transistors en tout point de fonctionnement. Le calcul des rapports cycliques est alors fait pour la MSVPWM pour le mode non saturé, ainsi que pour la modulation proposée pour le mode saturé. Les valeurs des rapports cycliques sur chaque secteur correspondant à la MSVPWM sont exprimées dans la Tab. A.2. Pour le mode saturé, l'unique différence est la valeur de l'enveloppe basse des rapports cycliques devenant $1 - M_{ac}$. Les rapports cycliques supplémentaires générés α_{abc1} ne sont pas nécessaires pour le calcul de pertes, car ils fixent simplement la durée de la décharge inductive $T_{sw}(1 - M_{DC})$. Les rapports cycliques α_{abc} sont exprimés dans la table A.3.

TABLE A.2 – Expression des rapports cycliques dans le cas d'une MSVPWM

Secteur	$\alpha_a(\theta)$	$\alpha_b(\theta)$	$\alpha_c(\theta)$
I	$M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{DC})$	$M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{DC})$	$1 - M_{DC}$
II	$M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{DC})$	$M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{DC})$	$1 - M_{DC}$
III	$1 - M_{DC}$	$-M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{DC})$	$-M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{DC})$
IV	$1 - M_{DC}$	$-M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{DC})$	$-M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{DC})$
V	$M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{DC})$	$1 - M_{DC}$	$-M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{DC})$
VI	$M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{DC})$	$1 - M_{DC}$	$-M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{DC})$

TABLE A.3 – Expression des rapports cycliques dans le cas d'une MSPWM en mode saturé

Secteur	$\alpha_a(\theta)$	$\alpha_b(\theta)$	$\alpha_c(\theta)$
I	$M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{ac})$	$M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{ac})$	$1 - M_{ac}$
II	$M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{ac})$	$M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{ac})$	$1 - M_{ac}$
III	$1 - M_{ac}$	$-M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{ac})$	$-M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{ac})$
IV	$1 - M_{ac}$	$-M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{ac})$	$-M_{ac} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) + (1 - M_{ac})$
V	$M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{ac})$	$1 - M_{ac}$	$-M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{ac})$
VI	$M_{ac} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + (1 - M_{ac})$	$1 - M_{ac}$	$-M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{ac})$

Les rapports cycliques étant définis, il est maintenant nécessaire d'exprimer les courants traversant les semi-conducteurs durant la période de découpage T_{sw} .

Expression du courant traversant les transistors durant un état zéro

Lors de tous les états zéros V_{111} ou V_{000} , les commandes $C_{abc1} = 1$ et $C_{abc2} = 1$, le courant inductif est alors partagé dans les trois branches reliées aux points milieux de chaque bras onduleur. Selon l'état zéro considéré, ce sont soit les MOSFETs hauts ou bas qui conduiront. Le calcul est présenté dans le cas général pour les intégrales de définitions des courants. Néanmoins, la considération de MOSFET permet de simplifier le formalisme en considérant $r_{diode} = R_{DS(on)}$. Ainsi, si les transistors S_{a1} et S_{a2} sont passants, il est possible de représenter chaque branche du SSI comme la mise en série de deux résistances de valeur $R_{DS(on)}$. Les trois MOSFETs du haut des bras onduleur sont passants et connectent l'inductance au bus continu. Le convertisseur dans cet état, et sous ces hypothèses, est représenté en Fig. A.3.

Pour des raisons de convention, le sens positif du courant traversant le MOSFET est défini de son drain à sa source. Pendant cet état V_{111} , le courant traversant les condensateurs du bus continu est défini

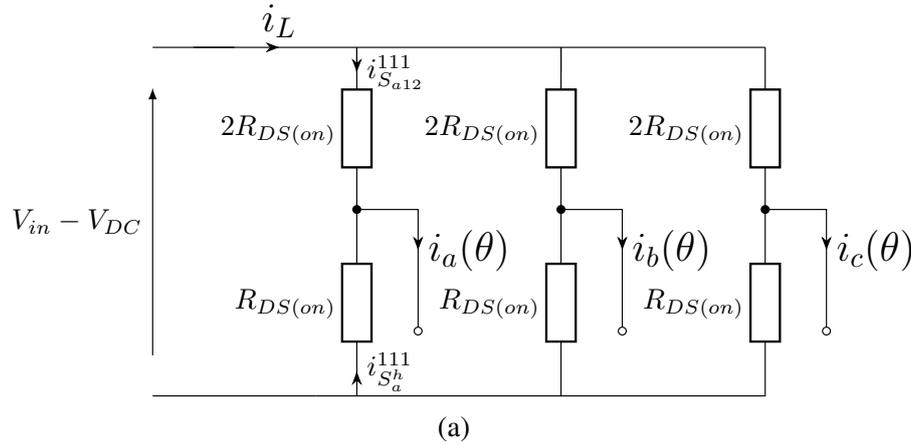


FIGURE A.3 – Circuit équivalent du B-ASSI en mode non saturé pendant l'état zéro V_{111} en considérant les résistances à l'état passant des semi-conducteurs

uniquement par i_L car la somme des courants de phase $i_a(\theta) + i_b(\theta) + i_c(\theta)$ est nulle en instantané. On cherche alors à exprimer le courant traversant les transistors du côté DC S_{a1} et S_{a2} , dénommé $i_{MOSFET,DC}^{111}$ sur la Fig. A.3. Ainsi que le courant $i_{MOSFET,h}^{111}$ traversant le MOSFET du haut du bras S_a^h . Une simple loi des mailles sur ce circuit donne l'expression des tensions sur les trois phases lors de cet état.

$$\begin{cases} (V_{in} - V_{DC}) = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{a12}}^{111} - R_{DS(on)} \cdot i_{S_a^h}^{111} \\ (V_{in} - V_{DC}) = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{b12}}^{111} - R_{DS(on)} \cdot i_{S_b^h}^{111} \\ (V_{in} - V_{DC}) = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{c12}}^{111} - R_{DS(on)} \cdot i_{S_c^h}^{111} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

En sommant les trois équations on obtient instantanément :

$$3(V_{in} - V_{DC}) = 2R_{DS(on)} \cdot (i_{S_{a12}}^{111} + i_{S_{b12}}^{111} + i_{S_{c12}}^{111}) - R_{DS(on)} \cdot (i_{S_a^h}^{111} + i_{S_b^h}^{111} + i_{S_c^h}^{111}) \quad (\text{A.14})$$

Or, par loi des nœuds, la somme des trois courants pour chacune des phases est égale au courant i_L rechargeant le bus DC lors de cet état. De même, on définit avec la convention correcte $-i_{S_a^h}^{111} - i_{S_b^h}^{111} - i_{S_c^h}^{111} = i_L$. On obtient donc simplement

$$(V_{in} - V_{DC}) = R_{DS(on)} \cdot i_L \quad (\text{A.15})$$

À partir de l'équation d'une des phases de (A.13) et (A.15), il est possible de poser tout simplement :

$$R_{DS(on)} \cdot i_L = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{a12}}^{111} - R_{DS(on)} \cdot i_{S_a^h}^{111} \quad (\text{A.16})$$

et considérant le nœud du point milieu, on définit la relation avec le courant de phase comme suit :

$$i_{S_{a12}}^{111} = i_a(\theta) - i_{S_a^h}^{111} \quad (\text{A.17})$$

En utilisation cette dernière définition dans (A.17) et en l'injectant dans (A.16) on obtient :

$$i_L = 2 \cdot i_a(\theta) - 3 \cdot i_{S_a^h}^{111} \quad (\text{A.18})$$

On obtient alors finalement l'expression

$$i_{S_a^h}^{111} = \frac{2}{3} i_a(\theta) - \frac{i_L}{3} \quad (\text{A.19})$$

On obtient alors cette relation qui présente logiquement sa composante du tiers du courant inductif partagé pour les trois phases et le courant de phase divisé par les valeurs de résistances à l'état passant. Par ailleurs, dans le cas réel où les résistances à l'état passant du transistor et de sa diode anti-parallèle ne sont pas égales, on obtiendra un coefficient exprimé par $R_{DS(on)}/(r_{diode} + R_{DS(on)})$.

Le courant traversant les transistors S_{a1} et S_{a1} peut-être directement déduit de (A.19). En effet, on sait que $i_{S_{a12}}^{111} = i_a(\theta) - i_{S_a^h}^{111}$, donc on a également :

$$i_{S_{a12}}^{111} = \frac{i_L}{3} + \frac{1}{3} i_a(\theta) \quad (\text{A.20})$$

Pour le second état zéro V_{000} , la démarche est identique. L'unique différence réside dans la convention de définition du courant traversant le composant. Dans le cas de l'état zéro V_{111} , le courant est conduit de la source au drain jusqu'au bus DC. Dans le cas de l'état zéro V_{000} , le courant traverse le MOSFET du bas du bras onduleur jusqu'au terminal négatif commun au bus DC et à la source de tension d'entrée V_{in} . Le MOSFET est traversé de son drain à sa source. En conservant une cohérence dans la convention du signe du courant pour les deux composants, pour l'état, V_{000} le courant traversant le MOSFET du bas du bras est défini par (A.21).

$$i_{S_a^l}^{000} = \frac{i_L}{3} - \frac{2}{3} i_a(\theta) \quad (\text{A.21})$$

Expression du courant pendant un état actif

Concernant les expressions des courants pendant les états actifs, deux cas doivent être distingués. Cela dépend de la nature de l'état actif concerné. Ainsi, on fera la différence entre un état actif possédant deux commandes des transistors haut C_{abc}^h parmi les trois au niveau logique un, et l'état où une seule de ces commandes est active. Pour l'exemple, deux vecteurs actifs d'un même secteur sont étudiés. Il s'agit des vecteurs V_{001} et V_{011} . Pour ces deux actifs, les seuls transistors pouvant être passants sont les transistors DC S_{a12} et ceux du bas du bras onduleur S_a^l . En effet, pendant les états actifs, pour le mode non saturé, les commandes C_{abc2} passent à zéro si la commande C_{abc}^h de la même phase est à un. Le premier cas développé est le cas de l'état actif V_{001} . On cherche alors à exprimer les courants du bas du bras et les courants du côté DC. La Fig. A.4 introduit le circuit équivalent modélisant cet état actif pour le B-ASSI dans un mode non saturé.

Il est à noter que pour conserver la même convention dans le sens du courant qui traverse le MOSFET, le courant traversant les transistors du bas des bras onduleur est défini différemment du transistor haut du bras onduleur comme défini sur la Fig. A.4. En effet, le MOSFET bas possède une polarité identique au premier MOSFET du SSI S_{a1} . Dans cet état, deux MOSFETs bas des bras onduleur sont en conduction sur les trois. On considère ici que le courant $i_{S_c^l}^{001}$ est nul. En utilisant la même méthode que dans le cas précédent, un système d'équation valable sur les phases A et B pouvant être écrit comme (A.22).

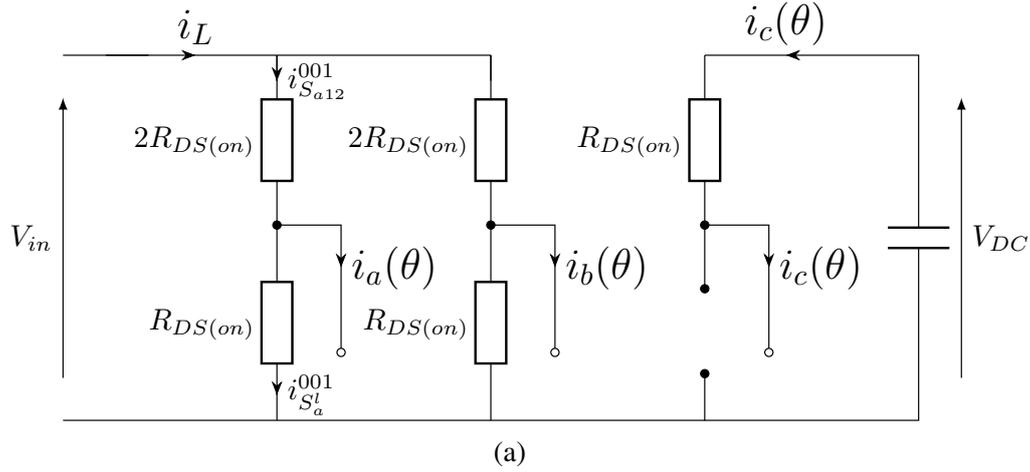


FIGURE A.4 – Circuit équivalent du B-ASSI en mode non saturé pendant l'état actif V_{001} pour la définition des courants

$$\begin{cases} V_{in} = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{a12}}^{001} + R_{DS(on)} \cdot i_{S_a^l}^{001} \\ V_{in} = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{b12}}^{001} + R_{DS(on)} \cdot i_{S_b^l}^{001} \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

De même, en sommant les équations, on définit (A.23) :

$$2V_{in} = 2R_{DS(on)} \cdot (i_{S_{a12}}^{001} + i_{S_{b12}}^{001}) + R_{DS(on)} \cdot (i_{S_a^l}^{001} + i_{S_b^l}^{001}) \quad (\text{A.23})$$

Dans ce cas $i_{S_c^l} = 0$ et le courant inductif qui se charge est conduit par les phases A et B. Durant cet état, le MOSFET S_c^l est bloqué, le courant de bus continu est décrit par (A.24).

$$C_a^h i_a(\theta) + C_b^h i_b(\theta) + C_c^h i_c(\theta) = i_c(\theta) \quad (\text{A.24})$$

Le courant de la phase C est conduit par le transistor du haut du bras C. La Fig. A.4 représente les différents courants lors de cet état actif. Le courant inductif peut alors être exprimé lors de cet état de charge de deux façons distinctes

$$i_L = i_{S_{a12}}^{001} + i_{S_{b12}}^{001} = i_{S_a^l}^{001} + i_{S_b^l}^{001} - i_c(\theta) \quad (\text{A.25})$$

En utilisant la définition (A.25) et en l'injectant dans (A.23) on obtient l'équation suivante :

$$2V_{in} = 2R_{DS(on)} \cdot i_L + R_{DS(on)} \cdot (i_L + i_c(\theta)) \quad (\text{A.26})$$

$$V_{in} = 2R_{DS(on)} \cdot i_{S_{a12}}^{001} + R_{DS(on)} \cdot i_{S_a^l}^{001} = \frac{3}{2} R_{DS(on)} \cdot i_L + \frac{1}{2} R_{DS(on)} \cdot i_c(\theta) \quad (\text{A.27})$$

et comme $i_{S_{a12}}^{001} = i_{S_a^l}^{001} + i_a(\theta)$, en développant, on trouve finalement :

$$i_{S_a^l}^{001} = \frac{i_L}{2} - \frac{2}{3} i_a(\theta) + \frac{1}{6} i_c(\theta) \quad (\text{A.28})$$

La valeur du courant traversant les interrupteurs S_{a12} est alors donné de manière instantanée à partir de $i_{S_{a12}}^{001} = i_{S_a^l}^{001} + i_a(\theta)$ par l'équation (A.29)

$$i_{S_{a12}}^{001} = \frac{i_L}{2} + \frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \quad (\text{A.29})$$

Enfin, le dernier cas de figure à définir concerne un vecteur actif ou seul un des bras conduit et voit passer le courant inductif i_L .

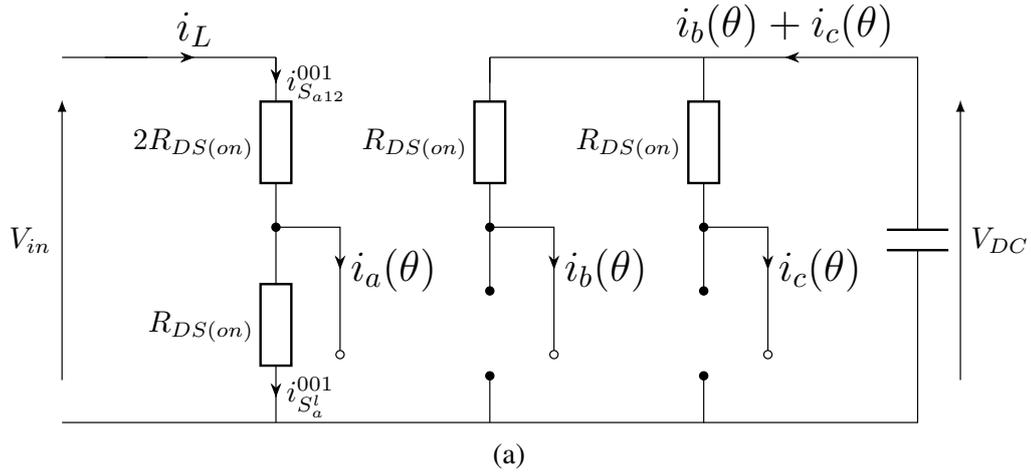


FIGURE A.5 – Circuit équivalent du B-ASSI en mode non saturé pendant l'état actif V_{011} pour la définition des courants

Pour cet état, le courant inductif est entièrement conduit par une unique branche de l'onduleur, ici la phase A. Cet état est représenté sur la Fig. A.5. On obtient de manière immédiate

$$i_{S_{a12}}^{011} = i_L \quad (\text{A.30})$$

et de même

$$i_{S_a^l}^{011} = i_{S_{a12}}^{011} - i_a(\theta) = i_L - i_a(\theta) \quad (\text{A.31})$$

Ainsi en considérant les différentes valeurs de courant dérivées dans les équations (A.20) à (A.31), tous les cas possibles ont été traités. Ces équations définissent les valeurs que peut prendre le courant, pour chaque interrupteur, pendant une période de découpage en fonction du vecteur appliqué.

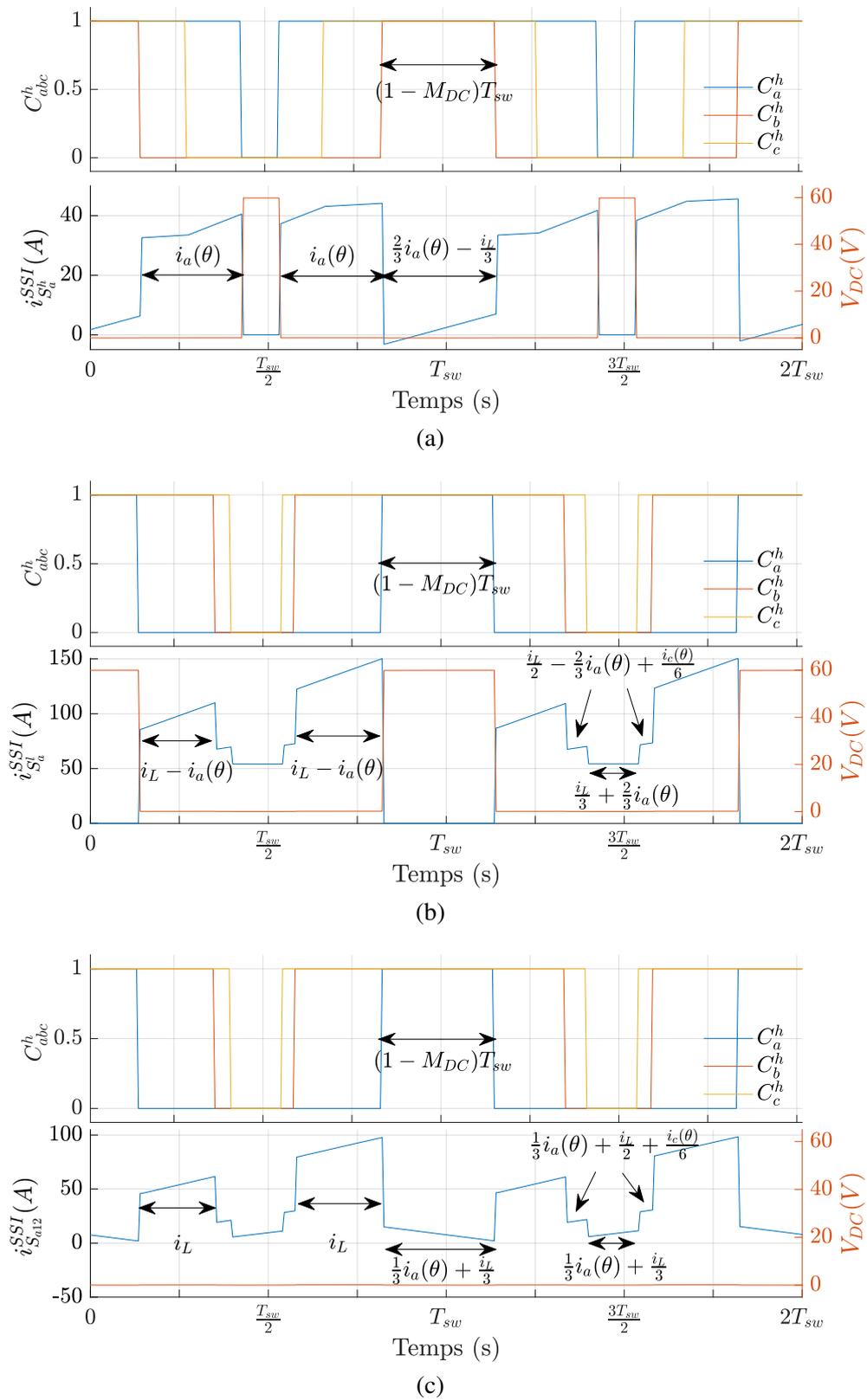
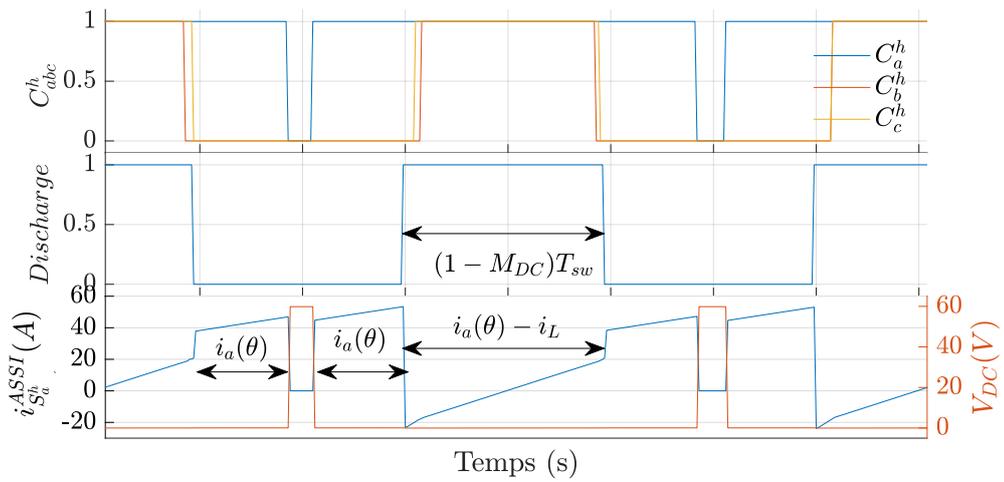
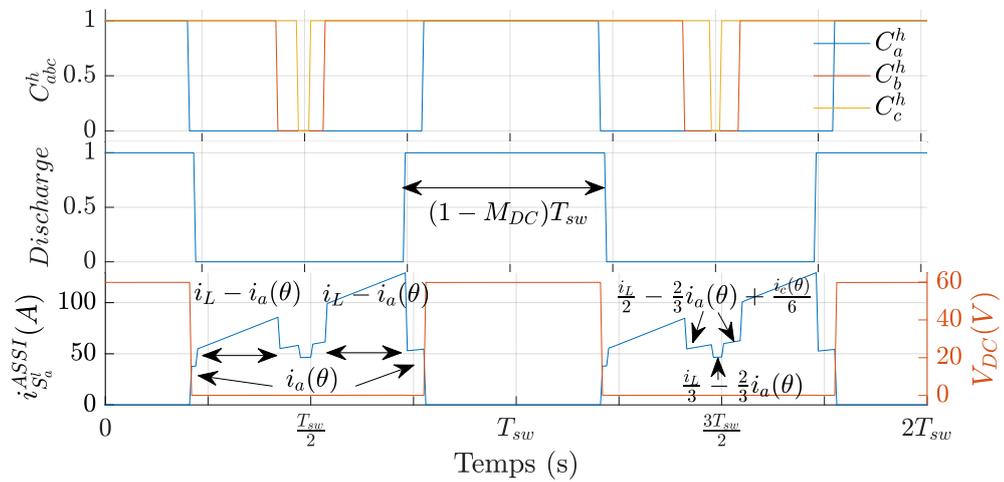


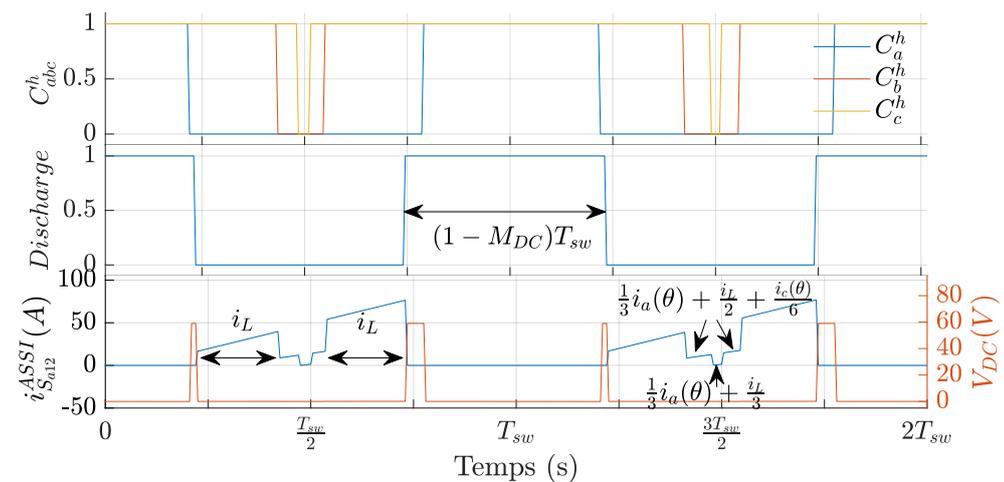
FIGURE A.6 – Exemple en simulation des courants traversant les semi-conducteurs en mode non saturé/SSSI pour : (a) - le MOSFET haut du bras onduleur S_a^h , (b) - le MOSFET bas du bras onduleur S_a^l , (c) - les MOSFETs additionnels du SSI côté DCS_{a12}



(a)



(b)



(c)

FIGURE A.7 – Exemple en simulation des courants traversant les semi-conducteurs en mode saturé/ASSI pour : (a) - le MOSFET haut du bras onduleur S_a^h , (b) - le MOSFET bas du bras onduleur S_a^l , (c) - les MOSFETs additionnels du SSI côté DCS $_{a12}$

A.2.2 Expressions des secteurs de fonctionnement du B-ASSI

Pour le mode saturé du B-ASSI, l'utilisation de trois rapports cycliques supplémentaires fait apparaître des nouvelles conditions pour chaque secteur de MLI. Cela est dû au fait que les conditions pour les rapports cycliques additionnels α_{abc1} dépendent de la comparaison entre $1 - M_{DC}$ et les rapports cycliques onduleur α_{abc} . Il a été énuméré, dans le cas de cette modulation, que deux des rapports cycliques α_{abc1} peuvent se chevaucher. Au total, pour chaque secteur, un changement quelconque dans les rapports cycliques α_{abc1} sera à prendre en compte. Une nouvelle condition est à prendre en compte sur chaque secteur. Cela revient à considérer la MLI sur douze secteurs différents. Pour illustrer, la condition additionnelle sur le secteur I est donnée par la condition suivante :

$$\alpha_b(\theta) = (1 - M_{DC}) \quad (\text{A.32})$$

Avec la valeur du rapport cyclique $\alpha_b(\theta)$ sur le secteur I donné en Tab. A.3, on a

$$M_{ac} \sin(\theta) + (1 - M_{ac}) = (1 - M_{DC}) \quad (\text{A.33})$$

La position électrique sur le premier secteur pour laquelle la condition de décharge inductive change est exprimée par

$$\theta = a \sin\left(\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right) \quad (\text{A.34})$$

Une table récapitulative de toutes les conditions additionnelles sur chaque secteur pour le mode saturé du B-ASSI est proposée en Tab. A.4.

TABLE A.4 – Expression des rapports cycliques dans le cas d'une SVPWM

Secteur	θ
I	$a \sin\left(\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right)$
II	$\frac{2\pi}{3} - a \sin\left(\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right)$
III	$\frac{2\pi}{3} - a \sin\left(-\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right)$
IV	$-a \cos\left(-\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right) - \frac{\pi}{6}$
V	$-a \cos\left(\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right) - \frac{\pi}{6}$
VI	$a \sin\left(-\frac{M_{ac} - M_{DC}}{M_{ac}}\right)$

A.2.3 Définition explicite des valeurs efficaces des courants du B-ASSI

Un exemple de la définition des courants sur chaque période de découpage est présenté sur la Fig. A.6. Dans ce cas de figure, le convertisseur est en mode non-saturé. La période de découpage choisie est celle qui prend en compte les cas les plus complexes pour chaque courant respectif. Les conditions changent alors en fonction des durées respectives des rapports cycliques. Les sous figures A.6a à A.6c représentent donc les courants obtenus en mode non-saturé dans un cas représentatif. Ainsi, pour le MOSFET du haut du bras, les courants sont relativement aisés à exprimer. Le courant traversant le composant prend la valeur (A.19) pendant toute la durée $T_{sw}(1 - M_{DC})$ l'état zéro V_{111} fixée par l'enveloppe basse des rapports cycliques. Sinon, le composant conduira le courant de phase pour tout autre instant lorsque sa commande associée $C_a^h = 1$ en dehors de l'état zéro V_{111} . Sur la sous-figure A.6a, un changement dans le courant est visible lorsque la commande C_b^h passe à un. La formulation de ce courant $i_{S_a^h}^{SSI}$ est la plus simple, et peut même être généralisé au tour électrique complet. Les valeurs

de courant efficace conduits par le MOSFET et par sa diode en anti-parallèle sont alors exprimés par (A.35) et (A.36) respectivement.

$$\begin{aligned} \left(i_{MOSFET,h}^{eff,SSI}\right)^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} i_a^2(\theta) \cdot (\alpha_a(\theta) - (1 - M_{DC})) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{3}\right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) d\theta \right] \end{aligned} \quad (A.35)$$

$$\begin{aligned} \left(i_{Diode,h}^{eff,SSI}\right)^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2}+\phi}^{-\frac{\pi}{2}+\phi} i_a^2(\theta) \cdot (\alpha_a(\theta) - (1 - M_{DC})) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{1}{3}i_L\right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) d\theta \right] \end{aligned} \quad (A.36)$$

Le courant conduit par le MOSFET bas du bras onduleur est légèrement plus complexe. Le MOSFET sera à l'état passant pendant tous les états zéros V_{000} , mais également sur tout état actif ou la durée $T_{sw}\alpha_a(\theta)$ n'est pas la minimum des trois rapports cycliques. De plus, la valeur prise par le courant varie de secteur en secteur. Comme évoqué, la sous figure A.6b représente le cas de figure le plus complexe pouvant survenir. Le courant prend successivement les valeurs de : (A.21) pendant l'état zéros V_{000} , (A.31) pendant la durée d'application du premier vecteur actif de la période de découpage, et (A.28) pendant la durée d'application du second vecteur actif. Les valeurs efficaces du courant traversant le MOSFET du bas du bras onduleur et sa diode sont exprimés par (A.37) et (A.38) respectivement.

Les MOSFETs additionnels S_{a1} et S_{a2} conduisent un courant identique. Le MOSFET S_{a1} conduit le courant tandis que pour l'interrupteur S_{a2} , la diode anti-parallèle conduit. Comme présenté sur la sous-figure Fig. A.6c, Le courant du MOSFET S_{a1} ou S_{a2} est donné par (A.20), (A.30) et (A.29). Le MOSFET S_{a1} conduit alors du moment que l'un ou l'autre des MOSFETs S_a^h et S_a^l est passant. C'est-à-dire que le MOSFET S_{a1} est passant sur toute la période de découpage. On ne définit alors qu'un unique courant traversant les composants S_{a12} , dont la valeur est exprimée en (A.39).

$$\begin{aligned}
(i_{MOSFET,l}^{eff,SSI})^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) \right. \right. \\
&+ \left. \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \\
&+ \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) + (i_L - i_a(\theta))^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right. \\
&+ \left. \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_c(\theta)) \right) d\theta \\
&+ \int_{-\pi}^{-\frac{2\pi}{3}} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) + (i_L - i_a(\theta))^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right. \\
&+ \left. \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_b(\theta)) \right) d\theta \\
&+ \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{2}+\phi} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) \right. \\
&+ \left. \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \left. \right] \tag{A.37}
\end{aligned}$$

$$(i_{Diode,l}^{eff,SSI})^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_a(\theta)) d\theta \right] \tag{A.38}$$

$$\begin{aligned}
(i_{MOSFET,DC}^{eff,SSI})^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot ((1 - \alpha_b(\theta)) + (1 - M_{DC})) \right. \right. \\
&+ \left. \left. \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \right. \\
&+ \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot ((1 - \alpha_b(\theta)) + (1 - M_{DC})) + i_L^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right. \\
&+ \left. \left. \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_c(\theta)) \right) d\theta \right. \\
&+ \int_{-\pi}^{-\frac{2\pi}{3}} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot ((1 - \alpha_c(\theta)) + (1 - M_{DC})) + i_L^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right. \\
&+ \left. \left. \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_b(\theta)) \right) d\theta \right. \\
&+ \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{3}} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot ((1 - \alpha_c(\theta)) + (1 - M_{DC})) \right. \\
&+ \left. \left. \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \right. \\
&+ \left. \left. \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot ((1 - \alpha_b(\theta)) + (1 - M_{DC})) d\theta \right] \quad (A.39)
\end{aligned}$$

Les intégrales définissant les niveaux de courants efficaces traversant les composants pour le mode saturé du convertisseur sont donnés dans les équations suivantes : pour le MOSFET haut du bras onduleur (A.40), pour sa diode anti-parallèle (A.41), pour le MOSFET et la diode basse du bras onduleur (A.42) et (A.43) respectivement, et enfin pour les transistors additionnels (A.44).

$$\begin{aligned}
(i_{MOSFET,h}^{eff,ASSI})^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \left(i_a^2(\theta) \cdot (\alpha_a(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) d\theta \right. \\
&+ \int_{\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{\frac{\pi}{3}} \left(\left(\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{2} - \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \\
&+ \left. \int_{-\frac{\pi}{3}}^{-\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{2} - \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \right] \quad (A.40)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(i_{Diode,h}^{eff,ASSI})^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\arcsin(\frac{Mac-MDC}{Mac})}^{\arcsin(\frac{Mac-MDC}{Mac})} \left((i_a(\theta) - i_L)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \right. \\
&\quad + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3} - \arcsin(\frac{Mac-MDC}{Mac})} \left(\left(\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{2} - \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \\
&\quad + \int_{-\arccos(\frac{Mac-MDC}{Mac}) - \frac{\pi}{6}}^{-\frac{\pi}{3}} \left(\left(\frac{2}{3}i_a(\theta) - \frac{i_L}{2} - \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \\
&\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{-\frac{\pi}{2} + \phi} i_a(\theta)^2 \cdot \alpha_a(\theta) d\theta \right] \tag{A.41}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(i_{MOSFET,l}^{eff,ASSI})^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{2\pi}{3} - \arcsin(\frac{Mac-MDC}{Mac})} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \right. \\
&\quad + \int_{\frac{2\pi}{3} - \arcsin(\frac{Mac-MDC}{Mac})}^{\frac{2\pi}{3} - \arcsin(-\frac{Mac-MDC}{Mac})} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) + (i_a(\theta))^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_a(\theta)) \right. \\
&\quad \left. + \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) d\theta \\
&\quad + \int_{\frac{2\pi}{3} - \arcsin(-\frac{Mac-MDC}{Mac})}^{\pi} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) + (i_L - i_a(\theta))^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) \\
&\quad \left. + \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_c(\theta)) + (i_a(\theta))^2 \cdot (\alpha_a(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) d\theta \\
&\quad + \int_{-\pi}^{-\arccos(-\frac{Mac-MDC}{Mac}) - \frac{\pi}{6}} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) + (i_L - i_a(\theta))^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_b(\theta)) \right) \\
&\quad \left. + \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_b(\theta)) + (i_a(\theta))^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \\
&\quad + \int_{-\arccos(-\frac{Mac-MDC}{Mac}) - \frac{\pi}{6}}^{-\arccos(\frac{Mac-MDC}{Mac}) - \frac{\pi}{6}} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) + (i_a(\theta))^2 \cdot ((1 - M_{DC}) - \alpha_a(\theta)) \right. \\
&\quad \left. + \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) d\theta \\
&\quad + \int_{-\arccos(\frac{Mac-MDC}{Mac}) - \frac{\pi}{6}}^{-\frac{\pi}{2} + \phi} \left(\left(\frac{i_L}{3} - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) \right. \\
&\quad \left. + \left(\frac{i_L}{2} - \frac{2}{3}i_a(\theta) + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \left. \right] \tag{A.42}
\end{aligned}$$

$$(i_{Diode,l}^{eff,ASSI})^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2} + \phi} \left(\frac{1}{3}i_L - \frac{2}{3}i_a(\theta) \right)^2 \cdot (1 - \alpha_a(\theta)) d\theta \tag{A.43}$$

$$\begin{aligned}
(i_{MOSFET,DC}^{eff,ASSI})^2 = & \\
& \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_a(\theta)) + i_L^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \right. \\
& + \int_{\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{\frac{\pi}{3}} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_a(\theta)) + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \\
& + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}-\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right. \\
& \left. + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \\
& + \int_{\frac{2\pi}{3}-\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{\frac{2\pi}{3}-\arcsin(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) d\theta \\
& + \int_{\frac{2\pi}{3}-\arcsin(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{\pi} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_b(\theta)) + i_L^2 \cdot (\alpha_c - (1 - M_{DC})) \right. \\
& \left. + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_b(\theta) - \alpha_c(\theta)) \right) d\theta \\
& + \int_{-\pi}^{-\arccos(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) + i_L^2 \cdot (\alpha_b - (1 - M_{DC})) \right. \\
& \left. + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_b(\theta)) \right) d\theta \\
& + \int_{-\arccos(-\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{-\arccos(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - (1 - M_{DC})) \right) d\theta \\
& + \int_{-\arccos(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})}^{-\frac{\pi}{3}} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_c(\theta)) + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right. \\
& \left. + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_c(\theta) \right)^2 \cdot (\alpha_c(\theta) - \alpha_a(\theta)) \right) d\theta \\
& \left. + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{-\arcsin(\frac{M_{ac}-M_{DC}}{M_{ac}})} \left(\left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{3} \right)^2 \cdot (1 - \alpha_a(\theta)) + \left(\frac{1}{3}i_a(\theta) + \frac{i_L}{2} + \frac{1}{6}i_b(\theta) \right)^2 \cdot (1 - M_{DC}) \right) d\theta \right]
\end{aligned} \tag{A.44}$$

Bibliographie

- [1] Advanced Propulsion Center UK. *Power Electronics Roadmap 2020*. 2021. URL : https://www.apcuk.co.uk/wp-content/uploads/2021/09/https___www.apcuk_.co_.uk_app_uploads_2021_02_Exec-summary-Technology-Roadmap-Power-Electronics-final.pdf.
- [2] Chandra Sekhar GOLI et al. « Review of Recent Trends in Design of Traction Inverters for Electric Vehicle Applications ». In : *2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2021, p. 1-6. DOI : [10.1109/PEDG51384.2021.9494164](https://doi.org/10.1109/PEDG51384.2021.9494164).
- [3] Jinming LIU et al. « Design of the Chevrolet Bolt EV Propulsion System ». In : (2016). DOI : <https://doi.org/10.4271/2016-01-1153>. URL : <https://doi.org/10.4271/2016-01-1153>.
- [4] Faizul MOMEN, Khwaja RAHMAN et Yochan SON. « Electrical Propulsion System Design of Chevrolet Bolt Battery Electric Vehicle ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 55.1 (2019), p. 376-384. DOI : [10.1109/TIA.2018.2868280](https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2868280).
- [5] Kazushige NAMIKI, Kohei MUROTA et Mitsuhiro SHOJI. « High Performance Motor and Inverter System for a Newly Developed Electric Vehicle ». In : *WCX World Congress Experience*. SAE International, 2018. DOI : <https://doi.org/10.4271/2018-01-0461>. URL : <https://doi.org/10.4271/2018-01-0461>.
- [6] Tim BURRESS. « Electrical Performance, Reliability Analysis, and Characterization ». In : *DoE VTO Annual Merit Review* (2017).
- [7] Timothy A. BURRESS et al. *Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System*. 2011. DOI : [10.2172/1007833](https://doi.org/10.2172/1007833). URL : <https://www.osti.gov/biblio/1007833-qNciEv/>.
- [8] Tim BURRESS et al. « Evaluation of the 2007 Toyota Camry Hybrid Syneregy Drive System ». In : (avr. 2008). DOI : [10.2172/928684](https://doi.org/10.2172/928684).
- [9] Fang Zheng PENG. « Z-source inverter ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.2 (2003), p. 504-510. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2003.808920](https://doi.org/10.1109/TIA.2003.808920).
- [10] Xiaokang ZHANG. « Multi-functional converter for three-phase motor drives : Modeling, analysis and fault-tolerant control ». Theses. Université de Lyon, mars 2022. URL : <https://theses.hal.science/tel-03709325>.
- [11] Martin GENDRIN. « Contribution au développement d'une mini-pelle tout-électrique : Approche prédictive pour la commande efficace et compliant des actionneurs électromécaniques ». 2016LYSEI050. Thèse de doct. 2016. URL : <http://www.theses.fr/2016LYSEI050/document>.
- [12] The Dung NGUYEN. « Étude des stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué ». Thèse de doct. Compiègne. URL : <http://www.theses.fr/2011COMP1968>.

- [13] S. BOLOGNANI et M. ZIGLIOTTO. « Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 33.2 (1997), p. 525-530. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/28.568019](https://doi.org/10.1109/28.568019).
- [14] A. M. HAVA, R. J. KERKMAN et T. A. LIPO. « Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies : analysis, comparison, and design ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 13.4 (1998), p. 674-689. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/63.704136](https://doi.org/10.1109/63.704136).
- [15] J. HOLTZ, W. LOTZKAT et A. M. KHAMBADKONE. « On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 8.4 (1993), p. 546-553. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/63.261026](https://doi.org/10.1109/63.261026).
- [16] *Downloadable Dynamometer Database Electric Vehicle Testing : Chevrolet Spark EV 2015*. 2015. URL : <https://www.anl.gov/taps/d3-2015-chevrolet-spark-ev> (visité le 12/06/2023).
- [17] Nan ZHAO et al. « Investigation of DC-Link Voltage and Temperature Variations on EV Traction System Design ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 53.4 (2017), p. 3707-3718. DOI : [10.1109/TIA.2017.2692198](https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2692198).
- [18] Yongsoon PARK et Seung-Ki SUL. « A novel method to compensate non-linearity of inverter in sensorless operation of PMSM ». In : *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*. IEEE, p. 915-922. ISBN : 978-1-61284-958-4. DOI : [10.1109/ICPE.2011.5944644](https://doi.org/10.1109/ICPE.2011.5944644).
- [19] Seyyed Mohammad SEYYEDZADEH et al. « Modeling of the Nonlinear Characteristics of Voltage Source Inverters for Motor Self-Commissioning ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.12 (2019), p. 12154-12164. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2019.2909141](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2909141).
- [20] H. ZHAO, Q.M.J. WU et A. KAWAMURA. « An Accurate Approach of Nonlinearity Compensation for VSI Inverter Output Voltage ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 19.4 (2004), p. 1029-1035. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2004.830072](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.830072).
- [21] Seyyed Mohammad SEYYEDZADEH et Abbas SHOULAIE. « Accurate Modeling of the Nonlinear Characteristic of a Voltage Source Inverter for Better Performance in Near Zero Currents ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.1 (2019), p. 71-78. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2018.2823692](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2823692).
- [22] J. M. GUERRERO et al. « Inverter Nonlinearity Effects in High-Frequency Signal-Injection-Based Sensorless Control Methods ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.2 (2005), p. 618-626. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2005.844411](https://doi.org/10.1109/TIA.2005.844411).
- [23] Sara AHMED et al. « Small-Signal Model of Voltage Source Inverter (VSI) and Voltage Source Converter (VSC) Considering the DeadTime Effect and Space Vector Modulation Types ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.6 (2017), p. 4145-4156. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2016.2595568](https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2595568).
- [24] Daniel ZAMMIT, Cyril SPITERI STAINES et Maurice APAP. « Compensation techniques for non-linearities in H-bridge inverters ». In : *Journal of Electrical Systems and Information Technology* 3.3 (2016), p. 361-376. ISSN : 23147172. DOI : [10.1016/j.jesit.2016.07.007](https://doi.org/10.1016/j.jesit.2016.07.007).
- [25] Guangtong SHEN et al. « Automeasurement of the Inverter Output Voltage Delay Curve to Compensate for Inverter Nonlinearity in Sensorless Motor Drives ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.10 (2014), p. 5542-5553. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2013.2293134](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2293134).

- [26] Markus SEILMEIER, Christoph WOLZ et Bernhard PIEPENBREIER. « Modelling and model based compensation of non-ideal characteristics of two-level voltage source inverters for drive control application ». In : *2011 1st International Electric Drives Production Conference*. IEEE, p. 17-22. ISBN : 978-1-4577-1370-5. DOI : [10.1109/EDPC.2011.6085542](https://doi.org/10.1109/EDPC.2011.6085542).
- [27] A. R. MUNOZ et T. A. LIPO. « On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 14.4 (1999), p. 683-689. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/63.774205](https://doi.org/10.1109/63.774205).
- [28] Dafang WANG et al. « Influences on Output Distortion in Voltage Source Inverter Caused by Power Devices' Parasitic Capacitance ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.5 (2018), p. 4261-4273. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2017.2717859](https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2717859).
- [29] R. J. KERKMAN et al. « Effects of parasitics on the control of voltage source inverters ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 18.1 (2003), p. 140-150. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2002.807190](https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.807190).
- [30] Yi Ji et al. « Control Strategies of Mitigating Dead-time Effect on Power Converters : An Overview ». In : *Electronics* 8.2 (2019), p. 196. DOI : [10.3390/electronics8020196](https://doi.org/10.3390/electronics8020196).
- [31] N. URASAKI et al. « Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero current clamp and parasitic capacitor effects into account ». In : *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. IEEE, p. 2718-2723. ISBN : 0-7803-8730-9. DOI : [10.1109/IECON.2004.1432236](https://doi.org/10.1109/IECON.2004.1432236).
- [32] Nicola BEDETTI, Sandro CALLIGARO et Roberto PETRELLA. « Self-Commissioning of Inverter Dead-Time Compensation by Multiple Linear Regression Based on a Physical Model ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.5 (2015), p. 3954-3964. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2015.2436882](https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2436882).
- [33] D. LEGGATE et R. J. KERKMAN. « Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44.2 (1997), p. 191-197. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/41.564157](https://doi.org/10.1109/41.564157).
- [34] Zhendong ZHANG et Longya XU. « Dead-Time Compensation of Inverters Considering Snubber and Parasitic Capacitance ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.6 (2014), p. 3179-3187. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2013.2275551](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2275551).
- [35] Tomoyuki MANNEN et Hideaki FUJITA. « Dead-Time Compensation Method Based on Current Ripple Estimation ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.7 (2015), p. 4016-4024. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2014.2352716](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2352716).
- [36] Dafang WANG et al. « Influences on Output Distortion in Voltage Source Inverter Caused by Power Devices' Parasitic Capacitance ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.5 (2018), p. 4261-4273. DOI : [10.1109/TPEL.2017.2717859](https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2717859).
- [37] Wenyi LIANG et al. « Analytical Modeling of Current Harmonic Components in PMSM Drive With Voltage-Source Inverter by SVPWM Technique ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 29.3 (2014), p. 673-680. DOI : [10.1109/TEC.2014.2317072](https://doi.org/10.1109/TEC.2014.2317072).
- [38] Yongsoon PARK et Seung-Ki SUL. « A Novel Method Utilizing Trapezoidal Voltage to Compensate for Inverter Nonlinearity ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.12 (2012), p. 4837-4846. DOI : [10.1109/TPEL.2012.2192451](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2192451).
- [39] Yongsoon PARK et Seung-Ki SUL. « Implementation Schemes to Compensate for Inverter Nonlinearity Based on Trapezoidal Voltage ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.2 (2014), p. 1066-1073. DOI : [10.1109/TIA.2013.2272431](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2272431).
- [40] Lei WANG et al. « An Improved Trapezoidal Voltage Method for Dead-Time Compensation in Three-Phase Voltage Source Converter ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 37.8 (2022), p. 8785-8789. DOI : [10.1109/TPEL.2022.3156576](https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3156576).

- [41] Tomoyuki MANNEN et Hideaki FUJITA. « Dead-Time Compensation Method Based on Current Ripple Estimation ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.7 (2015), p. 4016-4024. DOI : [10.1109/TPEL.2014.2352716](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2352716).
- [42] Zewei SHEN et Dong JIANG. « Dead-Time Effect Compensation Method Based on Current Ripple Prediction for Voltage-Source Inverters ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.1 (2019), p. 971-983. DOI : [10.1109/TPEL.2018.2820727](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2820727).
- [43] Gianmario PELLEGRINO et al. « Accurate Inverter Error Compensation and Related Self-Commissioning Scheme in Sensorless Induction Motor Drives ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 46.5 (2010), p. 1970-1978. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2010.2057395](https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2057395).
- [44] Dong-Hee LEE et Jin-Woo AHN. « A Simple and Direct Dead-Time Effect Compensation Scheme in PWM-VSI ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.5 (2014), p. 3017-3025. DOI : [10.1109/TIA.2014.2303932](https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2303932).
- [45] Zhendong ZHANG et Longya XU. « Dead-Time Compensation of Inverters Considering Snubber and Parasitic Capacitance ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.6 (2014), p. 3179-3187. DOI : [10.1109/TPEL.2013.2275551](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2275551).
- [46] Seyyed Mohammad SEYYEDZADEH et Abbas SHOULAIE. « Accurate Modeling of the Nonlinear Characteristic of a Voltage Source Inverter for Better Performance in Near Zero Currents ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.1 (2019), p. 71-78. DOI : [10.1109/TIE.2018.2823692](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2823692).
- [47] N. URASAKI et al. « An adaptive dead-time compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 20.5 (2005), p. 1150-1160. DOI : [10.1109/TPEL.2005.854046](https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.854046).
- [48] Dong-Min PARK et Kyeong-Hwa KIM. « Parameter-Independent Online Compensation Scheme for Dead Time and Inverter Nonlinearity in IPMSM Drive Through Waveform Analysis ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.2 (2014), p. 701-707. DOI : [10.1109/TIE.2013.2251737](https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2251737).
- [49] Xue HAO et Yutao LUO. « An SMC-ESO-Based Distortion Voltage Compensation Strategy for PWM VSI of PMSM ». In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 10.5 (2022), p. 5686-5697. DOI : [10.1109/JESTPE.2022.3185315](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3185315).
- [50] Yuanlin WANG et al. « A Precise Voltage Distortion Compensation Strategy for Voltage Source Inverters ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.1 (2018), p. 59-66. DOI : [10.1109/TIE.2017.2716866](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2716866).
- [51] Muhammad H. RASHID. *Power electronics handbook : Devices, circuits and applications = ited by Muhammad H. Rashid*. 3rd edition. Amsterdam, Boston et Paris etc. : Elsevier, 2011. ISBN : 9780123820365.
- [52] E. P. WIECHMANN et al. « On the Efficiency of Voltage Source and Current Source Inverters for High-Power Drives ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.4 (2008), p. 1771-1782. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2008.918625](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918625).
- [53] LUIS GABRIEL ALVES RODRIGUES. « Design and Characterization of a Three-phase Current Source Inverter using 1.7kV SiC Power Devices for Photovoltaic Applications ». Thèse de doct. Université Grenoble Alpes, 2020. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-02430948>.
- [54] Alaaeldien HASSAN et al. « A State of the Art of the Multilevel Inverters with Reduced Count Components ». In : *Electronics* 9.11 (2020), p. 1924. DOI : [10.3390/electronics9111924](https://doi.org/10.3390/electronics9111924).

- [55] Ahmed SALEM et al. « Voltage Source Multilevel Inverters With Reduced Device Count : Topological Review and Novel Comparative Factors ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.3 (2021), p. 2720-2747. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2020.3011908](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3011908).
- [56] J. RODRIGUEZ, Jih-Sheng LAI et Fang Zheng PENG. « Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49.4 (2002), p. 724-738. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2002.801052](https://doi.org/10.1109/TIE.2002.801052).
- [57] Jose RODRIGUEZ et al. « A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.7 (2010), p. 2219-2230. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2009.2032430](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2032430).
- [58] Mario SCHWEIZER et Johann W. KOLAR. « Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.2 (2013), p. 899-907. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2012.2203151](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2203151).
- [59] Akira NABAE, Isao TAKAHASHI et Hirofumi AKAGI. « A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-17.5 (1981), p. 518-523. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.1981.4503992](https://doi.org/10.1109/TIA.1981.4503992).
- [60] Amirreza POORFAKHRAEI, Mehdi NARIMANI et Ali EMADI. « A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles : Current Status and Future Trends ». In : *IEEE Open Journal of Power Electronics* 2 (2021), p. 155-170. DOI : [10.1109/OJPEL.2021.3063550](https://doi.org/10.1109/OJPEL.2021.3063550).
- [61] John REIMERS et al. « Automotive Traction Inverters : Current Status and Future Trends ». In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 68.4 (2019), p. 3337-3350. ISSN : 0018-9545. DOI : [10.1109/TVT.2019.2897899](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2897899).
- [62] Osamu KITAZAWA et al. « Development of Power Control Unit for Compact-Class Vehicle ». In : *SAE International Journal of Alternative Powertrains* 5.2 (2016), p. 278-285. ISSN : 2167-4191. DOI : <https://doi.org/10.4271/2016-01-1227>. URL : <https://doi.org/10.4271/2016-01-1227>.
- [63] T. KIMURA et al. « High-power-density inverter technology for hybrid and electric vehicle applications ». In : *Hitachi Review* 63 (mars 2014), p. 96-102.
- [64] Munehiro KAMIYA. « Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 126.4 (2006), p. 473-479. DOI : [10.1541/ieejias.126.473](https://doi.org/10.1541/ieejias.126.473).
- [65] Jorge O. ESTIMA et Antonio J. MARQUES CARDOSO. « Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles ». In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 61.3 (2012), p. 1021-1031. ISSN : 0018-9545. DOI : [10.1109/TVT.2012.2186993](https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2186993).
- [66] Ali NAJMABADI, Kieran HUMPHRIES et Benoit BOULET. « Implementation of a bidirectional DC-DC in electric powertrains for drive cycles used by medium duty delivery trucks ». In : *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2015, p. 1338-1345. DOI : [10.1109/ECCE.2015.7309848](https://doi.org/10.1109/ECCE.2015.7309848).
- [67] Stephan TENNER, Stephan GIMTHER et Wilfried HOFMANN. « Loss minimization of electric drive systems using a DC/DC converter and an optimized battery voltage in automotive applications ». In : *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2011, p. 1-7. DOI : [10.1109/VPPC.2011.6043024](https://doi.org/10.1109/VPPC.2011.6043024).
- [68] R. H. STAUNTON et al. « Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System ». In : (mai 2006). DOI : [10.2172/890029](https://doi.org/10.2172/890029). URL : <https://www.osti.gov/biblio/890029>.

- [69] Mohammad ANWAR et al. « Development of a power dense and environmentally robust traction power inverter for the second-generation chevrolet VOLT extended-range EV ». In : *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2015, p. 6006-6013. DOI : [10.1109/ECCE.2015.7310502](https://doi.org/10.1109/ECCE.2015.7310502).
- [70] Yoshinobu HASUKA et al. « Development of Boost Converter for MIRAI ». In : (2015). ISSN : 0148-7191. DOI : <https://doi.org/10.4271/2015-01-1170>.
- [71] Yan CAO et al. « An efficient terminal voltage control for PEMFC based on an improved version of whale optimization algorithm ». In : *Energy Reports* 6 (2020), p. 530-542. ISSN : 2352-4847. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.egy.2020.02.035>. URL : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484719313083>.
- [72] Saijun ZHANG. « Analysis and minimization of the input current ripple of Interleaved Boost Converter ». In : *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2012, p. 852-856. DOI : [10.1109/APEC.2012.6165918](https://doi.org/10.1109/APEC.2012.6165918).
- [73] Ali EMADI et Pierre MAGNE. « POWER CONVERTER ». US2014117770 (A1). 2014.
- [74] Lea DORN-GOMBA. « Multi-Source Inverter for Electrified Vehicles ». Thèse de doct. Hamilton, Ontario, Canada : mcmaster university, 2018.
- [75] Lea DORN-GOMBA et al. « On the concept of the multi-source inverter ». In : *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2016, p. 453-459. ISBN : 978-1-4673-8393-6. DOI : [10.1109/APEC.2016.7467911](https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7467911).
- [76] Lea DORN-GOMBA et al. « On the Concept of the Multi-Source Inverter for Hybrid Electric Vehicle Powertrains ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.9 (2018), p. 7376-7386. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2017.2765247](https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2765247).
- [77] O. SALARI et al. « A novel nine-level boost inverter with reduced structure and simple DC link capacitor control ». In : *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. IEEE, 2017, P.1-P.10. ISBN : 978-90-75815-27-6. DOI : [10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099069](https://doi.org/10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099069).
- [78] Xiaokang ZHANG, Jean-Yves GAUTHIER et Xuefang LIN-SHI. « Innovative Fault-Tolerant Three-Phase SPMSM Drive Without Split Capacitors, Auxiliary Legs, or TRIACs ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.7 (2021), p. 8128-8140. DOI : [10.1109/TPEL.2020.3048070](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3048070).
- [79] Xiaokang ZHANG. « Multi-functional converter for three-phase motor drives : Modeling, analysis and fault-tolerant control ». 2022LYSEI021. Thèse de doct. 2022. URL : <http://www.theses.fr/2022LYSEI021/document>.
- [80] M. SHEN et al. « Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles ». In : *Power Electronics in Transportation (IEEE Cat. No.04TH8756)*. IEEE, 2014, p. 125-132. ISBN : 0-7803-8538-1. DOI : [10.1109/PET.2004.1393815](https://doi.org/10.1109/PET.2004.1393815).
- [81] Feng GUO et al. « Development of an 85-kW Bidirectional Quasi-Z-Source Inverter With DC-Link Feed-Forward Compensation for Electric Vehicle Applications ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.12 (2013), p. 5477-5488. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2012.2237523](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2237523).
- [82] Alexandre BATTISTON et al. « Comparison Criteria for Electric Traction System Using Z-Source/Quasi Z-Source Inverter and Conventional Architectures ». In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 2.3 (2014), p. 467-476. ISSN : 2168-6777. DOI : [10.1109/JESTPE.2014.2298755](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2298755).
- [83] M. NGUYEN, Y. LIM et G. CHO. « Switched-Inductor Quasi-Z-Source Inverter ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.11 (2011), p. 3183-3191. ISSN : 1941-0107. DOI : [10.1109/TPEL.2011.2141153](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2141153).

- [84] Nafis SUBHANI et al. « Z–source inverter topologies with switched Z–impedance networks : A review ». In : *IET Power Electronics* 14.4 (2021), p. 727-750. ISSN : 1755-4535. DOI : [10.1049/pel2.12064](https://doi.org/10.1049/pel2.12064).
- [85] Yam P. SIWAKOTI et al. « Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I : A Topological Review ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.2 (2015), p. 699-716. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2014.2313746](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2313746).
- [86] Reddiprasad REDDIVARI et Debashisha JENA. « A Correlative Investigation of Impedance Source Networks : A Comprehensive Review ». In : *IETE Technical Review* (2021), p. 1-34. ISSN : 0256-4602. DOI : [10.1080/02564602.2020.1870006](https://doi.org/10.1080/02564602.2020.1870006).
- [87] Daouda MANDE, João Pedro TROVÃO et Minh Cao TA. « Comprehensive Review on Main Topologies of Impedance Source Inverter Used in Electric Vehicle Applications ». In : *World Electric Vehicle Journal* 11.2 (2020), p. 37. DOI : [10.3390/wevj11020037](https://doi.org/10.3390/wevj11020037).
- [88] Yam P. SIWAKOTI et al. « Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part II : Review of Control and Modulation Techniques ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.4 (2015), p. 1887-1906. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2014.2329859](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2329859).
- [89] Ahmed ABDELHAKIM, Frede BLAABJERG et Paolo MATTAVELLI. « Modulation Schemes of the Three-Phase Impedance Source Inverters—Part I : Classification and Review ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.8 (2018), p. 6309-6320. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2018.2793255](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2793255).
- [90] Ahmed ABDELHAKIM, Frede BLAABJERG et Paolo MATTAVELLI. « Modulation Schemes of the Three-Phase Impedance Source Inverters—Part II : Comparative Assessment ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.8 (2018), p. 6321-6332. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2018.2793205](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2793205).
- [91] Joel ANDERSON et F. Z. PENG. « Four quasi-Z-Source inverters ». In : *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2008, p. 2743-2749. ISBN : 978-1-4244-1667-7. DOI : [10.1109/PESC.2008.4592360](https://doi.org/10.1109/PESC.2008.4592360).
- [92] Ahmed ABDELHAKIM, Paolo MATTAVELLI et Giorgio SPIAZZI. « Three-Phase Split-Source Inverter (SSI) : Analysis and Modulation ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.11 (2016), p. 7451-7461. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2015.2513204](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2513204).
- [93] Ahmed ABDELHAKIM, Paolo MATTAVELLI et Giorgio SPIAZZI. « Split-source inverter ». In : *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2015, p. 001288-001293. ISBN : 978-1-4799-1762-4. DOI : [10.1109/IECON.2015.7392278](https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392278).
- [94] Sze Sing LEE et Yeh En HENG. « Improved Single-Phase Split-Source Inverter With Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.3 (2017), p. 2024-2031. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2016.2624724](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2624724).
- [95] Ahmed ABDELHAKIM et al. « Performance Evaluation of the Single-Phase Split-Source Inverter Using an Alternative DC–AC Configuration ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.1 (2018), p. 363-373. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2017.2714122](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2714122).
- [96] Sze Sing LEE et al. « Single-Phase Simplified Split-Source Inverter (S 3 I) for Boost DC–AC Power Conversion ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.10 (2019), p. 7643-7652. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2018.2886801](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2886801).
- [97] Sze Sing LEE et al. « Single-Phase Simplified Split-Source Inverter (S3I) for Boost DC–AC Power Conversion ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.10 (2019), p. 7643-7652. DOI : [10.1109/TIE.2018.2886801](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2886801).

- [98] Ahmed ABDELHAKIM et Paolo MATTAVELLI. « Analysis of the three-level diode-clamped split-source inverter ». In : *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2016, p. 3259-3264. ISBN : 978-1-5090-3474-1. DOI : [10.1109/IECON.2016.7793581](https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793581).
- [99] Ahmed ABDELHAKIM, Paolo MATTAVELLI et Giorgio SPIAZZI. « Three-Phase Three-Level Flying Capacitors Split-Source Inverters : Analysis and Modulation ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.6 (2017), p. 4571-4580. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2016.2645501](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2645501).
- [100] Seyed Hamid MONTAZERI, Jafar MILIMONFARED et MohammadReza ZOLGHADRI. « A New Modeling and Control Scheme for Cascaded Split-Source Converter Cells ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 69.8 (2022), p. 7618-7628. DOI : [10.1109/TIE.2021.3111559](https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3111559).
- [101] Seyed Hamid MONTAZERI, Jafar MILIMONFARED et Mohammad Reza ZOLGHADRI. « Multidimensional Pulsewidth Modulation for Cascaded Split-Source Inverter ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 70.1 (2023), p. 137-146. DOI : [10.1109/TIE.2022.3150087](https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3150087).
- [102] M. S. HASSAN et al. « Parallel Operation of Split-Source Inverters for PV Systems : Analysis and Modulation for Circulating Current and EMI Noise Reduction ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.8 (2021), p. 9547-9564. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2021.3052676](https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3052676).
- [103] M. S. HASSAN et al. « Three-Phase Split-Source Inverter-Fed PV Systems : Analysis and Mitigation of Common-Mode Voltage ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 35.9 (2020), p. 9824-9838. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2020.2971374](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2971374).
- [104] Ahmed ABDELHAKIM et al. « Decoupled Control Scheme of Grid-Connected Split-Source Inverters ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.8 (2017), p. 6202-6211. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2017.2677343](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2677343).
- [105] Manxin CHEN, Changqing YIN et Poh Chiang LOH. « Magnetically Coupled High-Voltage-Boost Split Y -Source Inverter Without Leakage-Induced Voltage Spikes ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.7 (2020), p. 5444-5455. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2019.2931227](https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2931227).
- [106] Alexander ABRAMOVITZ, Ben ZHAO et Keyue Ma SMEDLEY. « High-Gain Single-Stage Boosting Inverter for Photovoltaic Applications ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.5 (2016), p. 3550-3558. DOI : [10.1109/TPEL.2015.2457454](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2457454).
- [107] Fazal AKBAR et al. « A Family of Single-Stage High-Gain Dual-Buck Split-Source Inverters ». In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 8.2 (2020), p. 1701-1713. ISSN : 2168-6777. DOI : [10.1109/JESTPE.2019.2894384](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2019.2894384).
- [108] Manxin CHEN, Changqing YIN et Poh Chiang LOH. « Magnetically Coupled High-Voltage-Boost Split Y-Source Inverter Without Leakage-Induced Voltage Spikes ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.7 (2020), p. 5444-5455. DOI : [10.1109/TIE.2019.2931227](https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2931227).
- [109] Sherif M. DABOUR et al. « Modeling and Control of Single-Stage Quadratic-Boost Split Source Inverters ». In : *IEEE Access* 10 (2022), p. 24162-24180. DOI : [10.1109/ACCESS.2022.3153510](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3153510).
- [110] Changqing YIN et al. « Single-Stage Active Split-Source Inverter With High DC-Link Voltage Utilization ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.6 (2021), p. 6699-6711. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2020.3038688](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3038688).

- [111] Sherif M. DABOUR et al. « Analysis and Control of Simplified Dual-Output Single-Phase Split-Source Boost Inverters ». In : *2022 23rd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. 2022, p. 1-5. DOI : [10.1109/MEPCON55441.2022.10021748](https://doi.org/10.1109/MEPCON55441.2022.10021748).
- [112] Gabriel Maier Cocco et al. « Multi-Input Split-Source Inverter (MISSI) ». In : *2022 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)*. 2022, p. 1-6. DOI : [10.1109/SEPOC54972.2022.9976412](https://doi.org/10.1109/SEPOC54972.2022.9976412).
- [113] Sherif M. DABOUR et al. « An Optimal PWM Technique for Dual-Output Nine-Switch Boost Inverters With Minimum Passive Component Count ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.1 (2021), p. 1065-1079. ISSN : 0885-8993. DOI : [10.1109/TPEL.2020.3001372](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3001372).
- [114] Mohana Kishore PINJALA et Ravikumar BHIMASINGU. « Improving the DC-Link Utilization of Nine-Switch Boost Inverter Suitable for Six-Phase Induction Motor ». In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 6.3 (2020), p. 1177-1187. DOI : [10.1109/TTE.2020.3010337](https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3010337).
- [115] Sherif M. DABOUR et al. « Performance Analysis and Evaluation of Multiphase Split-Source Inverters ». In : *Energies* 15.22 (2022). ISSN : 1996-1073. DOI : [10.3390/en15228411](https://doi.org/10.3390/en15228411). URL : <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/22/8411>.
- [116] A.M. HAVA, R.J. KERKMAN et T.A. LIPO. « Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 14.1 (1999), p. 49-61. DOI : [10.1109/63.737592](https://doi.org/10.1109/63.737592).
- [117] Petar J. GRBOVIC et al. « Turn-on Performance of Reverse Blocking IGBT (RB IGBT) and Optimization Using Advanced Gate Driver ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.4 (2010), p. 970-980. DOI : [10.1109/TPEL.2009.2031805](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2031805).
- [118] N SATHEESH. « Advanced T-type NPC-3 level modules : A new possibility with RB-IGBT ' s ». In : 2014. URL : <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:198231524>.
- [119] Petar J. GRBOVIC et al. « Turn-on Performance of Reverse Blocking IGBT (RB IGBT) and Optimization Using Advanced Gate Driver ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.4 (2010), p. 970-980. DOI : [10.1109/TPEL.2009.2031805](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2031805).
- [120] Jae-Gil LEE et al. « Unidirectional AlGaIn/GaN-on-Si HFETs with reverse blocking drain ». In : *Applied Physics Express* 7.1 (déc. 2013), p. 014101. DOI : [10.7567/APEX.7.014101](https://doi.org/10.7567/APEX.7.014101). URL : <https://dx.doi.org/10.7567/APEX.7.014101>.
- [121] Jun MA, Minghua ZHU et Alison MATIOLI. « 900 V Reverse-Blocking GaN-on-Si MOSHEMTs With a Hybrid Tri-Anode Schottky Drain ». In : *IEEE Electron Device Letters* 38.12 (2017), p. 1704-1707. DOI : [10.1109/LED.2017.2761911](https://doi.org/10.1109/LED.2017.2761911).
- [122] Robert W. ERICKSON et Dragan MAKSIMOVIC. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. Springer, 2001.
- [123] H. ABDEL-GAWAD et V. K. SOOD. « Small-signal analysis of boost converter, including parasitics, operating in CCM ». In : *2014 6th IEEE Power India International Conference (PIICON)*. 2014, p. 1-5. DOI : [10.1109/POWERI.2014.7117622](https://doi.org/10.1109/POWERI.2014.7117622).
- [124] Himadry DAS et al. « Small Signal Modeling, Control and Experimentation of Boost Converter Including Parasitic Elements ». In : *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* 32 (mai 2021), p. 1-12. DOI : [10.1007/s40313-021-00735-8](https://doi.org/10.1007/s40313-021-00735-8).
- [125] B.F. CUNHA et J.D. PAGANO. « LIMITATIONS IN THE CONTROL OF A DC-DC BOOST CONVERTER ». In : *IFAC Proceedings Volumes* 35.1 (2002). 15th IFAC World Congress, p. 211-216. ISSN : 1474-6670. DOI : <https://doi.org/10.3182/20020721-6-ES-1901-01588>. URL : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667015400096>.

- [126] Ayhan ÖZDEMİR et Zekiye ERDEM. « Double-loop PI controller design of the DC-DC boost converter with a proposed approach for calculation of the controller parameters ». In : *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I : Journal of Systems and Control Engineering* 232 (nov. 2017), p. 095965181774000. DOI : [10.1177/0959651817740006](https://doi.org/10.1177/0959651817740006).
- [127] Marian K. KAZIMIERCZUK. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. Chichester : Wiley, 2008. ISBN : 9780470694640.
- [128] Johann W KOLAR. « Calculation of the passive and active component stress of three-phase PWM converter systems with high pulse rate ». In : *Proc. of 3rd European Power Electronics and Applications Conf.(EPE'89), Aachen (Germany), 10*. 1989.
- [129] J.W. KOLAR, H. ERTL et F.C. ZACH. « Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system ». In : *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 1990, 502-512 vol.1. DOI : [10.1109/IAS.1990.152232](https://doi.org/10.1109/IAS.1990.152232).
- [130] F. CASANELLAS. « Losses in PWM inverters using IGBTs ». English. In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 142 (4 juill. 1995), 285-288(3). ISSN : 1350-2352. URL : https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa_19952018.
- [131] P.D. EVANS. « Analysis of on-state losses in PWM inverters ». English. In : *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)* 136 (4 juill. 1989), 189-195(6). ISSN : 0143-7038. URL : <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-b.1989.0025>.
- [132] M.H. BIERHOFF et F.W. FUCHS. « Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation ». In : *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. T. 4. 2004, 2836-2842 Vol.4. DOI : [10.1109/PESC.2004.1355283](https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355283).
- [133] F. BLAABJERG et al. « An extended model of power losses in hard-switched IGBT-inverters ». In : *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. T. 3. 1996, 1454-1463 vol.3. DOI : [10.1109/IAS.1996.559258](https://doi.org/10.1109/IAS.1996.559258).
- [134] Edemar O PRADO et al. « Simple analytical model for accurate switching loss calculation in power MOSFETs using non-linearities of Miller capacitance ». In : *IET Power Electronics* 15.7 (2022), p. 594-604.
- [135] Jing GUO et al. « Improved method for MOSFET voltage rise-time and fall-time estimation in inverter switching loss calculation ». In : *2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. 2015, p. 1-6. DOI : [10.1109/ITEC.2015.7165790](https://doi.org/10.1109/ITEC.2015.7165790).
- [136] J. BROWN. *Power MOSFET basics : understanding gate charge and using it to assess switching performance*. 2004. URL : <https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf> (visité le 13/10/2023).
- [137] M. Piirschel D. GRAOVAC et A. KIEP. « MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters ». In : *Infineon : Application Note 2006-07 VI.1. – Infineon Technologies AG*. 2006.
- [138] Mehmet C. KULAN et al. « Empirical Implementation of the Steinmetz Equation to Compute Eddy Current Loss in Soft Magnetic Composite Components ». In : *IEEE Access* 10 (2022), p. 14610-14623. DOI : [10.1109/ACCESS.2022.3148593](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3148593).
- [139] *Nissan LEAF-Traction Motor System (TMS)*. 2011. URL : <https://carmanuals2.com/get/nissan-leaf-2011-traction-motor-system-tms-47803> (visité le 12/06/2023).
- [140] Anas IBRAHIM et Muhamad Zahim SUJOD. « The Impact of Variable DC-Bus Voltage Control on the Inverter Lifetime in Electric Vehicle Applications ». In : *2020 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications (ISIEA)*. IEEE, 2020, p. 1-6. ISBN : 978-1-7281-6614-8. DOI : [10.1109/ISIEA49364.2020.9188096](https://doi.org/10.1109/ISIEA49364.2020.9188096).

- [141] Joris LEMMENS, Johan DRIESEN et Piet VANASSCHE. « Dynamic DC-link voltage adaptation for thermal management of traction drives ». In : *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2013, p. 180-187. DOI : [10.1109/ECCE.2013.6646698](https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646698).
- [142] Timo SCHOENEN et al. « Advantages of a variable DC-link voltage by using a DC-DC converter in hybrid-electric vehicles ». In : *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2010, p. 1-5. ISBN : 978-1-4244-8220-7. DOI : [10.1109/VPPC.2010.5729003](https://doi.org/10.1109/VPPC.2010.5729003).
- [143] Chen-Yen YU, Jun TAMURA et Robert D. LORENZ. « Optimum DC Bus Voltage Analysis and Calculation Method for Inverters/Motors With Variable DC Bus Voltage ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 49.6 (2013), p. 2619-2627. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2013.2265873](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2265873).
- [144] Huimin LI et al. « Dynamic DC-link Voltage Adjustment for Electric Vehicles Considering the Cross Saturation Effects ». In : *Energies* 11.8 (2018), p. 2046. DOI : [10.3390/en11082046](https://doi.org/10.3390/en11082046).
- [145] Joris LEMMENS, Johan DRIESEN et Piet VANASSCHE. « Dynamic DC-link voltage adaptation for thermal management of traction drives ». In : *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2013, p. 180-187. DOI : [10.1109/ECCE.2013.6646698](https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646698).
- [146] Jorge O. ESTIMA et Antonio J. MARQUES CARDOSO. « Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles ». In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 61.3 (2012), p. 1021-1031. DOI : [10.1109/TVT.2012.2186993](https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2186993).
- [147] Kashyap Kumar PRABHAKAR et al. « Efficiency investigation for electric vehicle powertrain with variable DC-link bus voltage ». In : *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2016, p. 1796-1801. DOI : [10.1109/IECON.2016.7793714](https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793714).
- [148] Ali NAJMABADI et al. « Battery voltage optimization of a variable DC bus voltage control powertrain for medium duty delivery trucks for various drive cycles ». In : *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. IEEE, 2016, p. 1-6. ISBN : 978-1-5090-0403-4. DOI : [10.1109/ITEC.2016.7520259](https://doi.org/10.1109/ITEC.2016.7520259).
- [149] Arber HAXHIU et al. « The Variable DC Approach in Fuel cell And Battery Powered Marine Power Systems : Control of The Fuel Cell Power Converter ». In : *International Journal of Electrical and Computer Engineering Research* 1.2 (2021). DOI : [10.53375/ijecer.2021.33](https://doi.org/10.53375/ijecer.2021.33). URL : <https://ijecer.org/ijecer/article/view/33>.
- [150] Alexander ABRAMOVITZ, Chih-Sheng LIAO et Keyue SMEDLEY. « State-Plane Analysis of Regenerative Snubber for Flyback Converters ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.11 (2013), p. 5323-5332. DOI : [10.1109/TPEL.2013.2243845](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2243845).
- [151] Peipei MENG et al. « Analysis and design considerations for EMI and losses of RCD snubber in flyback converter ». In : *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2010, p. 642-647. DOI : [10.1109/APEC.2010.5433604](https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433604).
- [152] A. HREN, J. KORELIC et M. MILANOVIC. « RC-RCD clamp circuit for ringing losses reduction in a flyback converter ». In : *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs* 53.5 (2006), p. 369-373. DOI : [10.1109/TCSII.2006.870547](https://doi.org/10.1109/TCSII.2006.870547).
- [153] G. SPIAZZI, A. ZUCCATO et P. TENTI. « Analysis of conducted and radiated noise of soft-switched flyback DC-DC converter ». In : *Proceedings of Intelec'96 - International Telecommunications Energy Conference*. 1996, p. 297-304. DOI : [10.1109/INTLEC.1996.573328](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1996.573328).
- [154] Thomas LABELLA et al. « Dead time optimization through loss analysis of an active-clamp flyback converter utilizing GaN devices ». In : *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012, p. 3882-3889. DOI : [10.1109/ECCE.2012.6342304](https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342304).
- [155] Bor-Ren LIN et al. « Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter ». In : *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. T. 1. 2005, p. 424-429. DOI : [10.1109/PEDS.2005.1619724](https://doi.org/10.1109/PEDS.2005.1619724).

- [156] R. WATSON, F.C. LEE et G.C. HUA. « Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 11.1 (1996), p. 162-169. DOI : [10.1109/63.484429](https://doi.org/10.1109/63.484429).
- [157] Nicolas DENIS, Yenyi WU et Keisuke FUJISAKI. « Impact of the inverter DC bus voltage on the core losses of a permanent magnet synchronous motor at constant speed ». In : *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2016, p. 1-6.
- [158] Léopold SEPULCHRE et al. « MTPV Flux-Weakening Strategy for PMSM High Speed Drive ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.6 (2018), p. 6081-6089. DOI : [10.1109/TIA.2018.2856841](https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2856841).
- [159] Lino GUZZELLA et Antonio SCIARRETTA. *Vehicle Propulsion Systems : Introduction to Modeling and Optimization*. Jan. 2007. ISBN : 978-3-642-35912-5. DOI : [10.1007/978-3-642-35913-2](https://doi.org/10.1007/978-3-642-35913-2).
- [160] *Toyota Mirai Technical Specifications*. URL : <https://media.toyota.co.uk/wp-content/uploads/sites/5/pdf/220203M-Mirai-Tech-Spec.pdf>.
- [161] J. W. KOLAR. « Analytical calculation of the RMS current stress on the DC link capacitor of voltage DC link PWM converter systems ». In : *9th International Conference on Electrical Machines and Drives*. IEE, 1999, p. 81-89. ISBN : 0 85296 720 9. DOI : [10.1049/cp:19990995](https://doi.org/10.1049/cp:19990995).
- [162] P. A. DAHONO, Y. SATO et T. KATAOKA. « Analysis and minimization of ripple components of input current and voltage of PWM inverters ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 32.4 (1996), p. 945-950. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/28.511653](https://doi.org/10.1109/28.511653).
- [163] Riccardo MANDRIOLI et al. « A Comprehensive AC Current Ripple Analysis and Performance Enhancement via Discontinuous PWM in Three-Phase Four-Leg Grid-Connected Inverters ». In : *Energies* 13.17 (2020). ISSN : 1996-1073. DOI : [10.3390/en13174352](https://doi.org/10.3390/en13174352). URL : <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/17/4352>.
- [164] Gabriele GRANDI, Jelena LONCARIKI et Obrad DORDEVIC. « Analysis and Comparison of Peak-to-Peak Current Ripple in Two-Level and Multilevel PWM Inverters ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.5 (2015), p. 2721-2730. DOI : [10.1109/TIE.2014.2363624](https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2363624).
- [165] G. NARAYANAN et V.T. RANGANATHAN. « Analytical evaluation of harmonic distortion in PWM AC drives using the notion of stator flux ripple ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 20.2 (2005), p. 466-474. DOI : [10.1109/TPEL.2004.842961](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842961).
- [166] Martin GENDRIN, Jean-Yves GAUTHIER et Xuefang LIN-SHI. « A Predictive Hybrid Pulse-Width-Modulation Technique for Active-Front-End Rectifiers ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.7 (2017), p. 5487-5496. DOI : [10.1109/TPEL.2016.2612832](https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2612832).
- [167] Di ZHAO et al. « Space-Vector-Based Hybrid Pulsewidth Modulation Techniques for Reduced Harmonic Distortion and Switching Loss ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.3 (2010), p. 760-774. DOI : [10.1109/TPEL.2009.2030200](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2030200).
- [168] D. Grahame HOLMES et T. A. LIPO. *Pulse width modulation for power converters : Principles and practice*. T. 18. IEEE press series on power engineering. Hoboken, New Jersey et [Piscataway, New Jersey] : John Wiley et IEEE Xplore, 2003. ISBN : 047054628X. DOI : [10.1109/9780470546284](https://doi.org/10.1109/9780470546284).
- [169] Pegah HAMEDANI, Cristian GARCIA et Jose RODRIGUEZ. « Analytical Calculation of Harmonics and Harmonic Losses in Five-Phase Carrier-Based PWM Voltage Source Inverters ». In : *IEEE Access* 10 (2022), p. 37330-37344. DOI : [10.1109/ACCESS.2022.3165164](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3165164).
- [170] Xi LU, Craig ROGERS et Fang Zheng PENG. « A double Fourier analysis development of THD for PWM inverters : A theoretical method for motor loss minimization ». In : *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010, p. 1505-1510. ISBN : 978-1-4244-5286-6. DOI : [10.1109/ECCE.2010.5618242](https://doi.org/10.1109/ECCE.2010.5618242).

- [171] Antoine SABRIÉ et al. « Investigation of the modulation index tuning advantages for voltage source inverters with adjustable DC-bus voltage ». In : *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*. 2021, p. 1-10. DOI : [10.23919/EPE21ECCEurope50061.2021.9570640](https://doi.org/10.23919/EPE21ECCEurope50061.2021.9570640).
- [172] W. SHEPHERD et L. ZHANG. *Power Converter Circuits*. Electrical and Computer Engineering. Taylor & Francis, 2004. ISBN : 9780824750909. URL : <https://books.google.fr/books?id=nF0oL5WInAYC>.
- [173] Chas.P. STEINMETZ. « On the law of hysteresis ». In : *Proceedings of the IEEE* 72.2 (1984), p. 197-221. DOI : [10.1109/PROC.1984.12842](https://doi.org/10.1109/PROC.1984.12842).
- [174] Jieli LI, T. ABDALLAH et C.R. SULLIVAN. « Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms ». In : *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. T. 4. 2001, 2203-2210 vol.4. DOI : [10.1109/IAS.2001.955931](https://doi.org/10.1109/IAS.2001.955931).
- [175] Toshihisa SHIMIZU et al. « Iron loss evaluation of filter inductor used in PWM inverters ». In : *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE. 2011, p. 606-613.
- [176] K. VENKATACHALAM et al. « Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters ». In : *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings*. 2002, p. 36-41. DOI : [10.1109/CIPE.2002.1196712](https://doi.org/10.1109/CIPE.2002.1196712).
- [177] Hiroaki MATSUMORI et al. « Evaluation of Iron Loss of AC Filter Inductor Used in Three-Phase PWM Inverters Based on an Iron Loss Analyzer ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.4 (2016), p. 3080-3095. DOI : [10.1109/TPEL.2015.2453055](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2453055).
- [178] Alexandre BATTISTON. « Modélisation, commande, stabilité et mise en oeuvre des onduleurs à source impédante : application aux systèmes embarqués ». 2014LORR0357. Thèse de doct. 2014. URL : <http://www.theses.fr/2014LORR0357/document>.
- [179] J. MU̇HLETHALER et al. « Core losses under DC bias condition based on Steinmetz parameters ». In : *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*. 2010, p. 2430-2437. DOI : [10.1109/IPEC.2010.5542385](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542385).



FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'INSA LYON, MEMBRE DE L'UNIVERSITE DE LYON.

NOM : SABRIÉ

DATE de SOUTENANCE : 06/06/2024

Prénoms : Antoine

TITRE : Proposition et mise en œuvre d'une topologie d'onduleur multifonctionnel à tension de bus régulée pour la traction électrique

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2024ISAL0043

Ecole doctorale : ED EEA

Spécialité : Génie Électrique

RESUME : Dans le cadre de la traction électrique pour les véhicules routiers, il est indispensable de recourir à des onduleurs dont le rôle est de convertir l'énergie électrique entre une source de stockage continue de type batterie et une machine électrique à courant alternatif triphasé. Il apparaît inévitablement une limitation de la tension avec laquelle un onduleur est capable d'alimenter une machine électrique. Pour analyser cette limitation, nous avons proposé une modélisation fine des chutes de tension de l'onduleur afin de permettre une estimation analytique rapide et fidèle. Les résultats expérimentaux valident le modèle proposé dans la quasi-totalité des points de fonctionnement atteignables. Une solution utilisée industriellement pour pallier cette limitation de l'onduleur est d'ajouter un convertisseur DC - DC élévateur. L'inconvénient de cette solution est qu'elle introduit un deuxième étage de conversion pouvant impacter le rendement global et la fiabilité de la chaîne de traction. Ces dernières années, des architectures d'onduleur élévateur en un étage de conversion ont été proposées dans la littérature. L'une de ces architectures, l'onduleur à *Split Source* (SSI), est apparue récemment et présente des avantages compétitifs par rapport à ses homologues. Néanmoins, nous avons montré que ce convertisseur était incompatible avec la traction électrique due principalement au manque de réversibilité et à une perte de degré de liberté pour le pilotage de la charge. Par la suite, nous avons proposé, analysé et modélisé une nouvelle architecture triphasée et réversible basée sur le convertisseur SSI, appelée B-ASSI, qui est compatible avec l'application visée. Une modulation pour son pilotage, ainsi qu'une stratégie de contrôle de sa tension de bus ont été développées. Enfin, le B-ASSI a été construit et testé expérimentalement pour une preuve de concept de quelques kW. La possibilité d'introduire une fonctionnalité d'abaissement de la tension d'alimentation au sein B-ASSI a également été étudiée, simulée et validée expérimentalement.

MOTS-CLÉS : Électronique de puissance, Onduleur élévateurs en un étage de conversion, Onduleurs de traction, Onduleurs multifonctionnels, Onduleurs à Split Source

Laboratoire de recherche : Laboratoire Ampère – UMR5005 – INSA Lyon

Directrice de thèse : LIN-SHI Xuefang

Président de jury : PIERFEDERICI Serge

Composition du jury :

Rapporteurs : LABOURÉ Éric, GATEAU Guillaume,
Examineur : PIERFEDERICI Serge
Directrice : LIN-SHI Xuefang
Co-encadrants : GAUTHIER Jean-Yves, BATTISTON Alexandre