



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur au même titre que sa version papier. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite entraîne une poursuite pénale.

Contact SCD INPL: <mailto:scdinpl@inpl-nancy.fr>

LIENS

Code de la propriété intellectuelle. Articles L 122.4

Code de la propriété intellectuelle. Articles L 335.2 – L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

THÈSE

Présentée à
L'Institut National Polytechnique de Lorraine
En vue d'obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'I.N.P.L.
Spécialité : Génie Électrique

par

Virginie Guennegues

Ingénieur de l'École Polytechnique de l'Université de Nantes
Master Systèmes Électroniques et Génie Électrique

Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides

Soutenue le 7 décembre 2009

Membres du jury:

Rapporteurs:	M. Thierry	MEYNARD
	M. Jean-Luc	THOMAS
Examineurs:	M. Alain	BERTHON
	M. Bernard	GOLLENTZ
	M. Farid	MEIBODY-TABAR
	M. Stéphane	RAËL
Invités:	M. Loïc	LECLERE
	M. Abdollah	MIRZAÏAN
	M. Jean-Louis	POULIQUEN

Thèse préparée au Groupe de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nancy

Résumé

Cette thèse traite des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides, utilisés notamment dans le domaine de l'Oil & Gas. L'objectif est l'étude d'une structure qui permette de réduire les pertes par commutation, en comparaison avec la topologie conventionnelle NPC (Neutral Point Clamped) 3 niveaux, actuellement utilisée. De plus, la structure de convertisseur doit permettre de fournir des grandeurs d'entrée au moteur ayant un faible taux de distorsion harmonique, de manière à ne pas créer des échauffement supplémentaires dans le moteur. Après avoir effectué une étude des différentes structures existantes, la structure NPP (Neutral Point Piloted) 3 niveaux est finalement retenue au vu de ses différentes qualités. En effet, grâce à la mise en série de composants semi-conducteurs, les pertes par commutation de ces derniers sont divisées par deux par rapport aux composants homologues de la topologie NPC. Après avoir comparé les topologies NPC et NPP en termes de forme d'onde et de répartition des pertes dans les composants, l'auteur s'intéresse à la validation expérimentale de cette structure. Les performances atteintes par le convertisseur NPP sont intéressantes puisqu'elles permettent de commuter à des fréquences deux fois plus élevées que la topologie NPC pour un courant donné ou de commuter un courant plus important pour une fréquence de commutation donnée. Les schémas de commutation des différents composants du bras NPP sont étudiés afin de comprendre le gain non négligeable obtenu sur cette structure. Malgré le fait que la structure NPP permette de commuter à des fréquences deux fois plus élevées que la structure NPC, on ne peut pas s'affranchir du filtre sinus en sortie de l'onduleur de manière à respecter les contraintes harmoniques au niveau du moteur. Ainsi, une topologie de filtre sinus à inductances couplées a été introduite.

Mots clés :

Convertisseur,	IGBT,	Onduleur NPP,	Moteurs Grande Vitesse
Pertes par commutation,	Mise en série,	Filtre sinus,	Inductances couplées

Abstract

This PhD thesis deals with multilevel inverters dedicated to high speed motors applications, used in Oil & Gas applications. The main objective is to study a topology which enables reducing switching losses, in comparison with the conventional 3-level NPC (Neutral Point Clamped) topology. Moreover, the inverter has to provide motor input signals with a low harmonic distortion level, not to create undesired additional heating in the motor. After a study of the existing topologies, the 3-level NPP (Neutral Point Piloted) topology is chosen regarding all its benefits. Indeed, thanks to series connection of semi-conductor components, switching losses can be divided by two compared to homologous components on the NPC topology. After having compared NPC and NPP topologies in terms of waveforms and losses distribution in components, the author interest is the experimental validation of this topology. The performances reached by the NPP inverter are interesting because it enables to switch two times faster than for a NPC topology for a given current or to switch a higher current for a given switching frequency. The switching schemes of the NPP leg are studied to understand the gain obtained on this topology. In spite of the fact that switching frequency can be doubled on the NPP topology, the sinus filter can not be avoided in order to respect harmonic specification on the motor. A sinus filter with coupled inductances is introduced so that to responds the different sizing criteria.

Keywords :

Inverter,	IGBT,	NPP inverter,	High Speed Motors
Switching losses,	Series connection,	Sinus Filter,	Coupled Inductances

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire se sont déroulés au laboratoire du Groupe de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nancy (GREEN) rattaché au département de formation Génie Electrique de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL). Ils s'inscrivent dans le cadre d'une convention CIFRE entre le GREEN et Converteam France de Belfort. Au terme de ce travail, je tiens à remercier :

Monsieur **Alain Berthon**, Professeur des Universités à l'Université de Franche Comté, Belfort, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur **Thierry Antoine Meynard**, directeur de recherche au CNRS, pour avoir accepté d'être rapporteur et pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

Monsieur **Jean-Luc Thomas**, Professeur du CNAM, pour l'intérêt qu'il porte à nos travaux en participant à ce jury en tant que rapporteur.

Monsieur **Farid Meibody-Tabar**, Professeur à l'INPL, pour avoir été mon directeur de thèse. Ses connaissances et sa rigueur de travail m'ont beaucoup apporté, notamment dans la phase de rédaction. Qu'il trouve dans ces quelques lignes ma profonde sympathie. Je garderai un bon souvenir des repas au "Cottage" avec leurs délicieux cafés gourmands !

Monsieur **Stéphane Raël**, Professeur à l'INPL, mon co-directeur de thèse, pour son aide et conseils durant ces travaux.

Monsieur **Bernard Gollentz**, Converteam Belfort, pour avoir encadré mes travaux de thèse. Son expérience, son savoir et sa pédagogie ont très fortement contribué au bon déroulement de cette thèse. Bernard est une mine d'idées et est la preuve que tout se calcule !

Monsieur **Loïc Leclere**, Converteam Belfort, pour son soutien, sa bonne humeur et pour l'intérêt qu'il a porté à ces travaux, tout au long de ces trois années. Je remercie Loïc pour m'avoir consacré une partie de son temps et d'avoir relu le mémoire malgré son emploi du temps bien rempli.

Monsieur **Abdollah Mirzaïan**, Converteam Belfort, "Maître", pour son soutien et son aide depuis mon arrivée chez Converteam. Sa grande sagesse et son expérience ont été très enrichissantes. Je le remercie pour sa patience et sa rigueur lors de la lecture du mémoire.

Monsieur **Jean-Louis Pouliquen**, Converteam Belfort, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de thèse et pour le rôle moteur qu'il a tenu lors du développement de la solution NPP au sein de Converteam.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des personnes que j'ai cotoyées à l'ENSEM. Je tiens en particulier à remercier **Latifa Zoua** pour son aide et sa grande efficacité. Toujours prête à rendre service. Je remercie également **Sylvie Colinet** et **Christine Pierson** pour leur aide et notamment Christine pour m'avoir aidé lors de mon "séjour" à Nancy. Je remercie les

doctorants du GREEN pour leur sympathie.

Je ne pourrais pas ne pas remercier mes collègues de travail de Belfort ! C'est une vraie petite famille que j'ai trouvé en quittant ma Bretagne. L'ambiance et le dynamisme qui règne au sein du service et très motivante. La liste exhaustive riquerait d'être longue, donc je me limiterai à quelques personnes.

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement **Serge Gessa** (Mick Giver) pour sa grande aide, son efficacité et sa rapidité : aussitôt dit, aussitôt fait ! Je garderai un très bon souvenir des essais effectués sur le prototype MV7306. A refaire ! Avec Serge, rien n'est impossible. Son expérience et sa maîtrise ne peuvent que motiver les personnes qui travaillent à ses côtés.

Je remercie vivement **Sébastien Duchêne** (Mick Giver junior ou encore Mitch Buchannon) pour son aide lors des validations expérimentales. Sa méthodicit   et son efficacité ont permis que les essais sur la maquette basse tension se déroulent très rapidement. Je tiens également à souligner son soucis du détail et sa créativité artistique mise au profit de cette maquette !

J'adresse également mes remerciements à **Vincent Masson** pour son soutien pendant cette thèse et sa bonne humeur. Promis, maintenant nous aurons le temps de jouer à la guitare, enfin, essayer de jouer... Et les K  nyans n'ont qu'à bien s'entraîner pour le marathon de Paris car nous y serons ! (Il faut toujours se donner des objectifs pour avancer, même les plus inatteignables).

Je remercie également **Christophe Conilh** pour son aide et ses conseils avisés de jeune docteur. Son accent du Sud nous apporte du soleil, et on ne risque pas de le r  ter avec sa voix qui porte telle un mégaphone ! Je disais accent du Sud de façon évasive car Christophe est tantôt Bordelais pour le football (Heureusement que ce Breton de Gourcuff est dans l'équipe ! :)), tantôt Toulousain pour le rugby, tantôt Marmandais pour les tomates. Plus sérieusement, Christophe m'a beaucoup aidé pendant la thèse et j'ai eu l'honneur d'utiliser son magnifique banc de test monocoup pour réaliser mes tests.

Je profite de la transition pour remercier le "Padawan" de Christophe, à savoir **Clément Garret** qui m'a beaucoup aidé lors de ces fameux essais monocoup. Sa rigueur et sa motivation m'ont été très utiles dans les moments un peu "speed".

Je remercie également **Luis Carlos Pacheco Jimenez** de la vida. Avec sa bonne humeur et son petit accent, Luis participe à la bonne ambiance.

Je n'oublie pas notre super **Dany**, encore appelé Mister Gyrod. J'ai enrichi mon vocabulaire depuis que je le connais, mais ce n'est pas forcément le langage soutenu. Seul Belfortain pure souche du groupe, Daniel a également beaucoup contribué à la bonne ambiance grâce à ses nombreuses anecdotes, notamment sur La Gamine.

Je remercie **Olivier Dirand** qui m'a donné beaucoup de conseils durant ces 3 années. Olivier a une rigueur de travail qui se retrouve dans ses programmes qui sont de vraies oeuvres d'art !

Je remercie également **Philippe Perret** (Monsieur qualité) pour son soutien, et son aide pour remplir les différentes et non moins compliquées (   mon point de vue) feuilles de reporting et d'analyses de risque.

Je remercie l'ensemble du service R&D de Belfort, notamment, **Franck Terrien**, l'**Antoine Mermet** (Mister FPGA), les inséparables **Richard Baumgartner** et **Eric Guette**, tous deux très méthodiques et très très rigoureux, **Jérôme Delanoë** (dorénavant Monsieur Self). Je remercie également **Romain Heinrich**, **Cédric Cavoy** (sportif de l'extrême) et **Moctar Coulibaly**.

Mille excuses à ceux que j'ai oubliés !

Je remercie    présent mes parents pour m'avoir toujours soutenu et pour la confiance qu'ils m'ont témoignée durant toutes ces années.

Mes derniers remerciements ("at last but not least" :)) seront pour Régis qui n'a cessé de me soutenir durant cette thèse. Je te remercie de tout mon cœur pour tes encouragements et ta patience, notamment durant la phase de rédaction. Une page se tourne mais ce n'est que le début d'un long roman. Dans le prochain chapitre, j'aurai la chance de porter ton nom.

*A mes parents,
A Régis, l'amour de ma vie,
A mon frère Yann, parti trop tôt.*

Table des matières

1	Etat de l'art des topologies multiniveaux	9
1.1	Intérêt des onduleurs multiniveaux	11
1.2	Les structures des convertisseurs multiniveaux	12
1.2.1	L'onduleur Neutral Point Clamped ou NPC	12
1.2.1.1	L'onduleur NPC 3 niveaux	12
1.2.1.2	L'onduleur NPC 5 niveaux	15
1.2.2	L'onduleur Neutral Point Piloted ou NPP	18
1.2.2.1	Description détaillée des séquences de conduction et commutation des composants	20
1.2.2.2	Nécessité de disposer d'un système d'équilibrage des tensions des composants en série	22
1.2.3	Le convertisseur à capacité flottante ou convertisseur multicellulaire	23
1.2.4	Le convertisseur multicellulaire superposé SMC	25
1.2.5	L'onduleur Active Neutral Point Clamped ou ANPC	27
1.2.6	L'onduleur Multiple Point Clamped ou MPC	29
1.2.7	L'onduleur SNPC	31
1.2.8	Les convertisseurs résonants ARCPI (Active Resonant Commutated Pole Inverter)	32
1.3	Les associations de convertisseurs	33
1.3.1	Les convertisseurs "cascade"	33
1.3.2	Le convertisseur 5 niveaux en connexion pont-H et parallèle	34
1.3.2.1	La connexion pont-H	34
1.3.2.2	La connexion parallèle	35
1.4	Comparaison de plusieurs topologies	36
1.4.1	Comparaison générale	36
1.4.2	Comparaison au niveau des pertes	36
1.4.3	Synthèse	38
1.5	Les techniques de MLI appliquées aux onduleurs	40
1.5.1	Introduction	40
1.5.2	MLI précalculée à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHEPWM)	41
1.5.3	Méthode de MLI sinusoïdale ou sous-harmonique (SPWM)	43
1.5.4	La MLI H3	44
1.5.5	La MLI discontinue GDPWM	45
1.5.6	La modulatrice Toggle	46
1.5.7	Evolution du THD de tension de sortie de l'onduleur selon les MLI utilisées	47
1.5.8	Les différentes formes de porteuses	47
1.6	Présentation générale du convertisseur NPC 3 niveaux commercialisé par Con- verteam : le MV7000	50
1.6.1	Introduction	50
1.6.2	Présentation du convertisseur MV7000 NPC	51
1.6.2.1	Le MV7000 en configuration 'stand alone'	51
1.6.2.2	L'armoire MV7000	51

1.6.2.3	Eléments constitutifs d'une phase d'onduleur	52
1.6.3	Outil de calcul analytique des pertes dans les composants	55
1.6.4	Limites du NPC dans les applications vitesse rapide	56
1.7	Objectifs de l'étude	56
1.7.1	Intérêts de la structure NPP pour l'industriel	56
1.7.2	Le filtre sinus dans les applications MGVS	57
1.8	Conclusion	57
2	Etude théorique de la structure NPP, comparaison avec la topologie NPC	59
2.1	Introduction	61
2.2	Comparaison des topologies NPC et NPP en terme de répartition des pertes dans les composants	61
2.2.1	Signaux de commande des convertisseurs	61
2.2.2	Définition des zones de conduction et de commutation des composants des piles NPC et NPP	62
2.3	Calcul théorique des pertes dans une pile MV7306	64
2.3.1	Calcul des pertes dans les composants	64
2.3.1.1	Les pertes par commutation	64
2.3.1.2	Les pertes par conduction	66
2.3.2	Analyse thermique de la pile MV7306 NPP	67
2.3.2.1	Définition des termes et unités utilisés	67
2.3.2.2	Système de refroidissement	67
2.3.2.3	Représentation mécanique de la pile NPP	68
2.3.2.4	Schéma thermique équivalent en régime stationnaire	69
2.3.3	Analyse thermique de la pile MV7306 NPC	74
2.3.3.1	Représentation mécanique de la pile NPC	74
2.3.3.2	Schéma thermique équivalent en régime stationnaire	75
2.3.4	Schéma thermique équivalent en régime dynamique	76
2.3.4.1	Circuit équivalent naturel	76
2.3.4.2	Circuit équivalent fractionnaire	77
2.3.5	Evolution des pertes avec le facteur de puissance	79
2.3.6	Comparaison des pertes à faible indice de modulation	79
2.3.7	Bilan sur les pertes dans les structures NPC et NPP	82
2.4	Composants les plus contraints selon le point de fonctionnement	83
2.4.1	Intérêt du NPP en configuration HSI et HDI	83
2.4.1.1	Etude en configuration HSI (High Speed Inverter)	83
2.4.1.2	Etude en configuration HDI (High Drive Inverter)	84
2.4.2	Comparaison de l'évolution des contraintes sur les composants	85
2.4.3	Comparaison de l'évolution des températures moyennes de jonction	86
2.4.3.1	Cas de l'onduleur NPC	86
2.4.3.2	Cas de l'onduleur NPP	87
2.5	Conclusion	88
3	Validation expérimentale de la structure NPP	89
3.1	Introduction	91
3.2	Validation expérimentale sur maquette basse tension	91
3.2.1	Introduction	91
3.2.2	Présentation générale	92
3.2.2.1	Système de refroidissement de la maquette	93
3.2.2.2	Le circuit RC d'équilibrage	94
3.2.3	Mesures réalisées et validation	95
3.2.3.1	Équilibrage des tensions	95

3.2.3.2	Commutation à mi-tension des IGBTs verticaux (T2+, T1+, T2- et T1-)	95
3.2.3.3	Comparaison des tensions simples des bras NPC et NPP	96
3.2.3.4	Tensions en sortie du hacheur	97
3.2.3.5	Pertes dans la structure	97
3.2.3.5.1	Modification de la résistance de grille	97
3.2.3.5.2	Ajout d'un condensateur Cgc	98
3.2.4	Validation des performances obtenues	100
3.2.4.1	Pertes mesurées	100
3.3	Validation expérimentale sur le prototype MV7306 NPP moyenne tension	103
3.3.1	Introduction	103
3.3.2	Schéma électrique du banc de test	104
3.3.3	Composants du bras de test NPP	105
3.3.4	L'inductance de commutation du circuit	106
3.3.5	Équilibrage des tensions des IGBTs mis en série	107
3.3.5.1	Mise en série d'IGBTs sans équilibrage	107
3.3.5.2	Mise en série d'IGBTs avec système passif d'équilibrage des tensions	108
3.3.5.3	Mise en série d'IGBTs avec systèmes d'équilibrage passif et actif des tensions	109
3.3.5.4	Comparaison des tensions aux bornes des composants des topologies NPC et NPP	111
3.3.6	Mesures thermiques sur le prototype MV7306 NPP	112
3.3.6.1	Introduction	112
3.3.6.2	Mise en oeuvre des tests	112
3.3.6.3	Méthode de mesure des puissances dissipées dans les radiateurs	113
3.3.6.4	Analyse des premières mesures expérimentales	115
3.3.6.5	Mesure des énergies liées au bras NPP	115
3.3.6.5.1	Etude des IGBTs verticaux	118
3.3.6.5.2	Etude des diodes verticales	119
3.3.6.5.3	Etude des IGBTs horizontaux	120
3.3.6.5.4	Etude des diodes horizontales	121
3.3.7	Comparaison des énergies théoriques et expérimentales	122
3.3.7.1	Analyse des résultats concernant l'IGBT T2+	123
3.3.7.2	Analyse des résultats concernant l'IGBT TC+	123
3.3.7.3	Analyse des résultats concernant la diode D2+	124
3.3.7.4	Analyse des résultats concernant la diode DC+	124
3.3.7.5	Bilan de l'analyse des énergies mesurées sur les différents composants	125
3.3.8	Comparaison des pertes théoriques et mesurées dans les radiateurs	125
3.3.8.1	Etude pour une fréquence de commutation de 450Hz, un facteur de puissance de 1 et un indice de modulation de 0.95	125
3.3.8.2	Etude pour une fréquence de commutation de 450Hz, un facteur de puissance de -1 et un indice de modulation de 0.95	127
3.3.8.3	Etude pour une fréquence de commutation de 900Hz, un facteur de puissance de 1 et un indice de modulation de 0.6	128
3.3.9	Courants maximums atteints expérimentalement	129
3.3.9.1	Courant de charge " I_{charge} " égal à 2600A rms	129
3.3.9.2	Performances atteintes par le convertisseur et comparaison par rapport à la topologie NPC	131
3.3.10	Définition de deux nouvelles gammes de convertisseurs	131
3.4	Conclusion	133

4	Etude du comportement des IGBTs lors des commutations à mi-tension	135
4.1	Introduction	137
4.2	Etude sur une puce d'IGBT	138
4.2.1	Objectifs du banc de test monocoup sur puce	138
4.2.2	Schéma électrique du banc de test	138
4.2.3	Description détaillée du banc de test	139
4.2.4	Dimensionnement des composants du banc de test	141
4.2.4.1	Le condensateur $C_{\text{équilibre}}$	141
4.2.4.2	La résistance $R_{\text{équilibre}}$	141
4.2.4.3	L'inductance de charge	141
4.2.4.4	Les condensateurs du bus DC	141
4.2.4.5	Les résistances de grille R_{on} et R_{off}	142
4.2.4.6	Bilan : valeur des composants du banc de test	142
4.2.5	Comportement de l'IGBT lors des turn-on et turn-off	143
4.2.5.1	Commutation au turn-on	144
4.2.5.2	Commutation au turn-off	145
4.2.6	Les paramètres influençant les pertes par commutation	146
4.2.6.1	L'inductance de commutation du circuit	146
4.2.6.2	Les résistances de grille R_{on} et R_{off}	147
4.2.6.3	Influence du serrage de la pile sur les formes d'onde	148
4.2.7	Equations du circuit avec RC d'équilibrage	148
4.2.7.1	Commutations au turn-on avec RC d'équilibrage	149
4.2.7.2	Commutations au turn off avec RC d'équilibrage	149
4.2.8	Mesures effectuées sur le banc de test monocoup	150
4.2.9	Etude du circuit lors de commutations au turn-on	151
4.2.10	Etude du circuit lors de commutations au turn-off	154
4.2.11	Evolution de la queue de courant en fonction de la tension commutée	157
4.2.12	Comparaisons au turn-off et turn-on	158
4.2.13	Comparaison entre une commutation de puce et d'IGBT	159
4.2.13.1	Commutation sans circuit RC d'équilibrage	159
4.2.13.2	Commutation avec circuit RC d'équilibrage	159
4.2.14	Conclusion	160
4.3	Etude sur un IGBT entier	161
4.3.1	Le banc de test monocoup sur IGBT entier	161
4.3.2	Les premières mesures monocoup	162
4.3.2.1	Comparaison des commutations au turn-off avec et sans RC	162
4.3.2.2	Comparaison des commutations au turn-on avec et sans RC	163
4.3.2.3	Bilan des premières mesures monocoup	164
4.3.2.4	Comparaison des commutations au turn-off avec les mesures effectuées sur le prototype MV7306 NPP	165
4.3.2.5	Comparaison des commutations au turn-on avec les mesures effectuées sur le prototype MV7306 NPP	166
4.3.3	Etude des circuits de commutation du bras NPP : schémas équivalents de commutation	167
4.3.3.1	Commutation de l'IGBT T2+ au turn-on et au turn-off	167
4.3.3.2	Commutation de l'IGBT TC+ au turn-on et au turn-off	172
4.4	Conclusion	175
5	Etude d'un filtre sinus pour le convertisseur MV7308 NPP	177
5.1	Introduction	179
5.2	Les différents types de filtre sinus	179
5.2.1	Notion d'amplification du système	180
5.2.2	Expression de la fréquence de résonance du système	181

5.2.2.1	Cas du filtre LC	181
5.2.2.2	Cas du filtre LCL	182
5.3	Critères de dimensionnement du filtre sinus	182
5.4	Choix de la MLI à utiliser en fonction de la vitesse	183
5.5	Les leviers du système	185
5.6	Une alternative aux filtres classiques : le filtre sinus LCL à inductance couplée	186
5.6.1	Expressions de l'inductance couplée	187
5.6.2	L'amplification du système	188
5.6.3	Comparaison des signaux obtenus avec les filtres LCL classiques et à inductances couplées	189
5.7	Bilan : comparaison des différentes topologies de filtres sinus	190
5.8	Moteurs asynchrones haute vitesse étudiés	191
5.9	Critère d'auto-excitation de la machine	192
5.9.1	Détermination de Cf_{MAX} par calcul analytique	193
5.9.2	Détermination de Cf_{MAX} par simulation sous Saber	193
5.10	Critère de distorsion harmonique sur les grandeurs moteur	194
5.10.1	Notion de taux de distorsion harmonique	194
5.10.2	Evolution du THD en courant	195
5.11	Critère de puissance dissipée dans les IGBTs	197
5.12	Critère d'amplification des harmoniques	198
5.13	Critère de l'ondulation maximum	201
5.14	Prototype de self couplée	202
5.14.1	Présentation	202
5.14.2	Validation expérimentale de la self couplée	203
5.15	Comparaison du filtre sinus obtenu avec les topologies NPC et NPP	206
5.16	Conclusion	208
Bibliographie		211
A		XV
A.1	Le prototype MV7308	XVI
A.1.1	Présentation du convertisseur MV7308	XVI
A.1.2	La pile MV7308 NPP	XVII
A.2	Les pertes dans la pile	XVIII
A.2.1	Calcul théorique de la dissipation thermique des pertes dans la pile	XVIII
A.2.2	Equations thermiques	XIX
A.3	Mesures effectuées	XXII
A.3.1	L'équilibrage des tensions des IGBTs verticaux	XXII
A.3.2	L'équilibrage des tensions des IGBTs horizontaux	XXIII
A.3.3	Détermination des coefficients de calcul d'énergie au turn-on et au turn-off des composants	XXIV
A.3.3.1	Etude des IGBTs verticaux	XXIV
A.3.3.2	Etude des IGBTs horizontaux	XXV
A.3.3.3	Etude des diodes verticales	XXVI
A.3.3.4	Etude des diodes horizontales	XXVI
A.4	Comparaison des pertes théoriques et expérimentales dissipées dans les radiateurs	XXVII
B		XXIX
B.1	Formes d'onde dans les composants des convertisseurs NPC et NPP	XXIX
B.1.1	Topologie NPC	XXX
B.1.1.1	Formes d'ondes du NPC à $\cos\varphi=1$	XXX
B.1.1.2	Formes d'ondes du NPC à $\cos\varphi=-1$	XXXI
B.1.2	Topologie NPP	XXXII
B.1.2.1	Formes d'ondes du NPP à $\cos\varphi=1$	XXXII

B.1.2.2	Formes d'ondes du NPP à $\cos\varphi=-1$	XXXIII
C		XXXV
C.1	Datasheet Toshiba du composant ST1500GXH24	XXXV
D		XXXVII
D.1	La maquette NPP basse tension	XXXVII
D.1.1	Dimensionnement des dispositifs d'équilibrage : les "Snubbers RC"	XXXVIII
D.1.1.1	Le condensateur $C_{\text{équilibrage}}$	XXXVIII
D.1.1.2	La résistance $R_{\text{équilibrage}}$	XXXIX
D.2	Le prototype MV7306 moyenne tension	XL
E		XLIII
E.1	Comparaison des commutations au turn-off avec la simulation sous Saber	XLIII

Notations

Cette partie du mémoire regroupe l'ensemble des notations et abréviations utilisées lors de la rédaction. Ces dernières sont indiquées par chapitre.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES TOPOLOGIES MULTINIVEAUX

<i>ANPC</i>	: Active Neutral Point Clamped
<i>ARCPI</i>	: Active Resonant Commutated pole Inverter
<i>FFT</i>	: Fast Fourier Transformation
<i>F_{PWM}</i>	: Fréquence de découpage des interrupteurs commandés (Hz)
<i>GDPWM</i>	: General Discontinuous PWM
<i>HDI</i>	: High Drive Inverter
<i>HSI</i>	: High Speed Inverter
<i>IEGT</i>	: Injection Enhanced Gate Transistor
<i>IGBT</i>	: Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>IGCT</i>	: Integrated Gate-Commutated Thyristor
<i>MGV</i>	: Moteur Grande Vitesse
<i>MLI</i>	: Modulation par largeur d'impulsion
<i>MPC</i>	: Multiple Point Clamped
<i>NPC</i>	: Neutral Point Clamped
<i>NPP</i>	: Neutral Point Piloted
<i>PWM</i>	: Pulse Width Modulation (équivalent anglais de MLI)
<i>SHEPWM</i>	: Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation
<i>SMC</i>	: Stacked Multicell Converter
<i>SNPC</i>	: Stacked Neutral Point Clamped
<i>THD</i>	: Total Harmonic distorsion
<i>V_{DC}</i>	: Tension du bus continu (V)

CHAPITRE II : ETUDE THÉORIQUE DE LA STRUCTURE NPP, COMPARAISON AVEC LA TOPOLOGIE NPC

C_p	: Chaleur spécifique (kJ/kg.°K)
E_{on}	: Energie de commutation au turn-on (J)
E_{off}	: Energie de commutation au turn-off (J)
$E_{on_{ds}}$	: Energie de commutation au turn-on donnée par le constructeur (J)
$E_{off_{ds}}$	: Energie de commutation au turn-off donnée par le constructeur (J)
f	: Fréquence de fonctionnement (Hz)
I_c	: Courant collecteur (A)
I_{on}	: Courant de commutation au turn-on (A)
I_{off}	: Courant de commutation au turn-off (A)
Ki_Eon	: Coefficient directeur de la courbe d'énergie Eon
$K0_Eon$	: Coefficient à l'origine de la courbe d'énergie Eon
Ki_Eoff	: Coefficient directeur de la courbe d'énergie Eoff
$K0_Eoff$	: Coefficient à l'origine de la courbe d'énergie Eoff
m	: Indice de modulation
P	: Puissance à dissiper (W)
P_{cond}	: Pertes par conduction dans un composant semi-conducteur (W)
P_{sw}	: Pertes par commutation dans un composant semi-conducteur (W)
T_j	: Température de jonction d'un composant (°C)
V_{a0}	: Tension simple (phase- point milieu) en sortie de l'onduleur (V)
V_{ab}	: Tension composée en sortie de l'onduleur (V)
V_{ce}	: Tension collecteur-émetteur (V)

CHAPITRE III : VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE LA STRUCTURE NPP

$C_{\text{équilibre}}$	: Condensateur du circuit d'équilibrage (μF)
I_c	: Courant collecteur (A)
$R_{\text{équilibre}}$	: Résistance du circuit d'équilibrage (Ω)
V_{ce}	: Tension collecteur-émetteur (V)

CHAPITRE IV : ETUDE DU COMPORTEMENT DES IGBTs LORS DES COMMUTATIONS À MI-TENSION

I_{charge}	: Courant de charge (A)
I_g	: Courant de grille (A)
I_{RC}	: Courant dans le circuit RC (A)
L_{sw}	: Inductance de commutation (H)
R_g	: Résistance de grille (ΩF)
V_{ge}	: Tension grille -émetteur (V)

CHAPITRE V : ETUDE D'UN FILTRE SINUS POUR LE CONVERTISSEUR MV7308 NPP

f_n	: Fréquence nominale (Hz)
F_{res}	: Fréquence de résonance (Hz)
F_{ar}	: Fréquence d'accord du filtre (Hz)
I_{filtre}	: Courant circulant dans le filtre sinus (A)
$I_{onduleur}$	: Courant circulant dans l'onduleur (A)
I_{moteur}	: Courant circulant dans le stator du moteur (A)
L_{f1}	: Inductance série en sortie de l'onduleur (μH)
L_{f2}	: Inductance du filtre sinus (μH)
L_{mot}	: Somme des inductances de fuites du moteur (μH)
M	: Mutuelle inductance (μH)
C_f	: Condensateur du filtre sinus (μF)
R_{f1}	: Résistance modélisant les pertes Joule de L_{f1} (Ω)
R_{f2}	: Résistance modélisant les pertes Joule de L_{f2} (Ω)
R_{rrs}	: Résistance rotorique (Ω)
R_{st}	: Résistance statorique (Ω)
R_{mot}	: Somme des résistances rotoriques et statoriques du moteur (Ω)
$V_{onduleur}$	: Tension simple en sortie de l'onduleur (V)
V_{moteur}	: Tension simple du moteur (V)
ω	: pulsation (rd/s)

Introduction

Dans le domaine de l'industrie pétrolière (Oil&Gaz), un grand intérêt est porté à l'utilisation de convertisseurs pour l'entraînement de moteurs haute vitesse et moyenne tension, ne comportant aucun multiplicateur de vitesse.

Récemment (en 2007), une nouvelle technologie de **compresseur intégré au moteur** est apparue. Auparavant, un multiplicateur assurait l'augmentation de la vitesse entre le moteur et le compresseur.

Dans une telle solution, le compresseur est entraîné directement par un moteur électrique, lui-même alimenté par un convertisseur à vitesse variable, sans nécessiter de boîte de vitesse. Cette nouvelle technologie possède de nombreux avantages :

1. Comparé à l'entraînement par turbine à gaz, l'entraînement électrique apporte :
 - Une réduction des émissions de CO_2
 - Une baisse du niveau sonore
 - Une meilleure efficacité
 - Plus de fiabilité
2. Le Moteur Grande Vitesse (MGV) directement couplé au compresseur sans multiplicateur permet :
 - Une réduction du volume du moteur
 - Une meilleure fiabilité
 - Une diminution du coût (investissement, entretien)

De plus, l'entraînement électrique délivre au compresseur une vaste plage de fonctionnement. Pour le moteur électrique, à puissance donnée, l'augmentation de la vitesse engendre une diminution du couple, donc une diminution de la taille et du poids du système. Enfin, le coût du système global s'en trouve réduit grâce à la suppression du multiplicateur et à l'absence d'entretien de ce dernier.

Lorsque l'on utilise des entraînements à vitesse variable pour compresseurs sans boîte de vitesse, comme celui présenté sur la figure 1, la fréquence fondamentale de la tension fournie par le convertisseur peut varier entre 100Hz et 300Hz. De plus, ces moteurs haute vitesse nécessitent des courants statoriques ayant un faible contenu harmonique.

Plusieurs solutions sont envisageables pour satisfaire ces performances. La première consiste à augmenter le nombre de niveaux du convertisseur de puissance car le THD de la tension en sortie de l'onduleur décroît avec l'augmentation du nombre de niveaux. Cette solution est coûteuse mais permettrait de réduire la taille de l'éventuel filtre de sortie.

Ensuite, la fréquence de commutation peut être augmentée pour diminuer la distorsion harmonique (le contenu harmonique diminue avec l'augmentation de la fréquence de découpage). Cependant, la fréquence de commutation du convertisseur doit varier entre 1000Hz et 3000Hz dans le cas des applications MGV. Or une augmentation de la fréquence de commutation engendre une élévation des pertes par commutation du convertisseur.

Des solutions de commutation douce à zéro de tension (ZVS : Zero Voltage Switching) ou zéro de courant (ZCS : Zero Current Switching) [Tur01] sont alors envisageables pour commuter à des fréquences élevées. Cependant, de telles structures présentent un coût élevé ainsi qu'un contrôle complexe.

Lorsque le nombre de niveaux du convertisseur est limité à trois, comme dans le cas de l'onduleur NPC (Neutral Point Clamped) [A.N81] commercialisé par Converteam, un filtre de sortie est utilisé pour atteindre les performances souhaitées en terme de THD en courant.

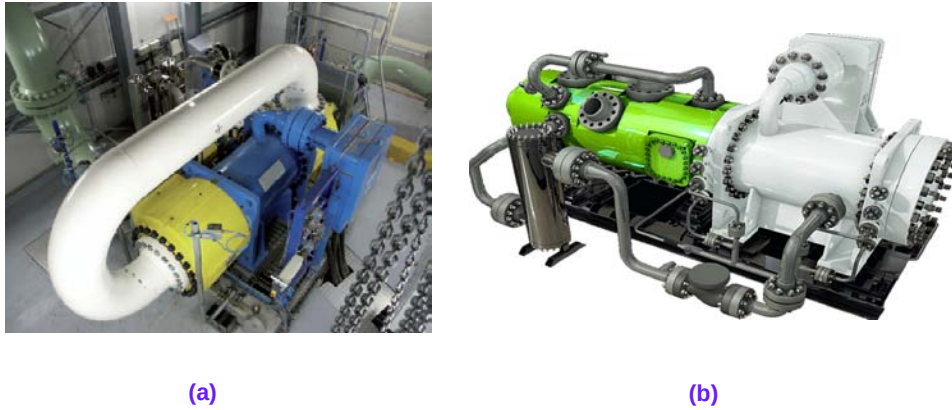


FIG. 1 – Vue de deux moteurs avec compresseur intégré (technologie GE ICL : Integrated Compressor Line)

Ainsi, certains points de fonctionnement n'étaient pas envisageables en utilisant la topologie d'onduleur NPC conventionnelle. En effet, dans le domaine de la haute puissance, les contraintes thermiques appliquées aux composants électriques deviennent une réelle limitation pour le système.

La structure NPC 3 niveaux présente l'avantage d'être simple et relativement fiable. Cependant, son inconvénient majeur réside dans le fait que les pertes ne sont pas équitablement réparties entre les composants de chaque bras, ce qui implique un échauffement excessif de certains composants.

Une solution serait alors de chercher une autre structure d'onduleur multಿನiveaux de sorte que les pertes soient mieux réparties dans les composants.

C'est dans ce contexte que cette thèse intitulée "*Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides*" s'est initiée pour mettre au point une nouvelle topologie permettant de faire face à ces applications. Parmi les structures étudiées, nous montrons que l'onduleur 3 niveaux à six interrupteurs par bras, nommée structure NPP pour Neutral Point piloted (figure 1.10 page 18)) permet, à puissance transmise identique, de mieux répartir les pertes dans les composants de chaque bras. Il est alors retenu comme la topologie adaptée pour l'alimentation des MGVS.

Les problématiques scientifiques posées par cette structure sont d'une part l'équilibrage des tensions entre les composants en série, le développement de modèles thermiques et électriques adaptés à cette structure et sa validation expérimentale.

En parallèle avec les travaux menés sur les structures de convertisseurs, nous avons étudié de manière théorique et expérimentale une structure de filtre sinus dans l'objectif de réduire la taille de ses composants.

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre consiste en un état de l'art des topologies multiniveaux existantes, ainsi que des stratégies de MLI employées dans le cadre des applications moteurs rapides. Une comparaison de plusieurs structures simples (ne comportant pas d'associations de convertisseurs) est effectuée et met en évidence les avantages de la structure 3 niveaux NPP. Une rapide présentation du convertisseur 3 niveaux NPC (MV7000) commercialisé par Converteam est réalisée afin d'apporter quelques notions concernant ce type de convertisseur.

Le second chapitre porte sur l'étude théorique d'un bras NPP. Un développement assez important est consacré à la comparaison des pertes dans les semi-conducteurs d'un bras NPC et d'un bras NPP en balayant de nombreux points de fonctionnement.

Le troisième chapitre est consacré à la validation expérimentale de la structure NPP. Il se découpe en deux parties. Dans la première, une maquette basse tension est réalisée afin de valider le fonctionnement de la topologie NPP et de vérifier que les tensions commutées sont conformes aux attentes. La seconde partie du chapitre consiste en la validation du fonctionnement de la structure NPP sur un prototype moyenne tension, forte puissance.

Une étude concernant les pertes dissipées dans chaque composant semi-conducteur est effectuée afin de comparer les pertes théoriques et expérimentales.

L'objectif du quatrième chapitre est la compréhension des résultats obtenus dans le chapitre 3 concernant les pertes dissipées dans les composants. Ainsi, une maquette sur une puce d'IGBT a été mise en oeuvre afin d'étudier l'effet de la commutation à mi-tension sur les IGBTs mais également l'effet du circuit passif utilisé lors de la mise en série de composants afin d'assurer l'équilibrage des tensions à leurs bornes.

Ensuite, la deuxième partie du chapitre expose les essais réalisés sur un IGBT entier. En analysant le mécanisme de commutation de chaque composant au sein d'un bras de l'onduleur NPP, nous proposons des schémas équivalents de commutation permettant de reproduire les conditions de commutation des composants du prototype MV7306 NPP étudié dans le chapitre 3. Nous disposerons ainsi d'un modèle permettant de prédire de manière suffisamment précise les pertes par commutation des différents composants d'un bras de la topologie NPP.

Le cinquième et dernier chapitre porte sur l'étude d'un filtre sinus dans le cadre de l'alimentation des moteurs vitesse rapide. Une comparaison des structures de filtres conventionnels permet de choisir la structure la plus adaptée aux applications MGv en tenant compte des critères généraux de dimensionnement à la fois au niveau du convertisseur et au niveau du moteur. L'objectif étant de minimiser la taille des éléments passifs du filtre, nous avons proposé d'utiliser des inductances magnétiquement couplées. Après avoir défini les valeurs d'un filtre sinus respectant tous les critères de dimensionnement dans le cas de trois moteurs appartenant à la gamme MGv, une validation expérimentale de ce filtre est réalisée.

Chapitre 1

Etat de l'art des topologies multiniveaux

Sommaire

1.1	Intérêt des onduleurs multiniveaux	11
1.2	Les structures des convertisseurs multiniveaux	12
1.2.1	L'onduleur Neutral Point Clamped ou NPC	12
1.2.2	L'onduleur Neutral Point Piloted ou NPP	18
1.2.3	Le convertisseur à capacité flottante ou convertisseur multicellulaire	23
1.2.4	Le convertisseur multicellulaire superposé SMC	25
1.2.5	L'onduleur Active Neutral Point Clamped ou ANPC	27
1.2.6	L'onduleur Multiple Point Clamped ou MPC	29
1.2.7	L'onduleur SNPC	31
1.2.8	Les convertisseurs résonants ARCPI (Active Resonant Commutated Pole Inverter)	32
1.3	Les associations de convertisseurs	33
1.3.1	Les convertisseurs "cascade"	33
1.3.2	Le convertisseur 5 niveaux en connexion pont-H et parallèle	34
1.4	Comparaison de plusieurs topologies	36
1.4.1	Comparaison générale	36
1.4.2	Comparaison au niveau des pertes	36
1.4.3	Synthèse	38
1.5	Les techniques de MLI appliquées aux onduleurs	40
1.5.1	Introduction	40
1.5.2	MLI précalculée à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHEPWM)	41
1.5.3	Méthode de MLI sinusoïdale ou sous-harmonique (SPWM)	43
1.5.4	La MLI H3	44
1.5.5	La MLI discontinue GDPWM	45
1.5.6	La modulatrice Toggle	46
1.5.7	Evolution du THD de tension de sortie de l'onduleur selon les MLI utilisées	47
1.5.8	Les différentes formes de porteuses	47
1.6	Présentation générale du convertisseur NPC 3 niveaux commercialisé par Convertteam : le MV7000	50
1.6.1	Introduction	50
1.6.2	Présentation du convertisseur MV7000 NPC	51
1.6.3	Outil de calcul analytique des pertes dans les composants	55
1.6.4	Limites du NPC dans les applications vitesse rapide	56
1.7	Objectifs de l'étude	56
1.7.1	Intérêts de la structure NPP pour l'industriel	56
1.7.2	Le filtre sinus dans les applications MG V	57
1.8	Conclusion	57

*En électronique de puissance moderne, la technique des onduleurs multiniveaux représente un domaine de recherche important, recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Si depuis plus d'une décennie les onduleurs appelés à **trois niveaux** sont devenus des produits presque classiques, d'autres topologies sont apparues au cours des dernières années, aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite des cellules imbriquées et superposées, ainsi que la technique des convertisseurs cascades.*

Deux motivations principales sont à l'origine des onduleurs multiniveaux, à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocages des dispositifs à semi-conducteurs de puissance. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant un contenu harmonique réduit.

Pour obtenir ces résultats, différentes topologies multiniveaux ainsi que de multiples stratégies de modulation ont été investiguées et sont présentées dans cette partie. L'objectif étant d'obtenir les grandeurs de charge (courant / tension) ayant le plus faible taux de distorsion harmonique possible.

Il est important de signaler que les pertes dans un convertisseur ne reflètent pas les contraintes imposées sur les composants. Le choix d'une topologie n'est donc pas forcément fixé par le rendement global d'un convertisseur. On peut alors préférer de choisir un convertisseur multiniveaux ayant le même rendement qu'un autre car les contraintes, notamment thermiques, sont mieux réparties entre les composants.

En effet, pour un convertisseur dont les pertes sont mal réparties entre les composants, ceux-ci sont davantage sous contrainte et vont rapidement limiter soit la puissance transmise, soit la fréquence de commutation de l'onduleur. De ce fait, l'un des objectifs de ce chapitre est de détecter la structure qui, en plus de sa simplicité, a l'avantage d'une meilleure répartition des pertes et un minimum de contraintes électriques.

1.1 Intérêt des onduleurs multiniveaux

De très nombreuses investigations ont été faites sur un convertisseur à deux niveaux de tension qui alimente une machine électrique à courant alternatif. L'analyse du courant et de la tension des machines électriques alimentées par des convertisseurs à deux niveaux a montré plusieurs limitations comme l'explique J.S. Manguelle dans sa thèse [Man04]. Il y a notamment des variations brusques de la tension (dv/dt), qui occasionnent des tensions de mode commun aux bornes de la machine. L'effet de cette tension de mode commun est d'autant plus important que le niveau de tension et la fréquence de découpage est élevée. Il y a également existence d'harmoniques prohibitives pour le système, occasionnant des pertes dans la charge et le convertisseur (pertes Joule, pertes fer et par courants de Foucault dans la charge et pertes par conduction et commutation dans le convertisseur). Eventuellement, si le convertisseur est connecté au réseau, ces harmoniques entraînent des pertes Joule et des pertes fer dans le transformateur, s'il existe.

De plus, dans le cas des machines tournantes, les harmoniques de courant sont à l'origine des ondulations de couple. Au niveau du circuit de commande, ils injectent des bruits et introduisent des non-linéarités qui rendent plus difficile la stabilisation du système de réglage. C'est pour palier à ces inconvénients que certains chercheurs ont introduit des convertisseurs à plusieurs niveaux de tensions qui génèrent un signal ayant un contenu harmonique d'autant plus réduit que le nombre de niveaux augmente.

D'un autre côté, la naissance des applications nécessitant une alimentation moyenne tension et facilement réglable a poussé la communauté d'électroniciens de puissance à chercher de nouvelles structures de convertisseurs, qui contournent la limitation en tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Ces nouvelles structures furent une extension des convertisseurs à trois niveaux existants. C'est ainsi qu'il a été possible d'obtenir plusieurs niveaux de tension à la sortie des convertisseurs, réduisant par la même occasion le dV/dt lors des commutations.

Un convertisseur à niveaux multiples, ou convertisseur multiniveaux, permet de fournir une tension de sortie comprenant au moins trois niveaux de tension ou de courant. De manière générale plus le nombre de niveaux de la tension générée par le convertisseur est grand, plus faible sera son taux de distorsion harmonique. Dans toutes les topologies de convertisseurs multiniveaux existantes, plus ce nombre de niveaux est élevé, plus la structure du convertisseur devient complexe. Son coût et la complexité de sa commande s'en trouvent augmentés, et sa fiabilité s'en trouve réduite.

Avec l'apparition de nouveaux composants possédant des calibres en tension et courant plus élevés et des pertes en conduction et commutation de plus en plus faibles, on tend à réduire le nombre de niveaux du convertisseur.

Les IGBTs sont les composants de puissance utilisés dans les applications haute vitesse. Ce sont des composants bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension.

Nous étudions ensuite les différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) afin de tirer leurs avantages et leurs inconvénients pour les adapter à la structure NPP retenue dans le cadre des applications liées à l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques moyenne tension, forte puissance.

En dernière partie de ce chapitre, nous présentons la constitution et les caractéristiques d'un convertisseur 3 niveaux NPC actuellement commercialisé par Convertteam, appelé MV7000 NPC. Les informations données dans cette section seront utilisées dans les chapitres suivants pour évaluer les avantages et inconvénients du convertisseur NPP 3 niveaux par rapport au convertisseur NPC actuel.

1.2 Les structures des convertisseurs multiniveaux

Les convertisseurs à niveaux multiples peuvent être implémentés de différentes manières. La technique la plus simple est la connexion parallèle ou série de semi-conducteurs de puissance. D'autres techniques plus complexes comme l'enchevêtrement de convertisseurs conventionnels sont également exploitées. Les limites des semi-conducteurs de puissance et celles des convertisseurs conventionnels s'en trouvent ainsi repoussées.

Dans cette partie, une synthèse des principales topologies des convertisseurs multiniveaux est d'abord faite. Pour chacune des structures, le principe de fonctionnement y est expliqué, ainsi que les principaux avantages et inconvénients.

1.2.1 L'onduleur Neutral Point Clamped ou NPC

Depuis son introduction en 1981 par Akira Nabae [A.N81], le convertisseur trois niveaux à neutre clamped a été la topologie multiniveaux la plus largement étudiée. On retrouve cette méthode sous le nom de NPC pour Neutral Point Clamped. Cette topologie a été étendue à un nombre de niveaux supérieur à 3.

1.2.1.1 L'onduleur NPC 3 niveaux

L'onduleur 3 niveaux NPC, présenté sur la figure 1.1 comprend 4 interrupteurs actifs verticaux connectés en série et comprennent chacun leur diode en antiparallèle. Deux condensateurs de valeur égale sont connectés en série dans le but de partager également la tension en 2 niveaux de tension. Les diodes de clamp permettent d'avoir un niveau de tension supplémentaire par rapport à un onduleur 2 niveaux classique puisque ces diodes permettent de faire le "zéro" de tension.

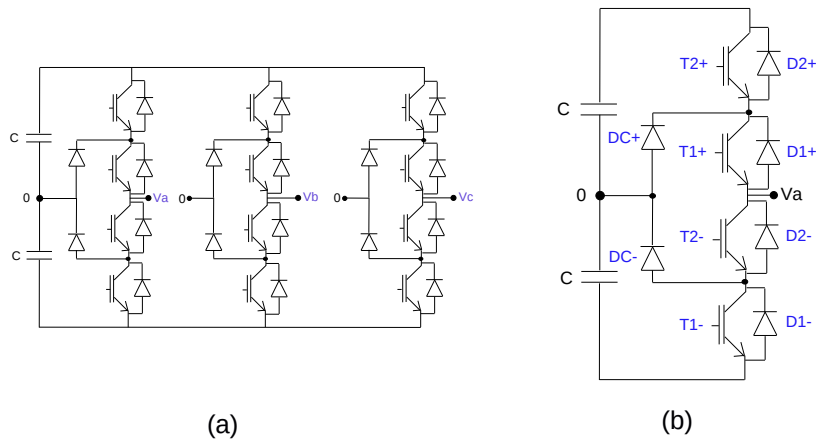


FIG. 1.1 – Schéma de l'onduleur 3 niveaux NPC en triphasé (a) et détail d'une phase (b)

Les IGBTs $\{T2+; T2-\}$ ainsi que $\{T1+; T1-\}$ sont commandés de façon complémentaire.

Le tableau 1.1 présente les états de commutation des interrupteurs de l'onduleur 3 niveaux NPC.

Niveau de tension	Sortie Va0	Etats de commutation			
		T2+	T1+	T2-	T1-
1	Vdc/2	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0
-1	-Vdc/2	0	0	1	1

TAB. 1.1 – Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux NPC

Seuls les états des IGBTs sont représentés car ces derniers sont commandables à la fermeture. Les diodes associées à chaque IGBT vont conduire suivant le signe du courant.

La grandeur V_{a0} représente la tension phase-neutre où le neutre 0 est le point milieu du bus continu, comme l'indique la figure 1.2 qui présente la tension phase neutre V_{a0} (a) et la tension composée V_{ab} (b) en sortie du convertisseur 3 niveaux NPC.

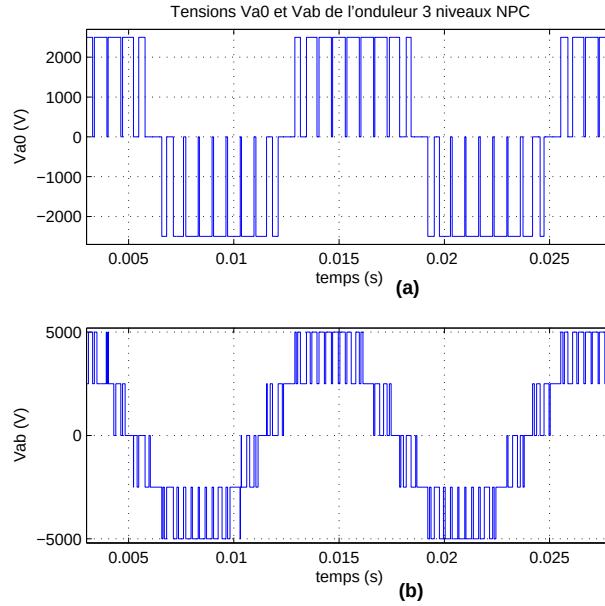


FIG. 1.2 – Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPC pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)

La figure 1.3 présente les composants qui conduisent suivant le sens du courant et la tension de sortie désirée.

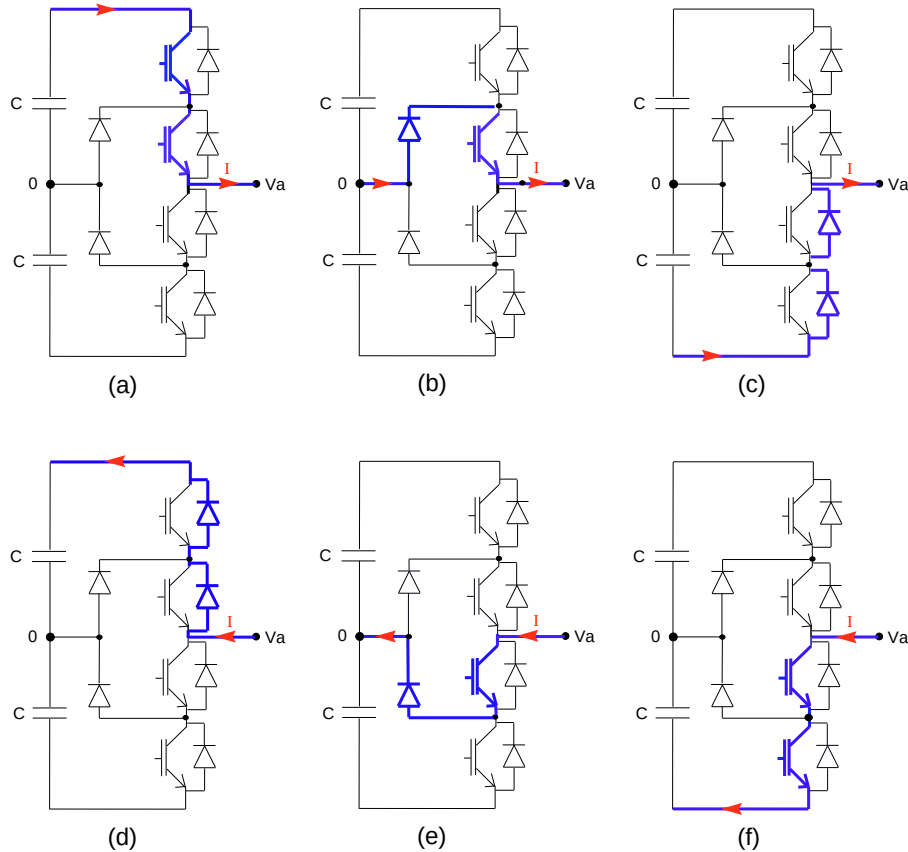


FIG. 1.3 – Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} attendue

La figure 1.4 résume les zones de conduction, de commutation avec et sans pertes des différents composants du bras NPC pour un facteur de puissance égal à 1 et à -1.

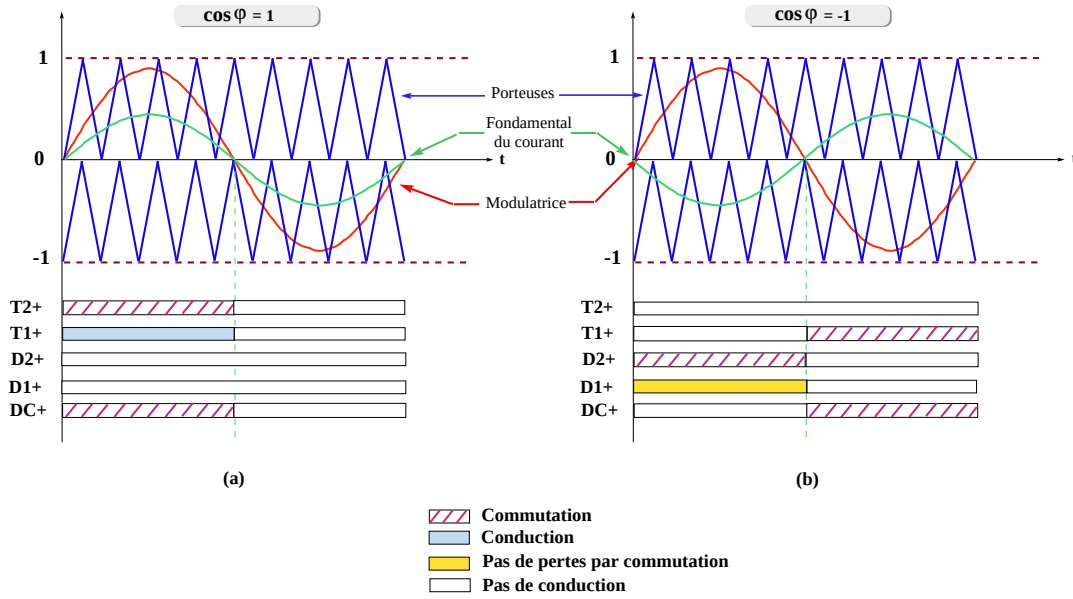


FIG. 1.4 – Commutations des éléments de l'onduleur 3 niveaux NPC pour un déphasage entre le fondamental de la tension de sortie et le courant de charge de $\varphi=0$ pour (a) et $\varphi=\pi$ pour (b)

La tension bloquée et commutée par chacun des IGBTs est égale à $V_{dc}/2$ pour un onduleur NPC 3 niveaux.

Le nom onduleur **3 niveaux** est justifié par le nombre de niveaux que l'on observe sur la tension simple V_{a0} . Sur la tension composée, 5 niveaux sont observés, mais seuls les niveaux ≥ 0 sont comptabilisés, c'est à dire 3.

Le contenu harmonique du convertisseur multiniveaux est plus faible que pour l'onduleur 2 niveaux conventionnel. Cela signifie aussi qu'il y a un niveau d'augmentation de tension plus faible (dv/dt) en tension de sortie, moins d'ondulation de courant et moins d'Interférences Electromagnétiques. De plus, la tension aux bornes des interrupteurs, dans le cas du convertisseur NPC, est réduite, au minimum, à la moitié de la tension du bus DC pour un même niveau de tension de sortie. Ainsi, la topologie du convertisseur NPC peut être appliquée pour une tension moyenne (2300 V, 4160 V, 6000 V), grande puissance (300 à 20000 kW).

D'après [Zho05] et [Man04], les **avantages** des convertisseurs à diodes clampées sont les suivants :

- La forme d'onde du convertisseur multiniveaux résulte en une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur 2 niveaux triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistantes.
- Cette topologie est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant ainsi de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur. Celle-ci est donnée par $\frac{V_{dc}}{m-1}$, avec m , le nombre de niveaux.
- Toutes les phases partagent le même bus DC.
- Il y a réduction de l'ondulation du courant dans la charge.
- Un faible nombre de condensateurs est utilisé dans la structure.
- Une tension du bus DC plus importante car plusieurs interrupteurs sont connectés en série.
- Le contrôle est simple.

Quelques inconvénients du convertisseur multiniveaux à diodes clampées peuvent être observés d'après [Zho05] et [Man04].

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre de tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe voire impossible car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation (c'est à dire au point de fonctionnement).
- Cette topologie nécessite des diodes de clamping rapides qui doivent être capables de supporter entièrement le courant de charge et sont sujettes à de sévères contraintes de recouvrement inverse.
- L'inégalité des commutations entre les interrupteurs ayant un point de connexion sur le bus, à savoir T2+ et T1-, par rapport aux autres suivant le type de modulatrice utilisé.

Dans la section suivante, le cas de l'onduleur 5 niveaux va être étudié afin de voir les différences obtenues en termes de forme d'onde, de THD et de pertes, en comparaison avec la topologie à 3 niveaux de tension.

1.2.1.2 L'onduleur NPC 5 niveaux

La figure 1.5 présente un bras de l'onduleur NPC 5 niveaux. Le bras possède 8 composants actifs connectés en série. Idéalement, la tension maximum qui va être appliquée à chaque interrupteur dans des conditions normales est $V_{dc}/4$. Quatre condensateurs de valeur égale sont connectés en série de façon à partager la tension de bus en 5 niveaux de tension.

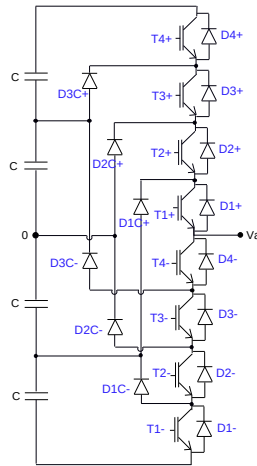


FIG. 1.5 – Schéma d'un bras de l'onduleur 5 niveaux NPC

La figure 1.6 montre l'allure de la tension simple V_{a0} (a) et de la tension composée V_{ab} (b) prise entre deux bras de l'onduleur NPC 5 niveaux

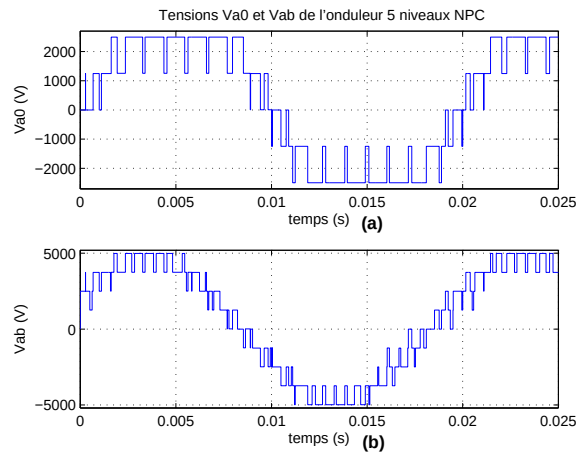


FIG. 1.6 – Tensions en sortie de l'onduleur 5 niveaux NPC pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)

On observe 5 niveaux sur la tension simple V_{a0} et 9 niveaux de tensions sont appliquées aux bornes du moteur. Cette augmentation en nombre de niveaux réduit de moitié le THD par rapport à la structure 3 niveaux NPC.

En effet, comme expliqué dans le document [FGS07], on peut exprimer le THD du courant statorique d'une machine asynchrone par l'expression suivante :

$$THD_{I_{moteur}} = \frac{THD_{V_{ond}}}{L_{charge} \times \frac{F_{pwm}}{F_{mot}}} \quad (1.1)$$

Avec :

- F_{pwm} : Fréquence de commutation (Hz)
- F_{mot} : Fréquence fondamentale du moteur
- L_{charge} : inductance de charge en pu
- $THD_{V_{ond}}$: THD tension simple onduleur en pu
- $THD_{I_{moteur}}$: THD courant moteur en pu

Le THD entre phases en sortie d'un onduleur multiniveaux est donné par le tableau 1.2 suivant :

Nombre de niveaux	THD en tension
2	60
3	30
4	20
5	15
n	$\frac{60}{n-1}$

TAB. 1.2 – Valeur du THD en tension entre phases en sortie d'un onduleur multiniveaux en fonction du nombre de niveaux

Ainsi, plus le nombre de niveaux augmente et plus la valeur du THD en tension (et donc en courant) diminue. La figure 1.7 montre l'évolution du THD en tension en sortie de l'onduleur en fonction du nombre de niveaux. Il est alors possible de remarquer que l'évolution du THD n'est pas linéaire avec le nombre de niveaux et que de 60% à 10% de THD, il y a 7 niveaux de tension requis, alors que pour passer de 10% à 5% de THD, on passe de 7 à 14 niveaux.

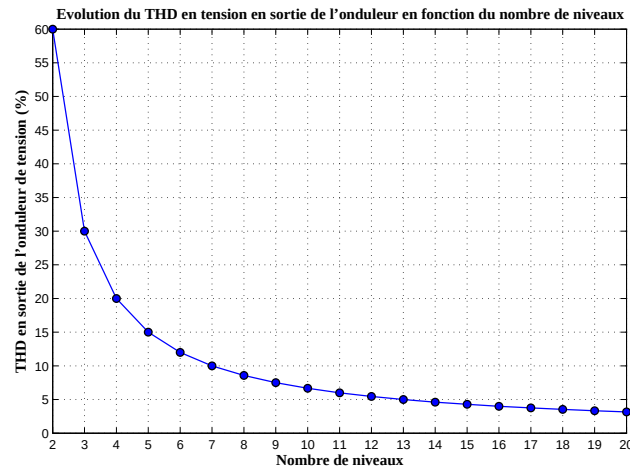


FIG. 1.7 – Evolution du THD en tension en sortie de l'onduleur en fonction du nombre de niveaux de la topologie

Si l'on utilise une MLI asynchrone avec comparaison d'une modulatrice sinusoïdale avec 4 porteuses triangulaires, on peut déterminer les plages où les différents composants conduisent et commutent, comme l'illustre la figure 1.8.

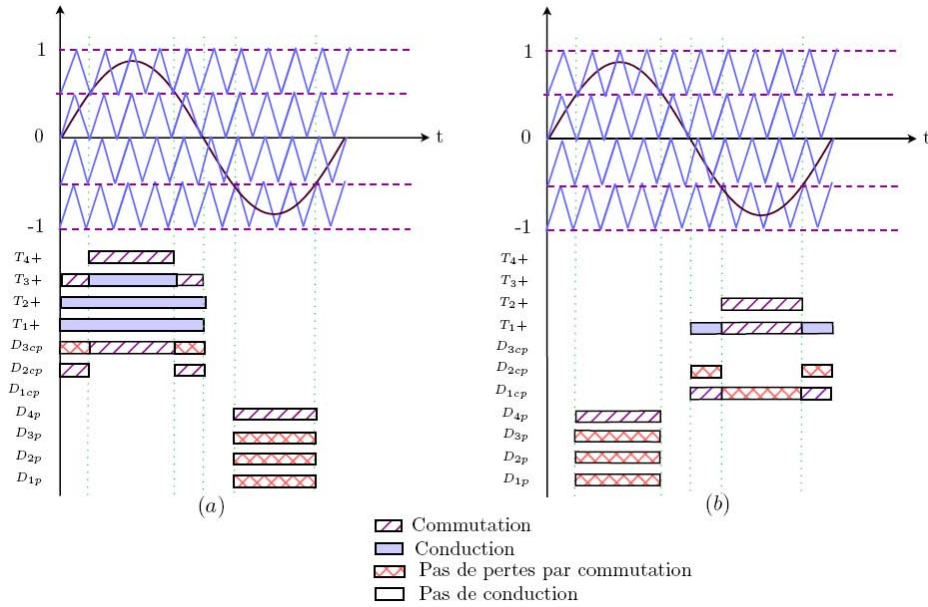


FIG. 1.8 – Commutations des éléments de l'onduleur 5 niveaux pour un déphasage entre le fondamental de la tension de sortie et le courant de charge de $\varphi = 0$ pour (a) et $\varphi = \pi$ pour (b)

La structure NPC 5 niveaux permet de diminuer le THD en sortie de l'onduleur par rapport à la topologie 3 niveaux. Cependant, le coût de la structure dû au nombre élevé de composants ainsi que l'obligation de mettre en oeuvre un système d'équilibrage des condensateurs du bus DC rendent cette structure contraignante.

1.2.2 L'onduleur Neutral Point Piloted ou NPP

La topologie NPP pour Neutral Point Piloted est une structure dérivée de la topologie NPC. Comme son nom l'indique, le point neutre est commandé à l'aide d'IGBTs connectés en tête-bêche. Cette topologie a été présentée pour la première fois par J. Holtz en 1977 [Hol77] puis par A. Nabae en 1981 [A.N81] ou plus tardivement dans [BDL98]. Elle a été reprise par la suite en tant que cellule de base de topologies multicellulaires [FM02] et prise comme référence dans les thèses de L. Delmas [Del03] et de A-M. Lienhardt [Lie06].

La structure NPP est aisément identifiable à la structure 3 niveaux représentée par la figure 1.9 et présentée en 1983 [BS83] :

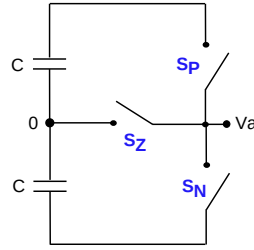


FIG. 1.9 – Schéma de l'onduleur 3 niveaux généralisé

Les interrupteurs S_P , S_N et S_Z représentent respectivement les interrupteurs positifs, négatifs et zéro de tension.

La particularité de cette topologie est que les interrupteurs verticaux sont connectés en série ce qui permet de diviser les pertes par commutation de chacun de ces composants par deux. Ceci présente un avantage certain par rapport à la topologie NPC [GGL⁺09b], [GG09b].

En effet, dans le cas de l'onduleur 3 niveaux NPC, lorsque l'on travaille à plein taux de modulation, ce sont les IGBTs externes, à savoir T_{2+} et T_{1-} qui s'échauffent le plus à cause du nombre de commutations plus important de ces IGBTs.

La forme d'onde de la tension de sortie de la topologie NPP est identique à celle de la structure NPC.

Le schéma de l'onduleur NPP est représenté sur la figure 1.10 dans sa version triphasée et détaillée.

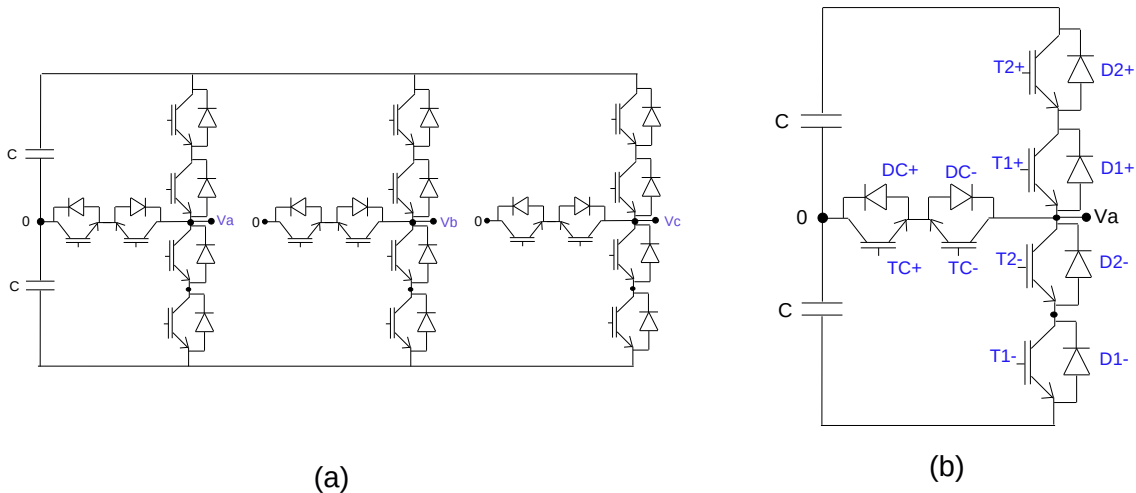


FIG. 1.10 – Schéma de l'onduleur 3 niveaux NPP en triphasé (a) et détail d'une phase (b)

Le tableau 1.3 présente la valeur de la tension simple V_{a0} en fonction de l'état des IGBTs du bras NPP :

Niveau de tension	Sortie V_{a0}	Etats de commutation					
		T2+	T1+	TC+	T2-	T1-	TC-
1	$V_{dc}/2$	1	1	1	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	1
-1	$-V_{dc}/2$	0	0	0	1	1	1

TAB. 1.3 – Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux NPP

La figure 1.11 présente les composants de la topologie NPP qui sont fermés suivant le sens du courant et la valeur de V_{a0} attendue.

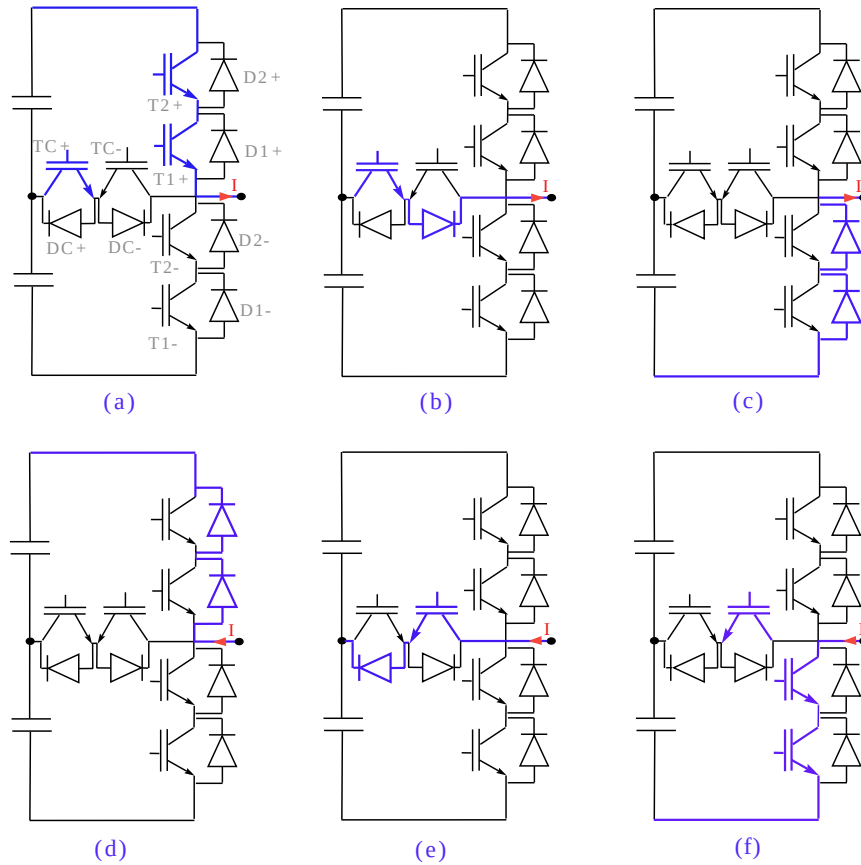


FIG. 1.11 – Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} désirée

Les pertes globales du convertisseur NPP sont identiques à celles de l'onduleur NPC, la différence réside dans le fait que les pertes sont réparties différemment dans la structure NPP. Cette propriété apporte à la structure NPP l'avantage de réduire notablement l'échauffement de certains IGBTs. Ainsi, la structure NPP permet d'atteindre des points de fonctionnement qui n'étaient pas envisageables avec la structure conventionnelle NPC à cause des températures de jonction trop élevées sur certains composants.

La tensions simple V_{a0} et composée V_{ab} sont représentées sur la figure 1.12 dans le cas de la topologie NPP.

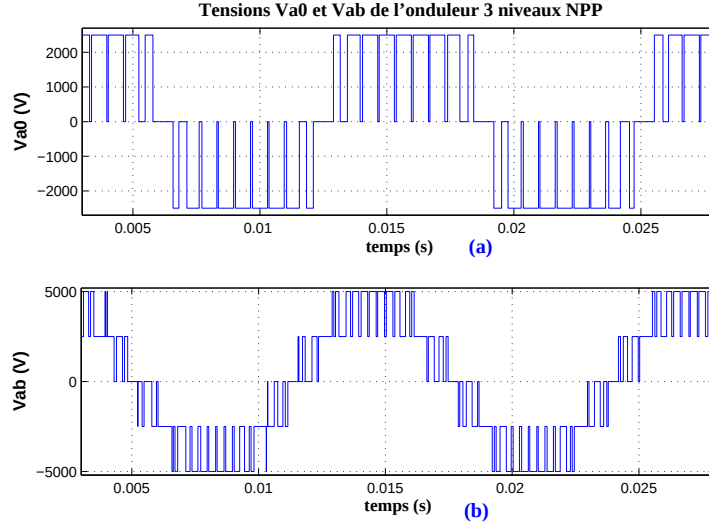


FIG. 1.12 – Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPP pour une tension de bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)

Les formes d'onde en tension en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPP sont identiques à celles de la topologie NPC conventionnelle.

1.2.2.1 Description détaillée des séquences de conduction et commutation des composants

L'onduleur 3 niveaux NPP comprend six composants actifs (IGBT) et six diodes par bras. Les composants de la branche horizontale sont connectés en tête-bêche afin d'assurer la réversibilité en courant lorsque l'on désire un zéro de tension.

La distribution des contraintes sur les composants dépend de l'état des interrupteurs.

Les couples T_{2+} et T_{1+} ainsi que T_{2-} et T_{1-} sont commandés simultanément de sorte qu'ils pourraient être représentés par un seul interrupteur dans la compréhension du fonctionnement de l'onduleur.

Lorsque que l'on désire obtenir une tension de sortie V_{a0} égale à $\frac{\pm V_{dc}}{2}$, on ferme T_{2+} , T_{1+} ainsi que $TC+$.

$TC+$ est fermé mais aucun courant ne le traverse, ceci permet de ne pas avoir de pertes par commutations dans ce composant lorsque l'on passe de $+1$ à 0 , comme le montre la figure 1.13 (a). En effet, le courant ne passe pas dans $TC+$ car la diode $DC-$, qui est pourtant dans le même sens que $TC+$ possède une tension plus négative sur son anode que sur sa cathode et n'est donc pas passante.

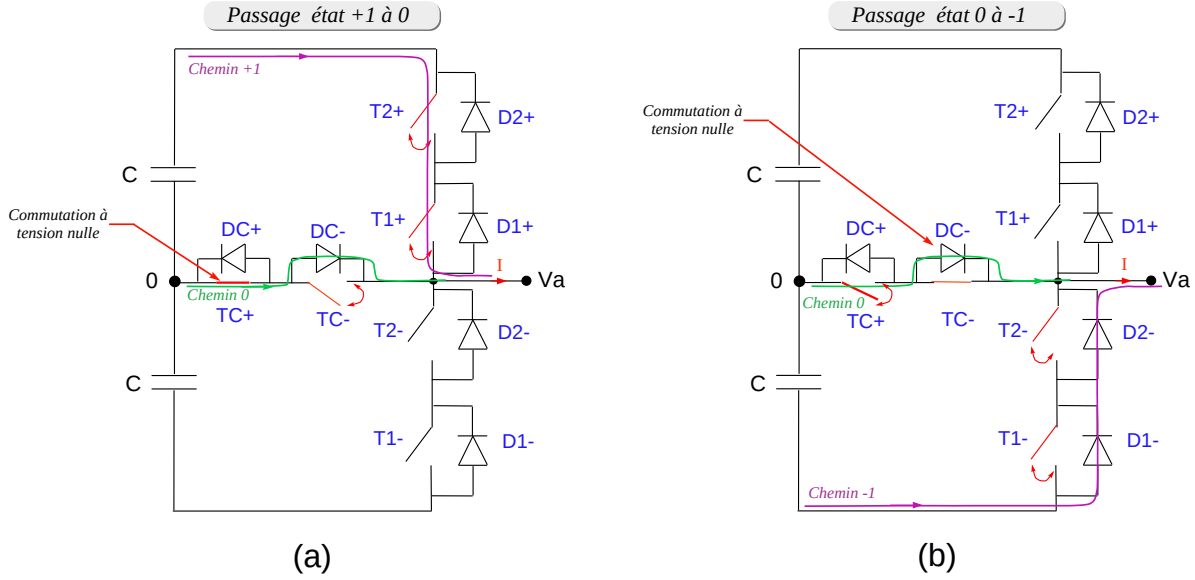


FIG. 1.13 – Mise en évidence de la commutation à tension nulle de TC+ et DC- pour un courant de charge positif

Lorsque l'on passe au niveau 0, TC+ reste fermé et on ferme également TC-. Au niveau de la diode DC-, le potentiel de l'anode est supérieur au potentiel de la cathode, ce qui rend la diode passante. Le courant de charge, lorsqu'il est positif passe alors par TC+ puis DC- et DC+, TC- lorsque le courant est négatif.

La figure 1.14 présente les zones de conduction, de commutation avec et sans pertes des différents composants du bras NPP pour un facteur de puissance égal à 1 et à -1.

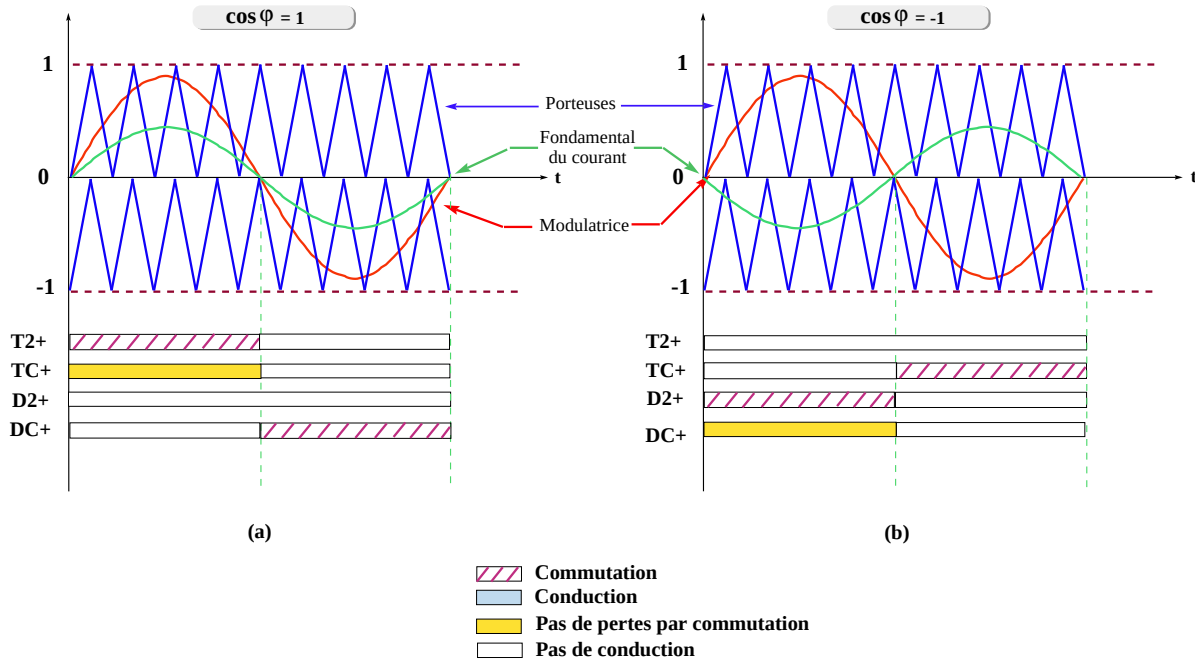


FIG. 1.14 – Commutations des éléments de l'onduleur 3 niveaux NPP pour un déphasage entre le fondamental de la tension de sortie et le courant de charge de $\varphi = 0$ pour (a) et $\varphi = \pi$ (b)

Les **avantages** de la topologie NPP peuvent être résumés ainsi :

- Grâce à la mise en série de composants, les pertes par commutation dans ces derniers peuvent être divisées par deux par rapport à la topologie NPC conventionnelle.
- Il est possible de doubler la fréquence de commutation pour un courant donné grâce au premier avantage.
- Il est possible d'augmenter le niveau de courant pour une fréquence de découpage donnée.
- L'éventuel filtre sinus en sortie de l'onduleur peut être réduit.
- Les MLI utilisées pour le convertisseur NPC conventionnel peuvent être conservées pour la topologie NPP.
- Les tensions commutées par les IGBTs verticaux sont de valeur $V_{dc}/4$ au lieu de $V_{dc}/2$ dans le cas de la structure NPC.
- Les IGBTs horizontaux commutent pendant une partie du temps avec une tension nulle à leurs bornes, ce qui signifie que les pertes par commutation associées sont nulles.
- La zone de sécurité (encore appelée SOA) peut être élargie en courant.
- Contrairement à certaines structures, sur un bras d'onduleur, tous les IGBTs verticaux et horizontaux possèdent le même calibre, ce qui facilite l'industrialisation et la maintenance de l'équipement (pièces de rechange réduites).

Lorsque le facteur de puissance est proche de -1, ce ne sont plus les IGBTs verticaux qui commutent le plus, donc la structure NPP n'est plus avantageuse pour ce point de fonctionnement en comparaison avec une topologie NPC.

1.2.2.2 Nécessité de disposer d'un système d'équilibrage des tensions des composants en série

A l'état bloqué, les interrupteurs verticaux sont chargés de se partager équitablement la tension d'alimentation $V_{dc}/2$. Par la mise en série de n interrupteurs élémentaires ($n=2$ dans le cas du NPP 3 niveaux), on réduit dans un rapport inversement proportionnel à $1/n$ la valeur maximale de la tension que les composants de puissance sont capables de tenir si un système permet d'assurer la répartition identique des tensions. On peut alors mettre en oeuvre des interrupteurs de calibre de tension moindre, mais dont les pertes par commutation permettent d'augmenter avantageusement la fréquence de commutation. Cependant, comme l'explique [MFT⁺02], la mise en série de composants n'est pas aisée.

Pour qu'une telle structure soit viable, il est nécessaire que les deux interrupteurs en série aient des comportements rigoureusement identiques. En effet, lors d'une commutation, si l'un des interrupteurs s'amorce avant l'autre, alors le second devra supporter une tension supérieure à $V_{dc}/2$, valeur pour laquelle il n'est pas dimensionné.

Ainsi, dans la mise en série d'interrupteurs, il y a un risque de détérioration de l'interrupteur le plus lent par application, lors des commutations, d'une tension plus élevée que la normale.

Lors de la mise en série d'interrupteurs, il faut alors disposer d'un système d'équilibrage des tensions adéquat pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur.

On peut ainsi placer en parallèle sur chacun des composants en série un système dédié à l'équilibrage des tensions, afin de s'assurer que les tensions se répartissent équitablement à l'état bloqué ainsi que lors des commutations. Conjointement, la commande rapprochée de chacun des interrupteurs en série doit agir de manière à induire des commutations exactement synchronisées.

Le système passif d'équilibrage ne doit pas être confondu avec un snubber RC qui pourrait servir à diminuer les pertes dans les composants. En effet, son rôle ne se limite qu'à l'équilibrage des tensions aux bornes des composants.

1.2.3 Le convertisseur à capacité flottante ou convertisseur multicellulaire

Thierry A. Meynard et Henri Foch [MF92][MFT⁺02] ont introduit le convertisseur à capacités flottantes (ou convertisseur multicellulaire série) en 1992 et ce convertisseur a été considéré comme la plus sérieuse alternative à la topologie à diode clampée. Dans cette topologie, il n'y a pas de diodes de clamp mais des condensateurs flottants. La figure 1.15 illustre le convertisseur à capacités flottantes pour 3 figure 1.15 (a) et 4 figure 1.15 (b) niveaux de tension :

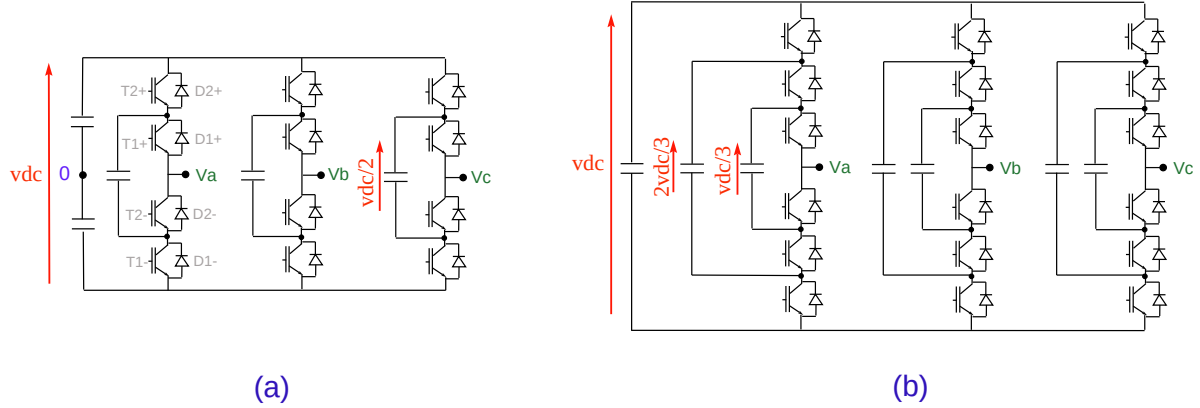


FIG. 1.15 – Schéma de la topologie à capacité flottante dans sa version 3 niveaux (a) et 4 niveaux (b)

La tension du condensateur flottant de la phase a de la structure 3 niveaux est de $V_{dc}/2$, tandis que pour la structure 4 niveaux, la tension aux bornes du premier condensateur flottant est de $2V_{dc}/3$ et le second est de $V_{dc}/3$.

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Les états de commutation du convertisseur sont résumés dans le tableau 1.4.

Niveau de tension	Sortie V_{a0}	Etats de commutation			
		T2+	T1+	T2-	T1-
1	$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0
	0	0	1	0	1
-1	$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

TAB. 1.4 – Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux à capacités flottantes

Les interrupteurs T2+ et T1- travaillent de façon complémentaire, il en est de même pour les interrupteurs T1+ et T2-, ceci pour éviter de court-circuiter les sources de tension.

En comparaison avec l'onduleur 3 niveaux NPC, cette topologie possède un état de commutation supplémentaire pour faire le "zéro" de tension. En considérant le sens du courant de charge, il est possible de charger ou de décharger le condensateur flottant et ainsi, la tension de ce dernier peut être régulée à la valeur désirée.

Les formes d'onde des tensions simples et composées sont données par la figure 1.16.

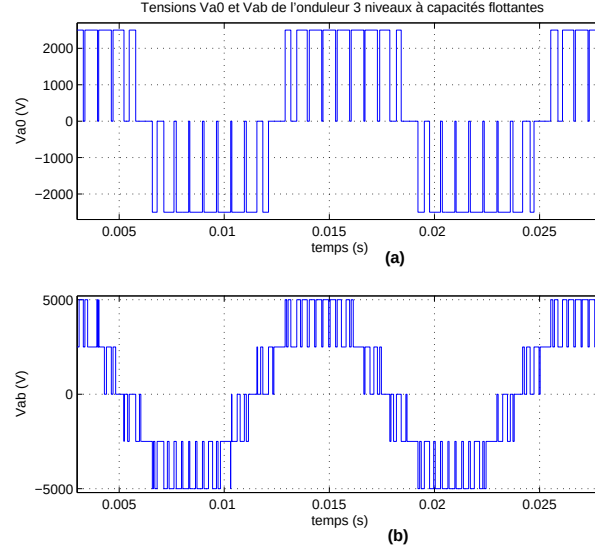


FIG. 1.16 – Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux à capacités flottantes pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)

La figure 1.17 présente le trajet du courant suivant le signe de celui-ci.

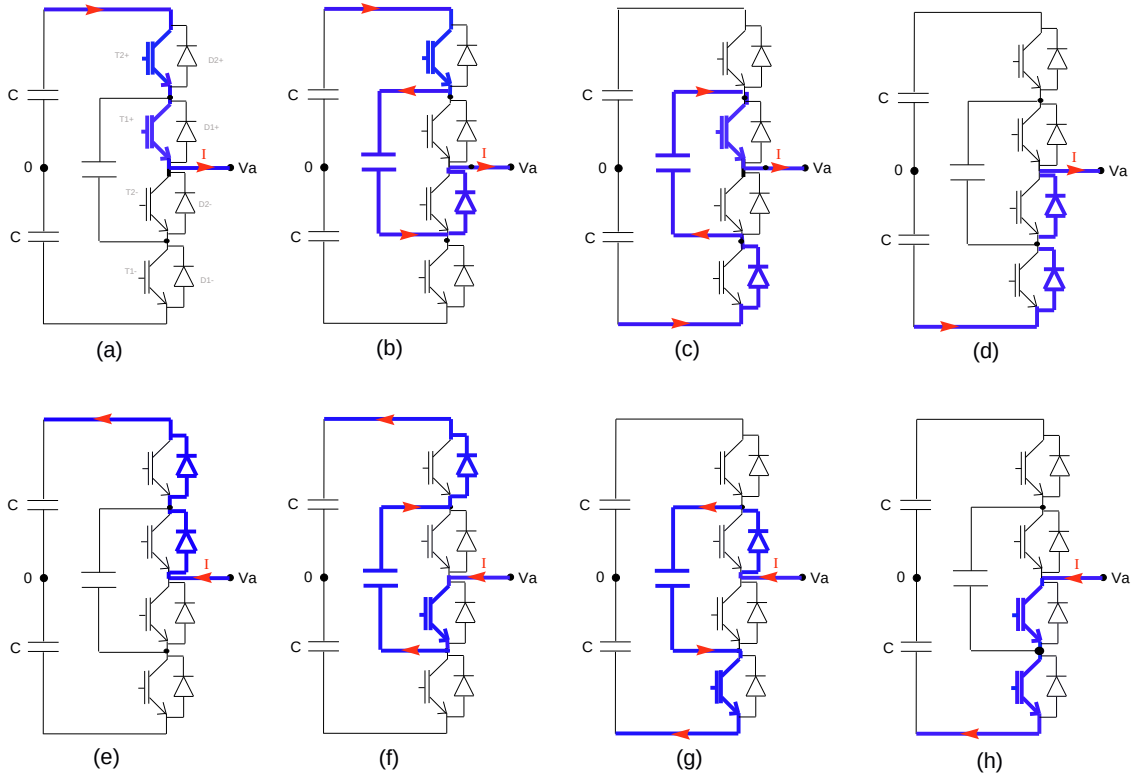


FIG. 1.17 – Composants qui conduisent suivant le sens du courant pour la topologie 3 niveaux à capacités flottantes

Cette structure présente plusieurs **avantages**, notamment :

- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel.
- Sa modularité permet une extension et une adaptation aisée des stratégies de commande à

un nombre élevé de niveaux.

- Contrairement à l'onduleur NPC, le convertisseur à capacités flottantes assure naturellement la répartition statique de la tension bloquée aux bornes des interrupteurs. En revanche, si les condensateurs flottants sont réalisés par la mise en série de condensateurs identiques, ils auront besoin d'être équilibrés.
- Cette topologie limite naturellement la contrainte en dv/dt aux bornes des composants et introduit un état supplémentaire de commutation qui peut être utilisé pour maintenir l'équilibre de charge des condensateurs.
- A la différence avec le convertisseur à diode clampée, la topologie à capacité flottante possède assez d'états de commutation pour contrôler l'équilibre de charge dans un seul bras isolé avec des convertisseurs ayant n'importe quel nombre de niveaux, ceci même si le courant de phase est unidirectionnel. Ceci rend cette structure attractive même pour les convertisseurs DC/DC.

Cependant, cette topologie présente quelques **inconvénients** :

- Le contrôle de charge des condensateurs ajoute de la complexité au système
- Si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge adéquate
- Cette topologie est coûteuse
- En cas de défaut, il faut décharger le bus pour le recharger ensuite

Le convertisseur à capacité flottante a été utilisé par Converteam dans sa structure 4 niveaux (VDM6000), puis a été abandonné.

1.2.4 Le convertisseur multicellulaire superposé SMC

La topologie SMC est née du brevet de G. Gateau, T. A. Meynard et H. Foch en 2000 [GMF96] et est décrite en détails dans [GMF01]. Le schéma de la figure 1.18 représente le convertisseur SMC dans sa configuration $p \times n = 3 \times 2$, c'est à dire qu'il est composé de $p=3$ cellules et de $n=2$ étages. Il y a donc 2×3 cellules de commutation imbriquées et $(p-1) \times n = 2 \times (p-1)$ condensateurs flottants. La tension aux bornes de ce dernier peut s'exprimer par :

$$V_{ck} = \frac{k \times E}{n \times p}, \quad k \in \{1, \dots, p-1\} \quad (1.2)$$

où E est la tension d'entrée globale et k le rang de la cellule. G. Gateau explique que la topologie multicellulaire $2 \times p$ permet de générer $N_{niv} = (n \times p) + 1$ niveaux de tension en sortie.

La fréquence apparente en sortie du convertisseur est proportionnelle à la fréquence de découpage F_{pwm} , ainsi qu'au nombre de cellules :

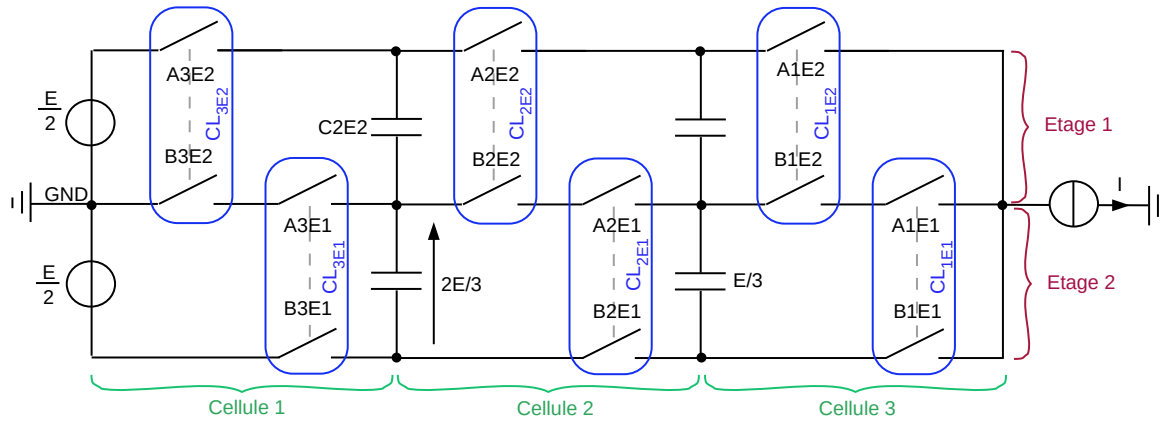
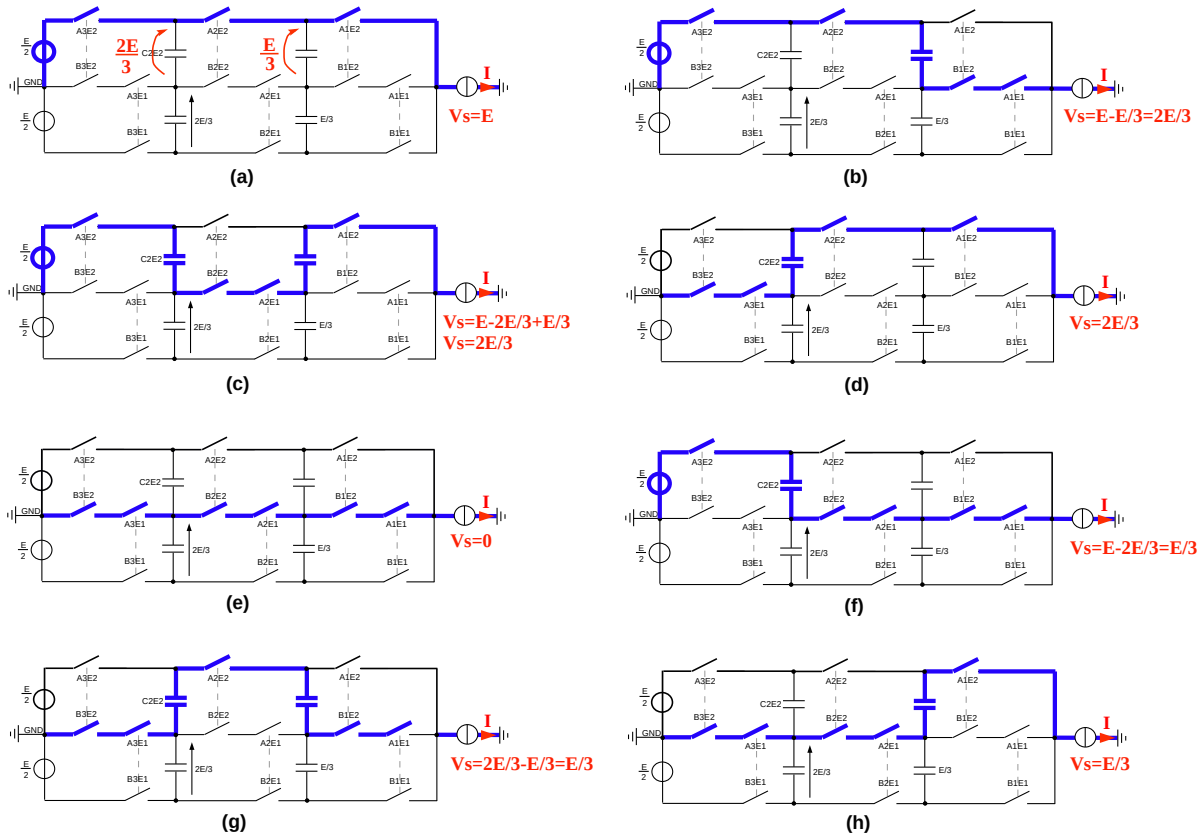
$$f_{apparente} = p \times F_{pwm} \quad (1.3)$$

Remarque : Si l'on ne considère qu'une cellule en configuration $p \times n = 1 \times 2$ et que l'on place deux interrupteurs en série au niveau de A3E2, nous obtenons la configuration NPP.

La figure 1.19 présente le chemin de circulation du courant selon les différents états de la structure SMC 3×2 .

Les **avantages** de la topologie SMC sont les suivants :

- Cette structure possède moins de condensateurs que la topologie à capacités flottantes classique et leur valeur est inférieure.
- Les performances dynamiques sont les mêmes que pour la topologie à capacités flottantes.

FIG. 1.18 – Schéma de la topologie SMC dans sa configuration 3×2 FIG. 1.19 – Circulation du courant de la topologie SMC dans sa configuration 3×2 suivant les différents états des interrupteurs

Cependant, les **inconvenients** que cette structure peut présenter sont :

- Le nombre important de composants et de condensateurs.
- La complexité du système due à la charge des condensateurs intermédiaires.
- L'augmentation de la tension entraîne une augmentation de la taille des condensateurs, donc de leur prix et de leur volume.

1.2.5 L'onduleur Active Neutral Point Clamped ou ANPC

En remplaçant deux diodes par deux IGBTs par rapport à la topologie NPC conventionnelle au niveau de la connexion au point milieu, une alternative intéressante à la topologie NPC 3 niveaux a été réalisée. L'onduleur ANPC (Active Neutral Point Clamped) possède le même nombre de composants que la topologie NPP mais leur disposition correspond à la topologie NPC. Ainsi, grâce à une stratégie de commutation appropriée, le point milieu est "activement clampé", d'où le nom de cette structure. Ceci permet à la structure de mieux dissiper les pertes dans les composants à faible indice de modulation.

En effet, à faible indice de modulation, ce sont les diodes de clampé qui chauffent le plus dans la topologie NPC. Grâce à la structure ANPC, pour faire le zéro de tension, le courant possède deux chemins possibles ce qui permet de mieux disperser les pertes dans les composants et ainsi de monter plus haut en courant pour de faibles indices de modulation et donc de ne pas avoir à déclasser l'application.

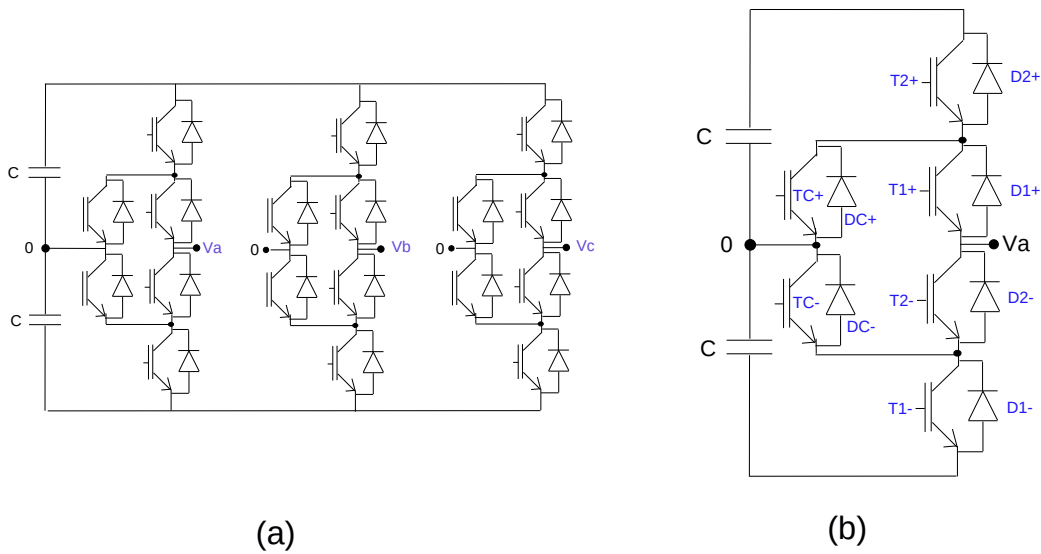


FIG. 1.20 – Schéma de la topologie ANPC

Cette topologie a été largement étudiée et décrite dans la thèse de T. Brückner [Brü05] mais est apparue plus tôt dans la littérature [YSeIB99].

Le tableau 1.5 suivant présente la valeur de la tension simple V_{a0} en fonction de l'état des IGBTs du bras ANPC :

Niveau de tension	Sortie V_{a0}	Etats de commutation					
		T2+	T1+	TC+	T2-	T1-	TC-
1	$V_{dc}/2$	1	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	1
0	0	0	0	0	1	0	1
-1	$-V_{dc}/2$	0	0	0	1	1	0

TAB. 1.5 – Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux ANPC

La figure 1.21 montre l'allure de la tension simple V_{a0} 1.21(a) et de la tension composée 1.21(b) prise entre les deux bras de l'onduleur ANPC 3 niveaux.

Dans la topologie NPC conventionnelle, les chemins des courants du point milieu sont unidirectionnels. Le signe du courant de charge détermine le chemin du courant. Dans le cas de l'onduleur ANPC, les chemins du point milieu peuvent être choisis. Ainsi, on peut décider que la moitié du temps le courant du point milieu prenne le chemin positif et que pendant l'autre moitié du temps, ce courant prenne le chemin négatif.

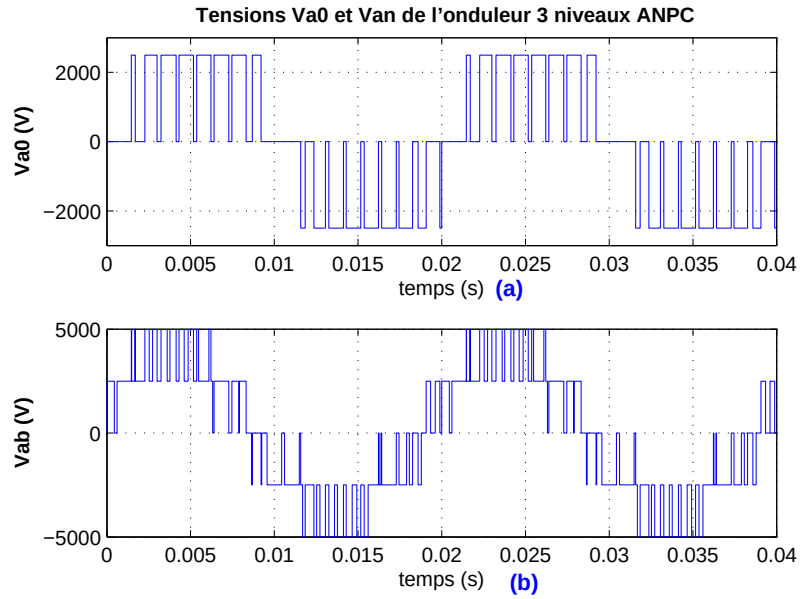


FIG. 1.21 – Tensions de sortie V_{a0} (a) et V_{ab} (b) de l'onduleur ANPC 3 niveaux pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=950\text{Hz}$

La figure 1.22 présente les différents états de commutation des composants semi-conducteurs présents sur un bras de l'onduleur ANPC.

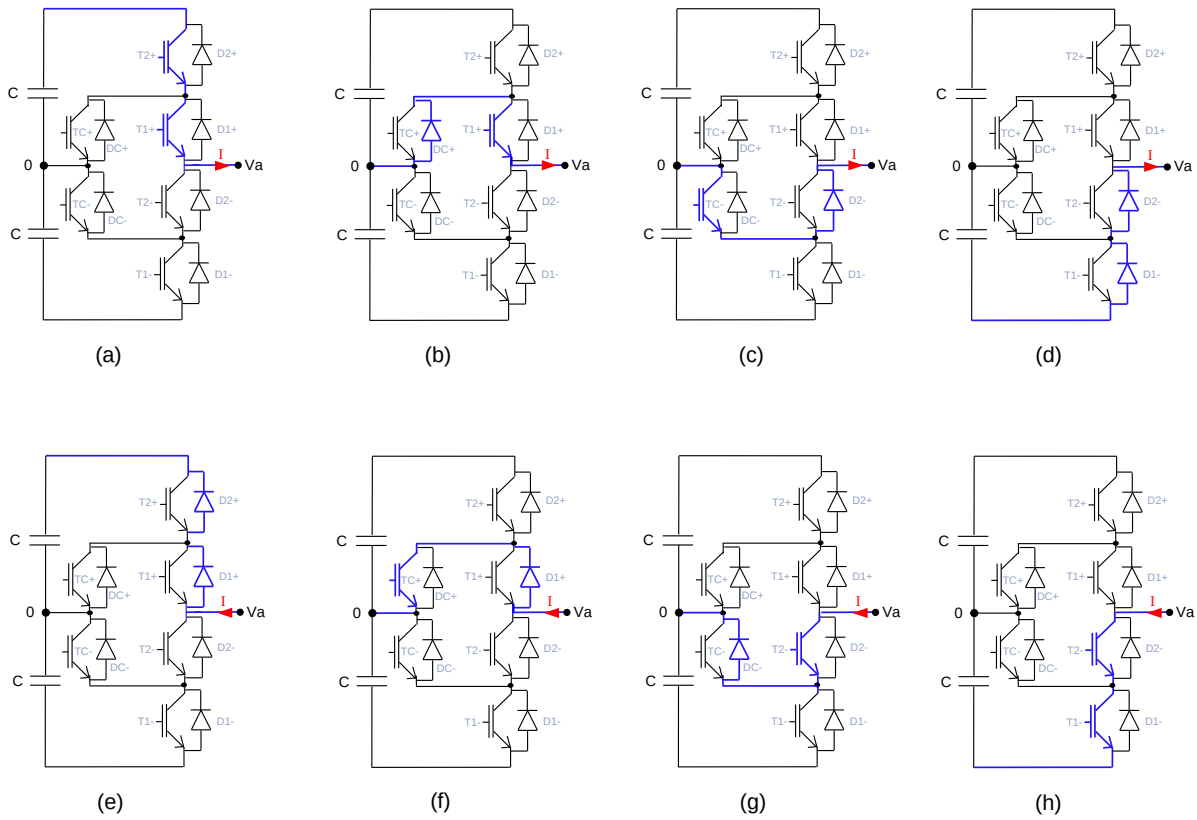


FIG. 1.22 – Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} attendue pour la topologie ANPC

On remarque que, contrairement à la topologie NPC classique, il y a 8 états de commutation au lieu de 6. Dans le cas d'un courant de charge positif, comme l'illustre la figure 1.22, les états (b)

et (c) donnent tous deux la même tension de sortie. Dans le cas d'un courant de charge négatif, les états (f) et (g) donnent tous deux la même tension de sortie. Ce degré de liberté permet de répartir les pertes dans les composants.

Les **avantages** de cette topologie sont les suivants :

- Grâce aux IGBTs de clamp, cette topologie possède une avantageuse distribution des pertes par conduction et par commutation
- La tension de sortie de l'onduleur ainsi que le contrôle du potentiel du point neutre ne sont pas affectés par la sélection de l'état "0" et par les commutation.
- Les pertes totales de l'onduleur ANPC restent quasiment inchangées par rapport à la topologie NPC, elles sont uniquement réparties différemment.
- Il y a une meilleure utilisation des composants de puissance.

Cependant, un **inconvénient** à cette topologie est que le contrôle de cette dernière est plus compliqué à mettre en oeuvre en passant d'une structure NPC à ANPC que de la structure NPC à NPP car on tient compte des pertes et des températures de jonction dans le contrôle de l'ANPC.

De plus, l'ANPC est bien adapté à de faibles fréquences et tensions [BB01], comme par exemple pour des alimentations rotoriques de machines à double alimentation. Par contre, pour des tensions plus élevées, il n'y a pas d'avantage à utiliser cette topologie par rapport à un convertisseur NPC par exemple, qui possède moins de composants, donc qui est moins onéreux.

1.2.6 L'onduleur Multiple Point Clamped ou MPC

Tout comme les convertisseurs NPP ou ANPC, la topologie MPC, présentée sur la figure 1.23 dans sa configuration 4 niveaux, possède 6 interrupteurs actifs. Cette topologie est assimilable à la topologie ANPC en terme de disposition des composants, mis à part qu'ici, les IGBTs TC+ et TC- ne sont pas connectés au même potentiel, ce qui crée un niveau de tension supplémentaire. La topologie MPC possède en effet 4 niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer le THD par rapport à une structure à 3 niveaux de tension. Comme son nom l'indique, cette topologie, présentée dans la thèse de Alberto Lega dans sa topologie 5 niveaux [Leg07].

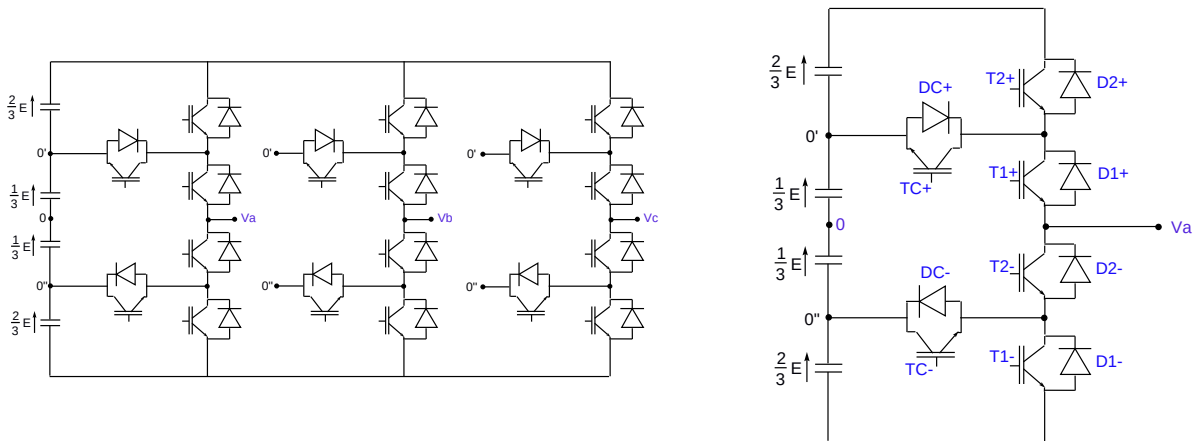


FIG. 1.23 – Schéma de la topologie MPC 4 niveaux

Le tableau 1.6 présente le niveau de sortie du convertisseur en fonction de l'état des IGBTs du bras MPC :

Niveau de tension	Etats de commutation					
	T2+	T1+	TC+	T2-	T1-	TC-
3	1	1	0	0	0	0
2	0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	1	0

TAB. 1.6 – Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux MPC

La figure 1.24 montre l'allure de la tension simple V_{a0} (a) et de la tension composée (b) prise entre les deux bras de l'onduleur MPC 4 niveaux :

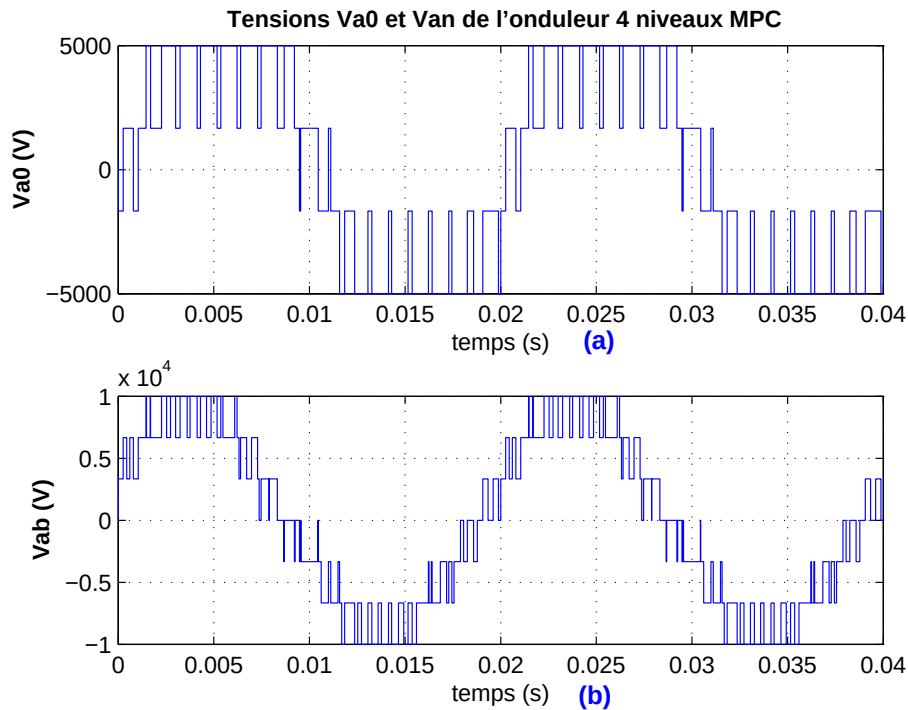


FIG. 1.24 – Tensions de sortie V_{a0} (a) et V_{ab} (b) de l'onduleur MPC 4 niveaux pour un bus DC de 10000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=950\text{Hz}$

Le principal **inconvenient** de cette structure est le contrôle complexe qui est requis. De plus, il est possible d'obtenir un déséquilibre du bus dû aux charges et décharges inégales au niveau du bus DC.

1.2.7 L'onduleur SNPC

A partir des topologies de base, il est possible de les combiner afin d'obtenir les avantages de chacune. C'est ce qu'a présenté D. Floricaud avec l'onduleur 3 niveaux SNPC (Stacked Neutral Point Clamped) [FGDT07].

Cette topologie, présentée sur la figure 1.25 reprend la structure NPC conventionnelle associée à la topologie NPP. L'avantage de cette structure est le même que celui de la topologie ANPC, c'est à dire qu'à "0" de vitesse, donc pour un faible indice de modulation, le courant possède 2 chemins possibles, ce qui permet de répartir les pertes dans les composants.

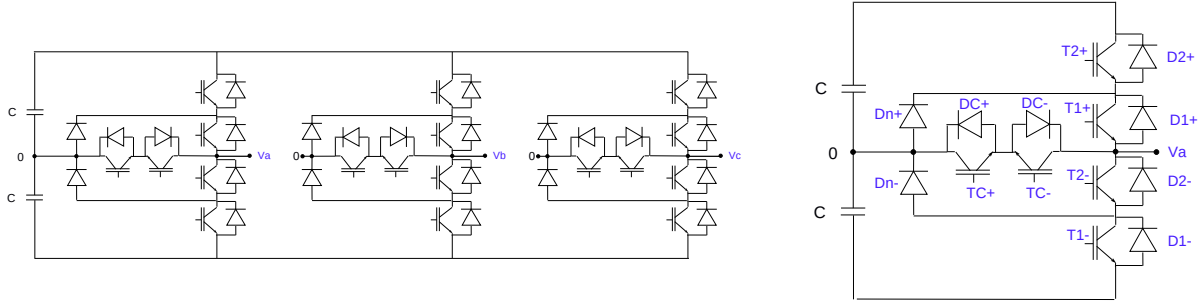


FIG. 1.25 – Schéma de la topologie SNPC

Le tableau 1.7 suivant présente les états des interrupteurs de la topologie SNPC en fonction du niveau de tension de sortie désiré :

Niveau de tension	Sortie Va0	Etats de commutation					
		T2+	T1+	TC+	T2-	T1-	TC-
1	Vdc/2	1	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	1
0	0	0	0	1	1	0	1
-1	-Vdc/2	0	0	0	1	1	0

TAB. 1.7 – Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux SNPC

La tensions simple Va0 et composée Vab sont représentées sur la figure 1.26 dans le cas de la topologie SNPC.

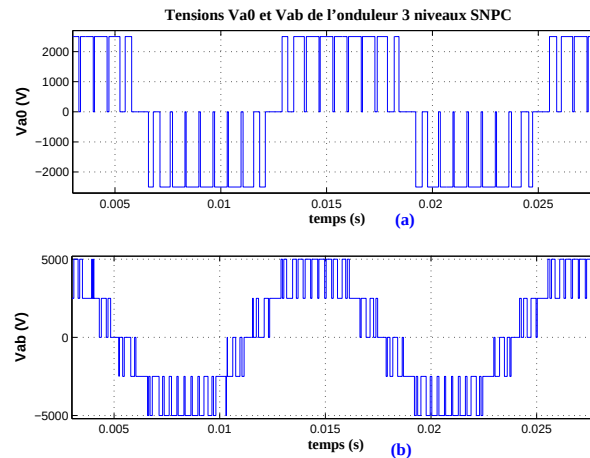


FIG. 1.26 – Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPP pour une tension de bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension Va0 (a) et Vab (b)

Cette topologie a l'inconvénient d'être tout de même coûteuse car un nombre important de composants est nécessaire.

1.2.8 Les convertisseurs résonants ARCPI (Active Resonant Commutated Pole Inverter)

L'Active Resonant Commutated Pole Inverter ou ARCPI, présenté sur la figure 1.27 suivante, est un convertisseur à commutation douce qui permet de réduire les pertes par commutation des composants et ainsi d'améliorer l'efficacité du système. Il a été inventé par De Doncker [DL90] et a été largement décrit et étudié dans la thèse de Christophe Turpin [Tur01].

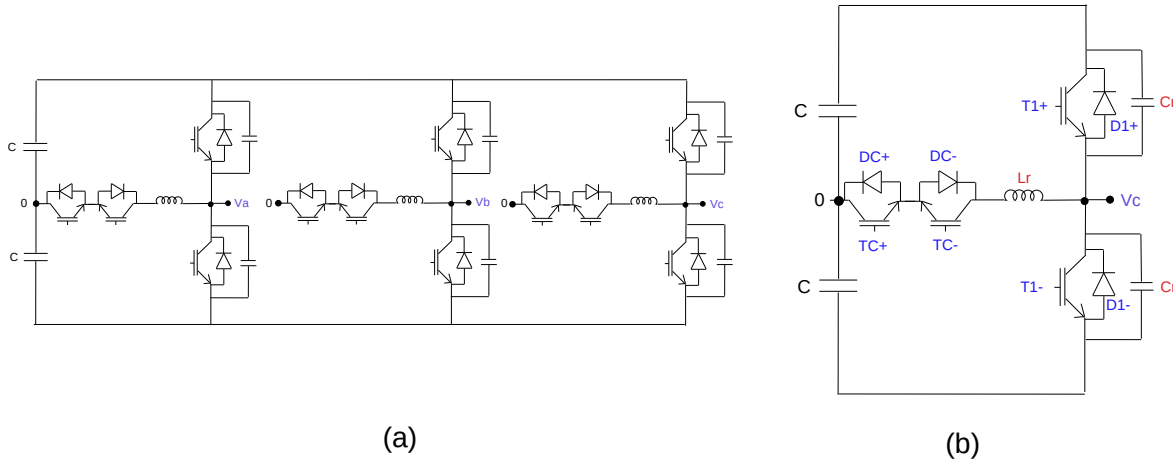


FIG. 1.27 – Schéma électrique de l'onduleur ARCPI à commutation douce

Dans le cas où l'on double le nombre des IGBTs verticaux, on se retrouve avec la même configuration que la topologie NPP avec les composants passifs Cr et Lr en plus.

Les avantages de cette topologie sont :

- 100% d'utilisation du composant de puissance
- Des interférences électromagnétiques réduites
- Une robustesse améliorée
- Densité de puissance élevée
- Fréquence de commutation élevée
- Grande efficacité
- Les pertes dans les circuits auxiliaires sont réduites car ils ne fonctionnent que lors des phases de résonances.

Cette topologie possède cependant des inconvénients :

- Des composants passifs sont à rajouter, d'un point de vue encombrement, ce point est à prendre en compte
- La commande de cette structure est complexe, ce qui représente un inconvénient majeur

En effet, la commutation douce se fait soit à courant nul, soit à tension nulle. Pour cela, il faut détecter en temps réel l'instant où ces tensions et courants atteignent leur valeur nulle.

La commande va être plus compliquée et plus coûteuse qu'une commande d'un onduleur NPC conventionnel.

1.3 Les associations de convertisseurs

1.3.1 Les convertisseurs "cascade"

Un moyen alternatif pour augmenter le nombre de niveaux et la puissance fournie par le convertisseur est d'utiliser une topologie cascade.

Les convertisseurs cascade sont apparus en 1975 [Bak75], mais quelques équivalents à cette topologie ont récemment été obtenus. La figure 1.28 représente la structure d'un convertisseur 5 niveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (ou pont en H, ou cellule partielle).

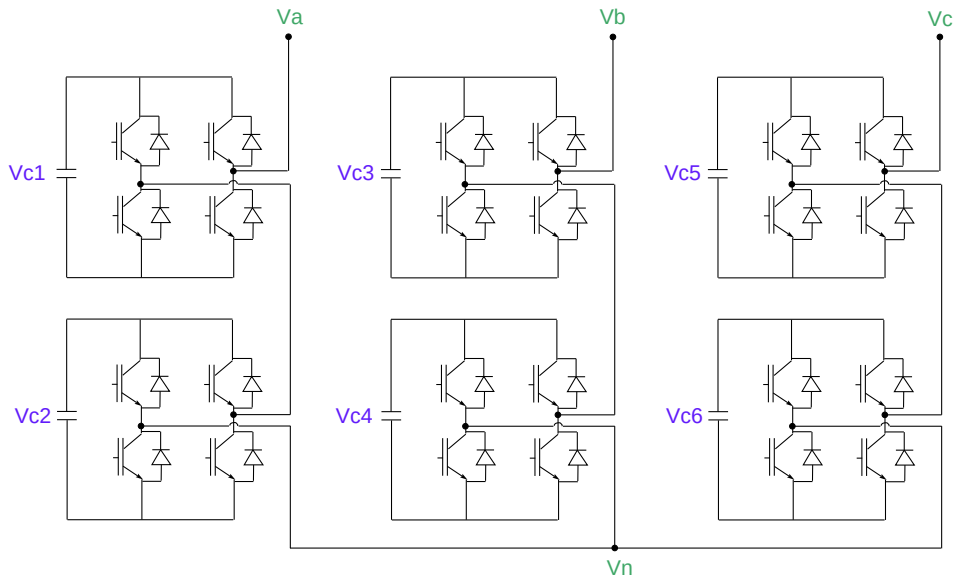


FIG. 1.28 – Schéma de l'association de convertisseur : structure 5 niveaux

Les cellules y sont connectées en étoile, cependant, il est également possible de les connecter en triangle. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Elles ont toutes la même valeur et doivent être isolées galvaniquement les unes des autres afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série.

Comme l'expliquent M. Manguelle et M. Rufer [SMR01], ces tensions peuvent être obtenues à partir de convertisseurs DC-DC réversibles, alimentés eux-mêmes à travers le secondaire isolé d'un transformateur.

Dans ce cas, le transformateur doit être conçu pour améliorer la qualité de puissance côté primaire. La tension de sortie de ces convertisseurs multiniveaux est la somme des tensions de sortie de chaque cellule individuelle. Cette topologie multiniveaux n'a pas de problème d'équilibrage des tensions des condensateurs. Sa configuration modulaire peut-être étendue à un haut niveau de cellules partielles.

Les multiples possibilités permettant de générer la même tension à la sortie de chaque cellule peuvent être exploitées afin d'optimiser les performances du convertisseur (élimination des harmoniques, réduction des pertes par conduction ou par commutation).

Cette topologie présente plusieurs avantages parmi lesquels :

- La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire. En effet, chaque niveau a la même structure et il n'y a pas de diodes de clamping ou de capacités d'équilibrage des tensions

supplémentaires.

- L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, en effet, chaque pont est alimenté par une source de tension DC isolée, la commande des interrupteurs en devient aisée.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basses tension.

L'inconvénient de cette topologie est que pour des applications forte puissance, la nécessité de disposer d'autant de sources de tensions isolées que de cellules partielles rend cette topologie volumineuse et coûteuse. Il est en effet nécessaire d'avoir plusieurs transformateurs ou un transformateur avec un nombre important de secondaires.

Dans les applications triphasées, si la stratégie de commande n'est pas convenablement choisie, on pourrait générer des tensions de mode commun qui pourraient être prohibitives éventuellement pour la charge, mais aussi pour le convertisseur et son alimentation.

1.3.2 Le convertisseur 5 niveaux en connexion pont-H et parallèle

Il est possible de connecter les onduleurs multiniveaux de façon à augmenter le courant ou la tension délivrée. Le nombre de niveaux de tensions aux bornes de la charge est augmenté, on obtient en effet 5 niveaux sur la tension moteur tout en utilisant des convertisseurs 3 niveaux. Ceci permet de diminuer le taux de distorsion harmonique du courant moteur. Les deux exemples suivants illustrent la connexion série d'onduleurs 3 niveaux permettant d'augmenter la tension de sortie ainsi que la connexion parallèle de convertisseurs NPC permettant d'augmenter le courant de sortie.

1.3.2.1 La connexion pont-H

La figure 1.29 présente la topologie pont-H dite "F2H" dans sa configuration NPP (a) [GGL⁺09a] et NPC (b) [JM07].

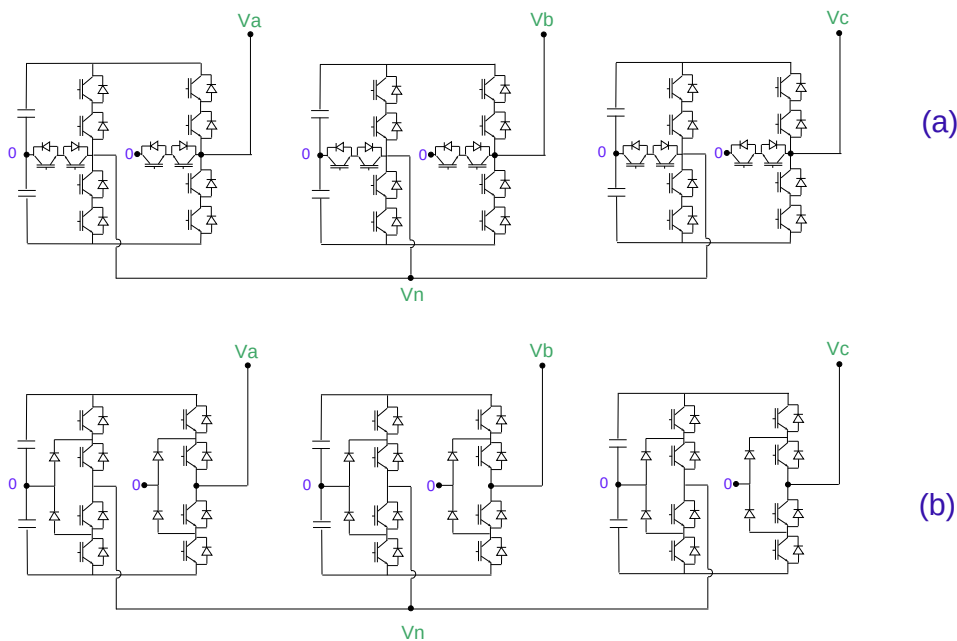


FIG. 1.29 – Schéma de l'onduleur pont en H (ou F2H) dans sa configuration NPP (a) et NPC (b)

Les avantages et inconvénients de cette structure sont les mêmes que ceux de la structure cascade présentée dans le paragraphe précédent.

Dans le convertisseur cascade de la figure 1.28, il y a 6 convertisseurs possédant chacun 4 IGBTs, ce qui nous donne 24 composants de puissance.

La structure F2H montée en topologie NPC en possède 24 plus 6 diodes. Il y a donc plus de composants semi-conducteurs mais moins de sources de tensions isolées.

Dans les applications où le convertisseur est connecté à un moteur haute vitesse, cette structure est intéressante car le THD en tension entre phases du moteur est de 15%. Il n'est donc pas forcément utile d'ajouter un filtre sinus en sortie.

1.3.2.2 La connexion parallèle

La structure de convertisseurs connectés en parallèle, comme l'illustre la figure 1.30, permet d'augmenter le courant dans la charge.

La connexion entre les deux convertisseurs se fait au moyen de transformateurs interphases.

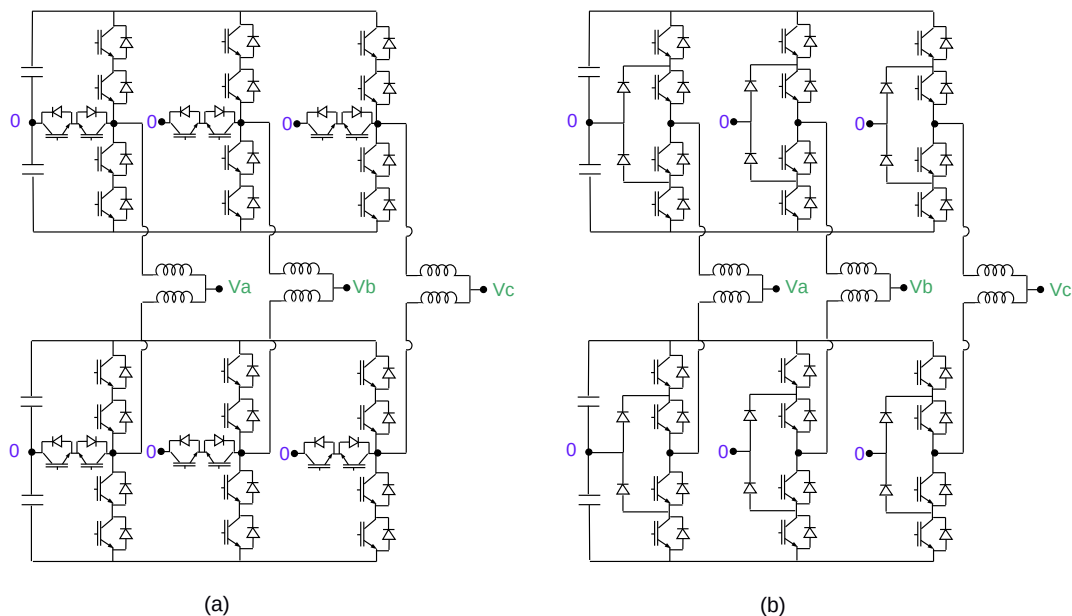


FIG. 1.30 – Schéma de l'onduleur en connexion parallèle dans sa configuration NPP (a) et NPC (b)

Grâce à cette topologie, on peut doubler le courant dans la charge tout en améliorant son taux de distorsion harmonique.

Cependant, la topologie parallèle est coûteuse et il est nécessaire de disposer de nombreuses sources isolées.

CONCLUSION :

Les associations de convertisseurs sont un moyen efficace d'augmenter le nombre de niveaux et la puissance fournie. Cependant, leur coût est élevé du fait du nombre important de composants mais également du nombre de sources de tension isolées nécessaires. Dans les applications demandant une forte puissance, il est également possible d'utiliser des convertisseurs simples mais de mettre plusieurs composants en série afin d'augmenter la puissance. Ces convertisseurs ne seront pas étudiés dans la suite.

1.4 Comparaison de plusieurs topologies

Dans cette partie, certaines des différentes topologies présentées précédemment vont être comparées. En effet, suivant la puissance désirée, la contrainte sur les pertes, la distorsion harmonique sur la tension ou le courant de charge ou encore le prix global de l'onduleur, la structure de l'onduleur à utiliser va différer.

Ainsi, une étude comparative va être faite pour comparer les avantages et inconvénients de chacune. Le but est de montrer qu'avec des structures présentant le même nombre de composants (6 IGBTs et 6 diodes), à l'exception de la topologie NPC conventionnelle qui ne possède que 4 IGBTs, les propriétés peuvent être différentes et un compromis doit être fait entre celles-ci dans le choix de la topologie.

1.4.1 Comparaison générale

Le tableau 1.8 présente une comparaison de plusieurs topologies de convertisseurs, à savoir la topologie NPC, NPP, ANPC et MPC en terme de nombre de composants, de THD, de tension de blocage et de commutation des différents composants :

Type de convertisseur		NPC	NPP	ANPC	MPC
Nombre de niveaux		3	3	3	4
Nombre d'IGBT		4	6	6	6
Nombre de diode		6	6	6	6
THD de V_{an} (% du fondamental)		30	30	30	20
T2p	Tension de blocage (p.u. de Vdc)	1/2	1/2	1/2	1/3
	Tension de commutation (p.u. de Vdc)	1/2	1/4	1/2	1/3
T1p	Tension de blocage (p.u. de Vdc)	1/2	1/2	1/2	2/3
	Tension de commutation (p.u. de Vdc)	1/2	1/4	1/2	1/3
TCp	Tension de blocage (p.u. de Vdc)		1/2	1/2	1/3
	Tension de commutation (p.u. de Vdc)		1/2	1/2	1/3

TAB. 1.8 – Comparaison des différentes topologies

Chacune des topologies présentées dans le tableau possède des caractéristiques différentes en terme de nombre de niveau de sortie, de tension bloquée et commutée. Ceci montre l'intérêt qu'il faut porter dans le compromis à réaliser lorsque l'on choisit une topologie plutôt qu'une autre.

1.4.2 Comparaison au niveau des pertes

La figure 1.31 présente les pertes par conduction et par commutation dans les différents composants des topologies NPC, NPP, ANPC et MPC.

Une comparaison rigoureuse des topologies ne peut-être réalisée qu'en considérant des composants possédant les mêmes caractéristiques. Pour cette étude, les IGBTs de type ST1500GXH24 possédant une diode anti-parallèle intégrée ont été utilisés. Dans le cas du convertisseur NPC possédant des diodes de clamp, la diode de type 1000GXHH26 a été choisie. Les caractéristiques de ces composants se trouvent en annexe C.

Alors que les pertes par conduction sont égales dans les IGBTs T2+ de chaque structure 1.31 (a), les pertes par commutations diffèrent beaucoup entre elles 1.31 (c). La topologie NPP se révèle être la plus bénéfique, ceci étant du à la commutation à mi-tension. Lorsque l'on doit travailler avec des fréquences de commutation élevées, la topologie NPP sera donc choisie.

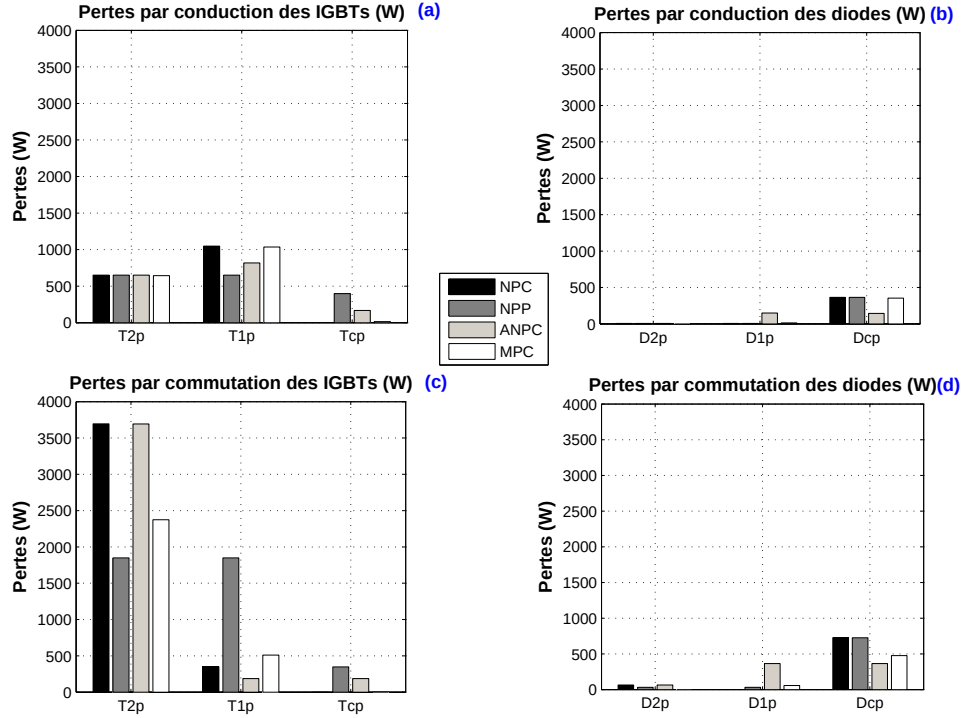


FIG. 1.31 – Comparaison des pertes par conduction ((a) et (b)) et par commutation ((c) et (d)) des différents composants des structures NPC, NPP, ANPC et MPC pour un fonctionnement à $\cos\varphi = 1$ avec les IGBTs ST1500GXH24

Les pertes par commutation de l'IGBT T2+ de la structure MPC sont légèrement plus importantes que dans la structure NPP. Cependant, concernant l'IGBT T1+ de ces deux topologies, les pertes par commutation sont moins importantes dans la structure MPC.

La figure 1.32 présente les pertes par conduction totales et par conduction totales dans la somme des IGBTs 1.32 (a) et la somme des diodes 1.32 (b) de chaque topologie.

Les pertes totales dans les IGBTs et dans les diodes sont identiques pour les topologies NPC et NPP. C'est la topologie MPC qui possède le moins de pertes. A priori, cette topologie pourrait être retenue au détriment de la topologie NPP car elle présente un bon compromis entre THD en sortie et pertes dans la structure.

Cependant, dans la structure MPC, certains IGBTs ont à bloquer 2/3 de la tension de bus, ce qui en fait un gros inconvénient. De plus, dans la topologie 4 niveaux, il peut y avoir un déséquilibre au niveau du bus DC, déséquilibre qui n'apparaît pas dans la structure NPP.

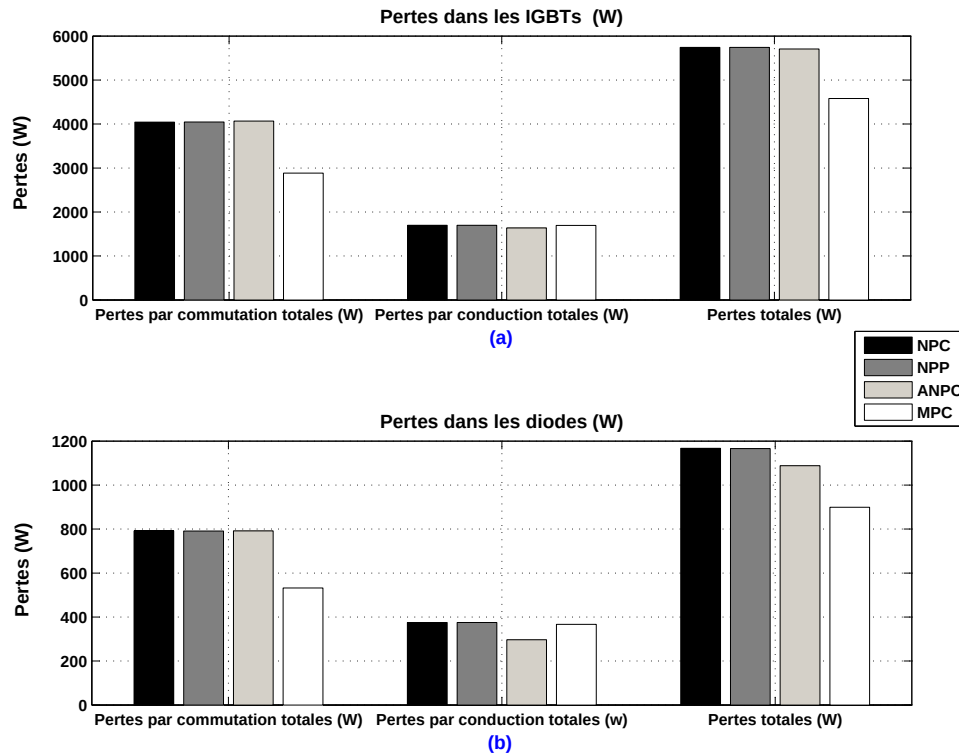


FIG. 1.32 – Comparaison des pertes totales dans les IGBTs (a) et dans les diodes (b) des différents composants des structures NPC, NPP, ANPC et MPC

1.4.3 Synthèse

La figure 1.33 résume et compare les principales propriétés des quatre convertisseurs NPC, NPP, ANPC et MPC.

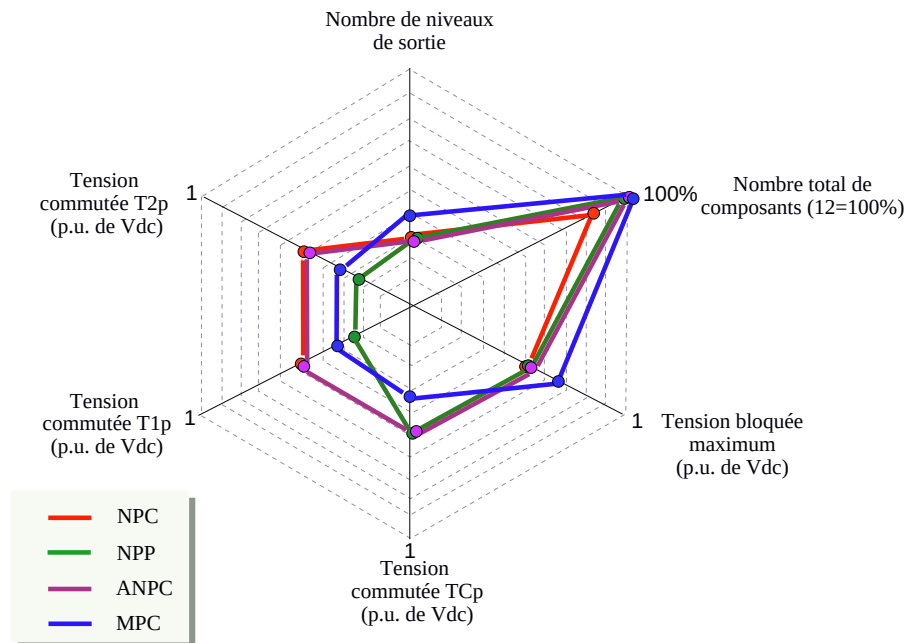


FIG. 1.33 – Graphe de comparaison principales propriétés des structures NPC, NPP, ANPC et MPC

Dans le tableau 1.9 qui suit, les différents critères majeurs de sélection d'un convertisseur sont comparés suivant la topologie :

Type de convertisseur		NPC	NPP	ANPC	MPC
Nombre de niveaux		+	+	+	++
Nombre d'IGBT		++	+	+	+
Nombre de diode		+	+	+	+
THD de V_{an}		+	+	+	++
IGBT	Tension de blocage maximale	+	+	+	++
	Tension de commutation maximale	+	++	+	-
Ondulation du bus		++	++	++	+
Fréquence de commutation maximum		+	++	+	-
Courant maximum		+	++	++	-

++ Avantage significatif

Avec : + Avantage

- Inconvénient

TAB. 1.9 – Comparaison des avantages et inconvénients des différentes topologies

Les autres topologies possèdent des avantages mais qui ne sont pas supérieurs à la topologie NPP, notamment en terme de courant maximum atteignable ou de fréquence maximum de commutation, ceci en raison d'une bonne répartition des pertes.

Les applications visées par ces convertisseurs sont destinées aux moteurs rapides, moyenne tension et forte puissance. La fréquence de commutation est donc un point essentiel à considérer dans le choix du convertisseur. La topologie NPP ne possède pas de points négatifs dans les critères sélectionnés et est d'ailleurs la topologie qui présente le plus grand nombre d'avantages.

CONCLUSION :

Au vu des différents paramètres comparés, il s'avère que le meilleur compromis entre le nombre de composants, les pertes par commutation, la tension bloquée par les composants et le THD en sortie, se révèle être la topologie **NPP**.

1.5 Les techniques de MLI appliquées aux onduleurs

1.5.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux différentes techniques de MLI qui permettent de commander les interrupteurs. Ces techniques de commande sont mises en oeuvre par un circuit spécifique ou via une implémentation logicielle sur microcontrôleur. Ces techniques consistent à générer un signal périodique dont la variation du rapport cyclique met en conduction plus ou moins longtemps les transistors, ce qui se traduit par une variation de puissance transmise par le convertisseur, tout en gardant une fréquence de découpage fixe.

De nombreuses techniques de MLI appliquées aux convertisseurs multiniveaux ont été étudiées durant les deux dernières décennies. Généralement, les techniques de MLI peuvent être classifiées en différentes catégories, suivant que ce soit des méthodes avec intersection avec un triangle, des méthodes par contrôle vectoriel, des MLI précalculées...

On peut classer les MLI suivant le graphe introduit par L. Franquelo [FLD09] présenté sur la figure 1.34.

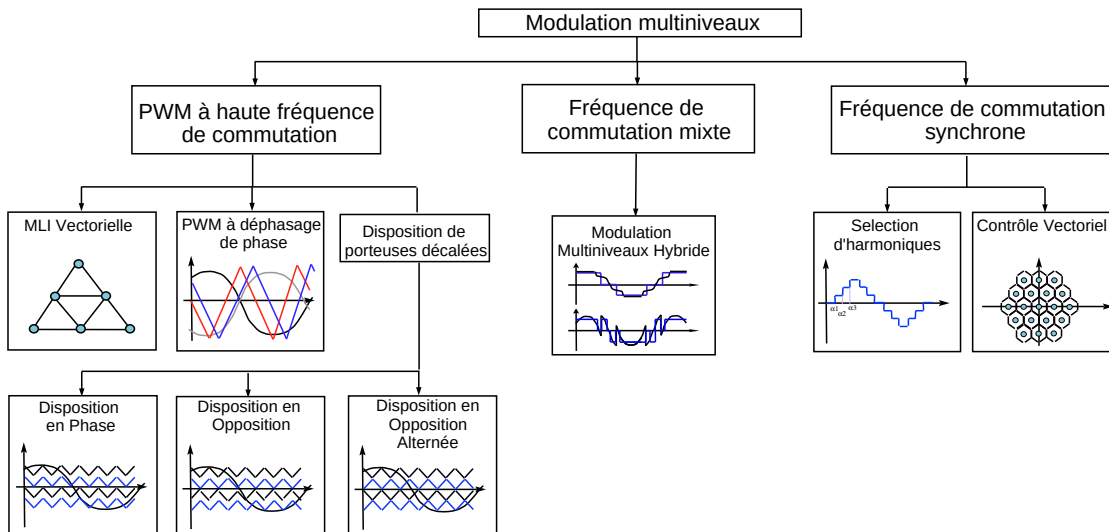


FIG. 1.34 – Classification des modulations les plus communes appliquées aux convertisseurs multiniveaux

Dans les stratégies de modulation, on peut agir sur la forme et la disposition des porteuses mais également sur la forme et la disposition de la ou des modulatrices.

Dans les stratégies de MLI multiniveaux à porteuses triangulaires, on peut agir sur le nombre de porteuses, sur leur fréquence, leur phase et leur amplitude. Il existe au moins trois degrés de liberté au niveau de la modulatrice : l'amplitude, la fréquence et la séquence zéro. En combinant quelques uns de ces degrés de liberté, on peut générer de nombreuses stratégies de MLI.

Suivant la structure de convertisseur employée et suivant les performances souhaitées, on ne va pas utiliser la même stratégie de commande. Certaines sont, en effet, mieux adaptées à une structure plutôt qu'à une autre.

1.5.2 MLI précalculée à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHEPWM)

La méthode d'élimination d'harmonique sélectionnée est basée sur la théorie d'élimination d'harmonique développée par Patel et Hoft [PH73]. La méthode Selective Harmonic Elimination (*SHE*) est une technique de MLI précalculée sans porteuse. C'est un MLI **synchrone** car les angles de commutations sont référencés par rapport à la phase de la tension.

Cette commande consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs (séquence de fonctionnement) de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Ces séquences de fonctionnement sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs.

En effet, comme le montre [GD07], en définissant N angles de commutation entre 0 et 90° électriques, le modèle entier de MLI est défini grâce aux symétries, comme on peut le voir sur la figure 1.35 qui présente la tension simple en sortie d'un onduleur 3 niveaux dans une configuration à 2 angles α_1 et α_2 par quart de période.

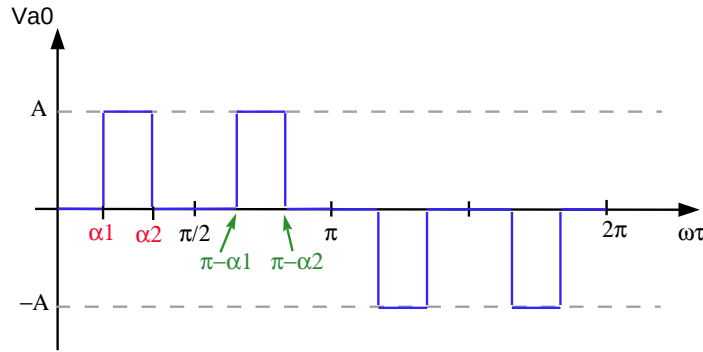


FIG. 1.35 – Tension simple V_{a0} d'un onduleur 3 niveaux NPP ou NPC en MLI précalculée à 2 angles, avec "A" la demi-tension du bus DC

Les harmoniques de tension contiennent uniquement les rangs impairs, donnés par la formule suivante, dans le cas de l'onduleur 3 niveaux :

$$V_{2k+1} = \frac{4A}{(2k+1)\pi} \sum_{n=1}^N \cos((2k+1)\alpha_n) \cdot (-1)^n \quad (1.4)$$

où $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ sont les angles de commutation entre 0 et 90° et k le rang de l'harmonique de tension.

Il y a N degrés de liberté, un est utilisé pour imposer le fondamental et $(N-1)$ pour éliminer $(N-1)$ harmoniques typiques. Les harmoniques de rangs multiples de trois constituent la composante homopolaire et n'interviennent pas car ils sont naturellement éliminés. On peut établir deux sortes de stratégies :

- Supprimer les $N-1$ premiers harmoniques. Le résultat est proche de la MLI sinusoïdale.
- Supprimer les $N-1$ premiers harmoniques impairs non multiples de trois. Il est ainsi possible de supprimer les premiers harmoniques de tension de rang $6k \pm 1$ qui sont les seuls à l'origine des harmoniques basses fréquences du courant.

Théoriquement, cette méthode permet de fournir des signaux de sortie de meilleure qualité en comparaison avec toutes les autres méthodes de MLI.

Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois ou que la topologie est différente, par exemple dans le cas d'une structure pont en H, l'équation 1.4 diffère comme l'indique l'article ??.

Le tableau 1.10 présente les premiers harmoniques présents sur la tension composée en sortie de l'onduleur en utilisant la stratégie de suppression des premiers harmoniques.

Nombre d'angles	Harmoniques éliminés	1er harmonique présent
1	Réglage fondamental	5
2	5	7
3	5, 7	11
4	5, 7, 11	13
5	5, 7, 11, 13	17
6	5, 7, 11, 13, 17	19
7	5, 7, 11, 13, 17, 19	23
8	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	25
n	$6k \pm 1, k \text{ entier} \geq 1$	$3n+1$ si n pair, $3n+2$ si n impair

TAB. 1.10 – MLI Synchrone ou précalculée : les premiers harmoniques présents sur la tension composée V_{ab} en sortie de l'onduleur

La SHEPWM présente les **avantages** suivants :

- Les instants de commande sont connus au préalable.
- Elle permet la sélection d'harmonique à éliminer.
- Elle permet aussi le contrôle de l'amplitude du fondamental.
- Le filtrage de la tension est beaucoup plus aisé car les harmoniques sont repoussés à des fréquences beaucoup plus élevées.

Un **inconvénient** de cette méthode est qu'elle est compliquée à implanter.

Suivant le type d'onduleur que l'on souhaite commander et le nombre de niveaux de tension de sortie désirés, les équations à résoudre seront différentes.

Si l'on se place dans le cas d'un onduleur 3 niveaux et dans le cas d'une stratégie de suppression des premiers harmoniques, les angles de commutation en fonction de l'indice de modulation sont représentés sur la figure 1.36.

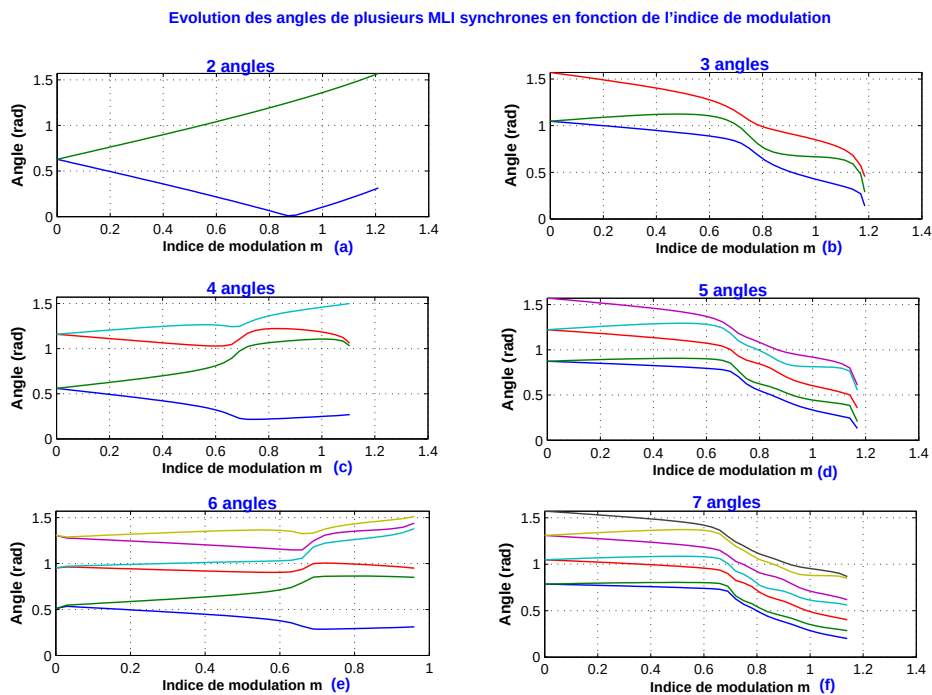


FIG. 1.36 – Evolution des angles des différentes MLI synchrones suivant l'indice de modulation

Les courbes de la figure 1.37 présentent les variations des angles de plusieurs MLI synchrones suivant l'indice de modulation. On remarque que les MLI possédant un nombre d'angles impair ont leurs angles qui s'éloignent de 90° lorsque l'indice de modulation augmente, ce qui implique un plateau à 1 qui augmente également lorsque l'indice de modulation augmente. Ceci est bénéfique d'un point de vu des pertes par commutation.

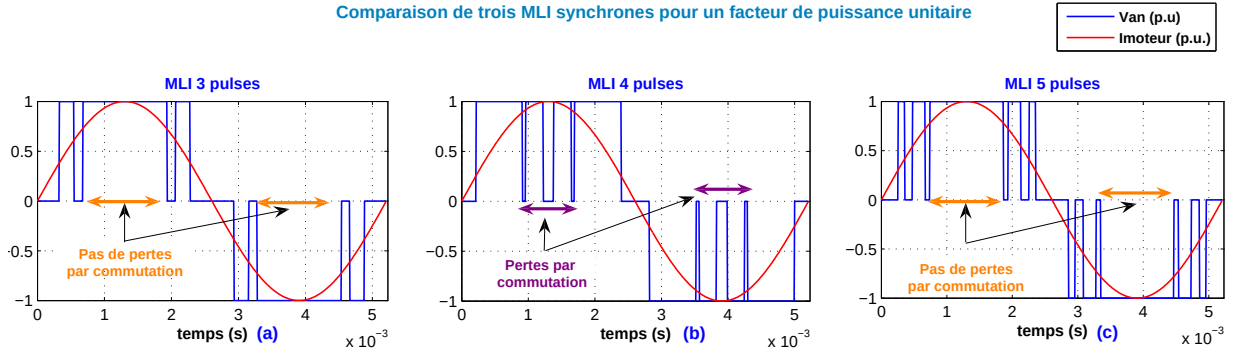


FIG. 1.37 – Comparaison de trois MLI synchrones pour un facteur de puissance unitaire avec $m=0.8$: (a)=3 angles, (b)=4 angles et (c)=5 angles

En effet, lorsqu'on travaille avec des facteurs de puissance proches de 1, il y aura un gain au niveau harmonique à travailler en MLI 4 angles plutôt qu'avec une MLI 3 angles. Cependant, les pertes en 4 pulses peuvent être supérieures à celles obtenues avec une MLI 5 angles.

1.5.3 Méthode de MLI sinusoïdale ou sous-harmonique (SPWM)

Carrara a développé la méthode de MLI sous-harmonique (ou SH-PWM pour sub-harmonic PWM) étudiée par [TT99] comme suit : pour un convertisseur à m niveaux, $m-1$ porteuses ayant la même fréquence f_c et la même amplitude crête à crête sont disposées telles que la bande qu'elles occupent soit contiguë. La modulatrice a une amplitude crête à crête Am et une fréquence fm et est disposée au milieu des porteuses. La référence est continuellement comparée avec chacune des porteuses. Si la référence est supérieure à la porteuse, alors l'interrupteur correspondant à cette porteuse se ferme et si la référence est inférieure à la porteuse, alors l'interrupteur correspondant s'ouvre.

Sur la figure 1.38, les porteuses et la modulatrice (non échantillonnée) sont représentées en haut pour un onduleur 3 niveaux (figures 1.38 (a)) ainsi que pour une structure 5 niveaux (figures 1.38 (c)) et dans les fenêtres inférieures, on peut voir la MLI générée après échantillonnage du signal sinusoïdal.

Pour un convertisseur à MLI sinusoïdale, le spectre des fréquences harmoniques en sortie est décalé vers les hautes fréquences et les harmoniques de rang faible sont réduites significativement. Ainsi, les éléments du filtre de sortie peuvent être plus petits pour atténuer simplement les harmoniques de rang élevé.

Il y a un degré de liberté qui est la séquence d'homopolaire qui peut être additionnée aux trois références de tension.

Il y a deux types de SPWM en fonction de la position de la porteuse par rapport à la modulatrice :

- SPWM **synchrone**, quand la fréquence de la porteuse est multiple de la fréquence de la modulatrice ($f_{PWM} = k \times fm$)
- SPWM **asynchrone**, quand $f_{PWM} \neq k \times fm$.

L'inconvénient de cette méthode est qu'il faut connaître les valeurs des paramètres de la charge pour pouvoir déterminer la tension de référence, ce qui rend les performances de cette commande dépendantes de la précision de détermination des paramètres.

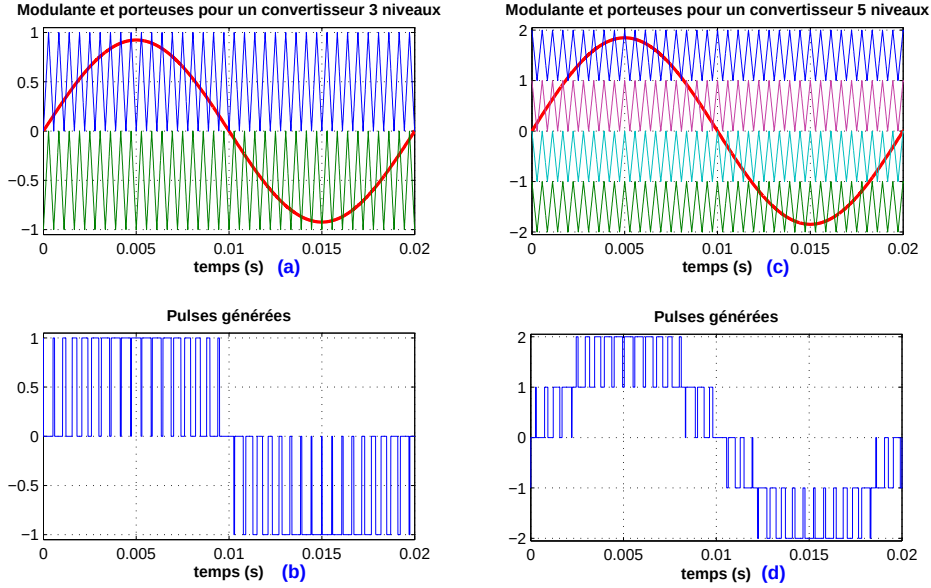


FIG. 1.38 – Méthode de génération des pulses avec 2 porteuses pour un convertisseur 3 niveaux (a) et (b) ainsi qu'avec 4 porteuses (c) et (d) pour un onduleur 5 niveaux pour $m=0.8$, $F_{pwm}=1800\text{Hz}$, $f=50\text{Hz}$

1.5.4 La MLI H3

L'utilisation d'une MLI sinus/triangles ne permet pas de travailler à plein taux de modulation comme le montre la figure 1.39 [FFM00]. En effet, toute valeur de modulatrice supérieure à 1 p.u. (ou 0,98 p.u. en considérant les pulses minimum) constituera une perte d'information. Cette perte sur la tension de sortie de l'onduleur peut être corrigée en fonctionnant avec un fondamental de valeur supérieure à 1. Cette stratégie est appelée "sur-modulation". En effet, le fondamental de la tension composée en sortie de l'onduleur a pour valeur maximale $U_{ond_{max}} = \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2}$.

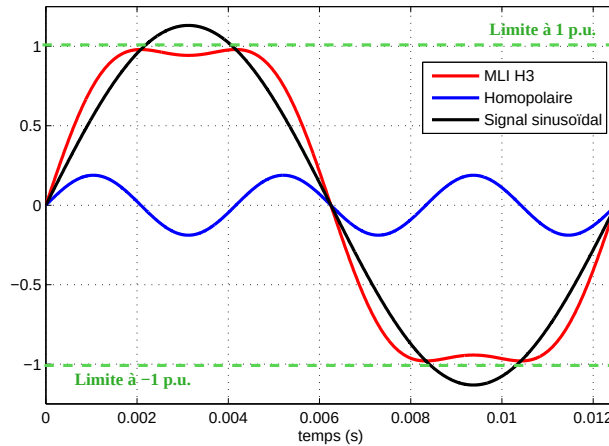


FIG. 1.39 – Comparaison d'une MLI sinusoïdale et H3 pour $f=80\text{Hz}$, $F_{pwm}=1800\text{Hz}$, $m=0.98$

En ajoutant un séquence d'homopolaire à la tension de référence comme l'indique la figure 1.39, la valeur maximum du fondamental peut être augmentée d'un facteur égal à $\frac{2}{\sqrt{3}}$, soit 1,15. Pour cela, lorsque la modulatrice est un signal sinusoïdal de pulsation ω , on lui ajoute un signal également sinusoïdal mais de pulsation 3ω et d'amplitude $\frac{1}{6}$ de la composante fondamentale de la modulatrice.

La valeur efficace de la tension entre phases en sortie de l'onduleur s'exprime alors de la façon suivante :

$$U_{ond}(rms) = m \times \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (1.5)$$

Avec :

- m : Indice de modulation compris entre 0 et 0,98
- V_{dc} : Tension du bus DC (V)

Les pulses générés par la MLI H3 sont présentés sur la figure 1.40.

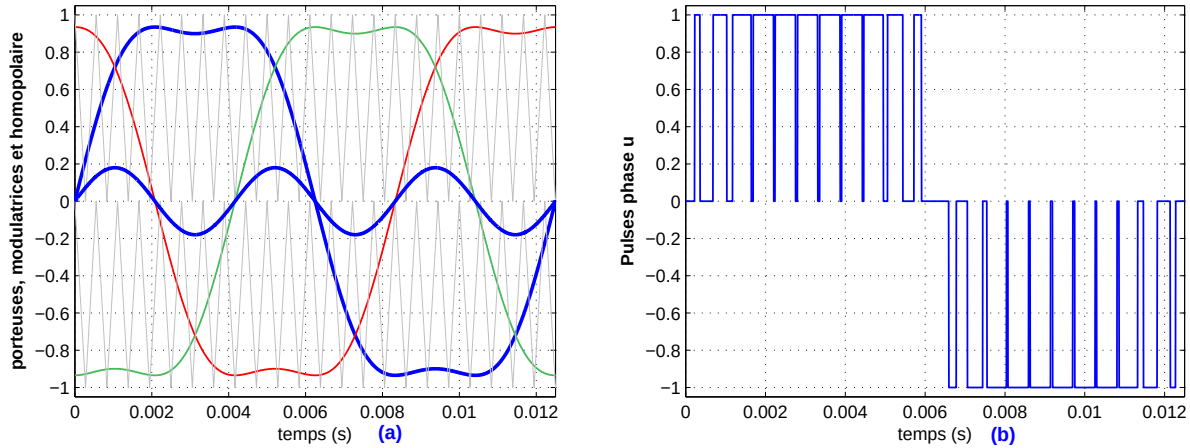


FIG. 1.40 – Génération de la MLI H3 : MLI des trois phases, portuses et homopolaire (a) ainsi que les pulses générés (b) pour $f=80\text{Hz}$, $F_{pwm}=1800\text{Hz}$, $m=0.93$

1.5.5 La MLI discontinue GDPWM

La **GDPWM** (General Discontinuous PWM) est une méthode discontinue qui vient de l'étude de deux sortes de MLI discontinues comme l'explique le document [HKL97]. Cette technique a pour but d'éliminer les pertes des semiconducteurs en limitant le nombre de commutations et d'augmenter la valeur efficace du fondamental. Cette méthode est obtenue grâce à une séquence d'homopolaire ajoutée à la modulatrice. La séquence d'homopolaire est calculée pour ne pas avoir de modulation sur chaque phase durant $2 \times 60^\circ$, comme le montre la figure 1.41.

Les paliers sont centrés sur les maxima et minima de la modulante ce qui permet de dégrader légèrement le contenu basse fréquence du signal en gardant une certaine symétrie du signal modulé. Ces paliers peuvent être décalés pour être en phase avec le courant crête, ainsi, la séquence d'homopolaire dépend du courant.

Les principales caractéristiques de cette MLI sont les suivantes :

- Réduction optimale des pertes par commutation car la phase ayant le courant le plus fort n'est pas commutée.
- L'harmonique de courant le plus faible est à des multiples de 1,5 fois la fréquence de commutation.
- Un partage de contraintes thermiques amélioré entre les IGBT.
- Optimum en hautes modulations car il évite des problèmes de non-linéarité des références de tension.

Malheureusement, cette technique engendre également des harmoniques basses fréquences néfastes pour le moteur. Malgré la réduction possible du nombre de commutations, la densité spectrale reste riche.

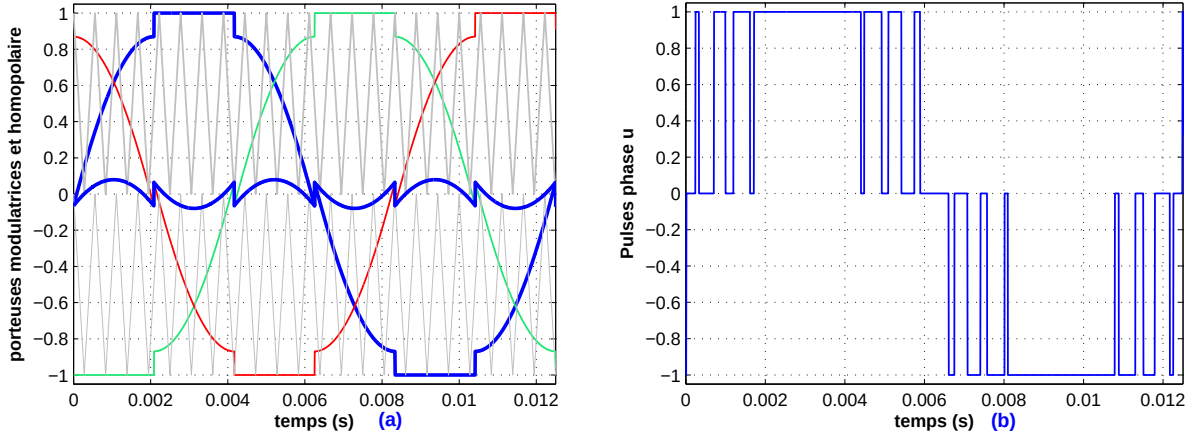


FIG. 1.41 – Génération de la MLI GDPWM : MLI des trois phases, portuses et homopolaire (a) ainsi que les pulses générés (b) pour $f=80\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $m=0.93$

1.5.6 La modulatrice Toggle

Cette modulatrice, représentée sur la figure 1.42, est obtenue en ajoutant une séquence d'homopolaire de forme carrée d'amplitude deux fois plus faible que la portuse et de même fréquence que cette dernière. Ce type de MLI est adapté aux faibles fréquences.

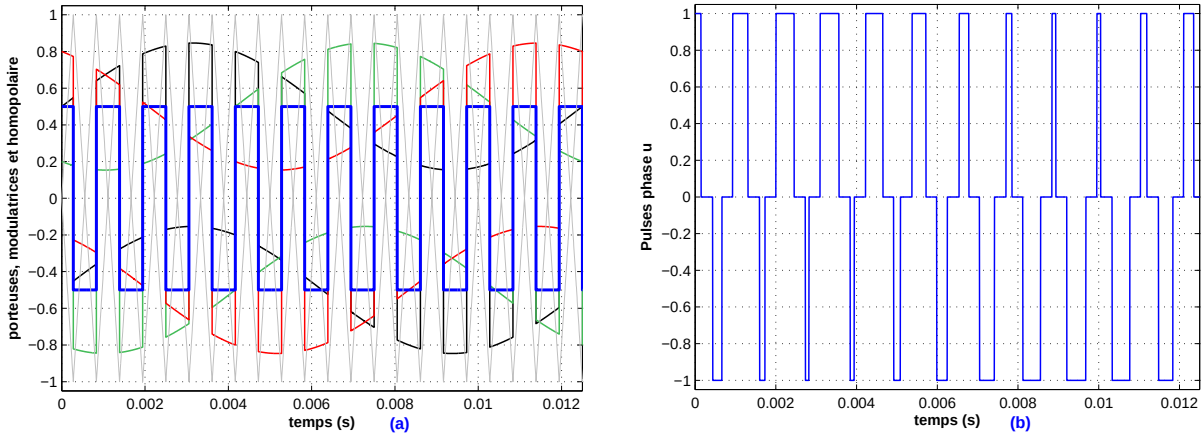


FIG. 1.42 – Génération de la MLI toggle : MLI des trois phases, portuses et homopolaire (a) ainsi que les pulses générés (b) pour $f=80\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $m=0.3$

Les avantages de cette modulatrice sont les suivants :

- Les pertes par conduction et commutations sont réparties dans les différents interrupteurs.
- On peut travailler avec un indice de modulation nul car on ajoute une séquence d'homopolaire qui ne dépend pas de l'indice de modulation, contrairement à d'autres modulatrices.

Un inconvénient de cette modulatrice est que l'on ne peut pas travailler avec un indice de modulation supérieur à 0,425 sous peine de perdre le contrôle de la commande. En effet, on ajoute un signal d'amplitude 0,5 à une sinusoïde et lorsque l'indice de modulation est de 0,5, la modulatrice vaut $1,15 \times 0,5$, soit 0,575.

1.5.7 Evolution du THD de tension de sortie de l'onduleur selon les MLI utilisées

L'évolution du THD selon l'indice de modulation pour différentes MLI est illustrée sur la figure 1.43.

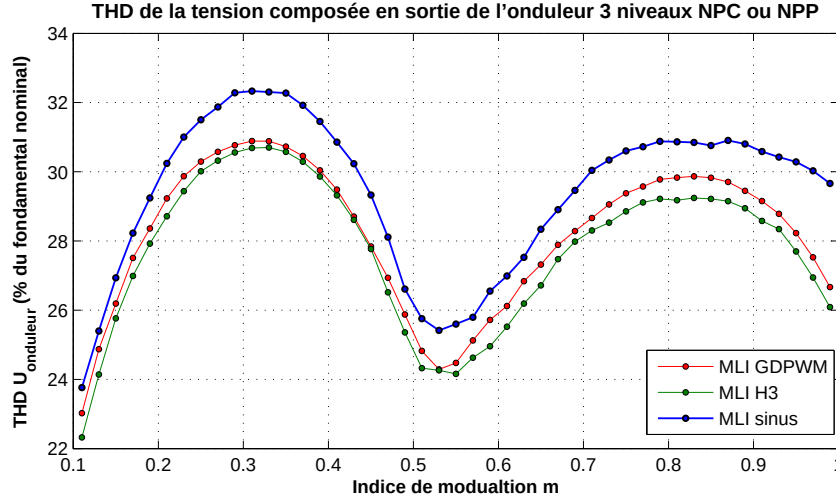


FIG. 1.43 – Evolution du THD de la tension composée en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPC ou NPP en fonction de l'indice de modulation pour différentes MLI

Le THD évolue de la même façon suivant l'indice de modulation pour les différentes MLI étudiées pour toute la plage de variation de l'indice de modulation. En terme de pertes, par contre, il est utile de considérer quelle MLI présente le moins de pertes suivant le point de fonctionnement.

En général, la MLI Toggle est utilisée pour un indice de modulation variant de 0 à 0.4, ensuite, une MLI asynchrone telle que la H3 ou la GDPWM est utilisée. La GDPWM est avantageuse au niveau des pertes par commutations qui sont nulles pendant $2 \times 60^\circ$ sur une période du fondamental. Quand la fréquence du fondamental devient trop élevée, la MLI précalculée est utilisée car le nombre de commutations est limité, donc les pertes par commutation le sont également. La valeur de la fréquence du premier harmonique a l'avantage d'être connu à l'avance.

1.5.8 Les différentes formes de porteuses

Comme l'explique [TT99], Carrara a considéré différentes méthodes pour disposer les porteuses requises dans les convertisseurs multiniveaux. Les trois cas qu'il a considérés pour les convertisseurs ayant un nombre **impair** de niveaux sont les suivants :

1. **Disposition en phase** (*Phase Disposition PD*) où toutes les porteuses sont en phase.
2. **Porteuses alternées** (*APOD*) où chaque porteuse est décalée de 180° par rapport aux porteuses adjacentes.
3. **Disposition en opposition de phase** (*Phase opposition Disposition ou POD*) où les porteuses situées au dessus de la référence zéro sont en phases mais décalées de 180° par rapport aux porteuses situées sous la référence nulle.

Ces différentes porteuses dépendent de la structure onduleur à commander et du nombre de niveaux de celui-ci. En effet, dans le cas de l'onduleur NPC ou NPP 3 niveaux, 2 porteuses triangulaires superposées sont utilisées. Les types de porteuses utilisées sont les porteuses en opposition de phase pour la MLI toggle et la modulation en phase pour toutes les autres MLI énumérées dans les paragraphes précédents.

L'influence des porteuses est plus facilement identifiable lorsque l'on considère une structure multiniveaux avec plus de 3 niveaux. En effet, le degré de liberté dans la disposition et le nombre

de porteuses est d'autant plus important que le nombre de niveaux augmente.

Ainsi, l'influence du nombre de porteuses va être étudié sur une structure pont-H type "F2H" possédant 5 niveaux de sortie aux bornes de la charge, plutôt que sur une topologie NPP. Dans cette topologie, 2 porteuses superposées ou 4 porteuses peuvent être utilisées, comme l'indique la figure 1.44.

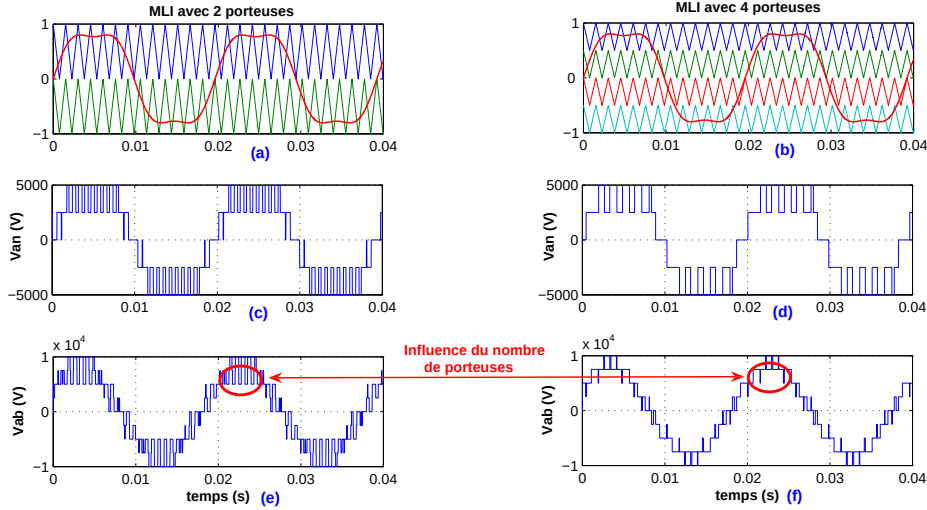


FIG. 1.44 – Comparaison des MLI et des tensions de sortie d'un onduleur F2H pour différentes modulatrices et 2 porteuses (a) ou 4 porteuses (b)

Le THD sera légèrement différent dans les deux cas, comme le montre la figure 1.45 suivante :

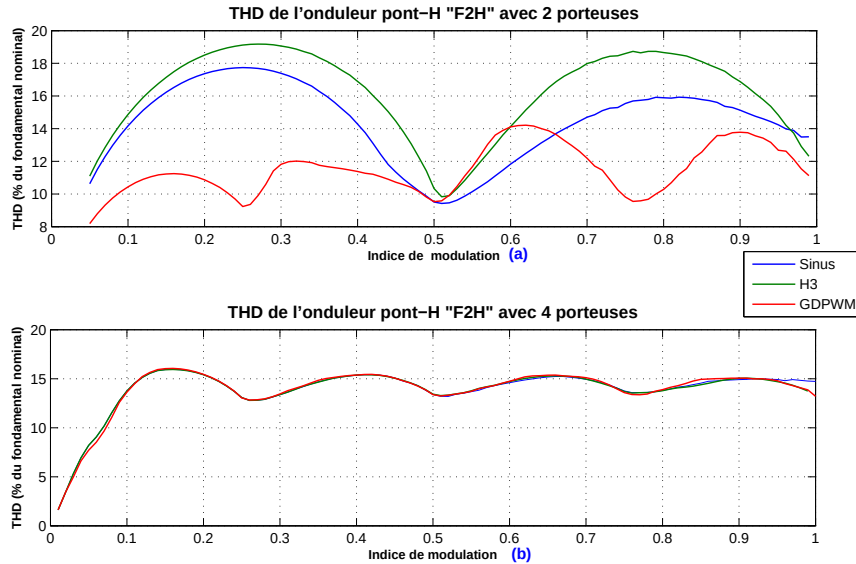


FIG. 1.45 – Comparaison des THD de la tension de sortie d'un onduleur F2H pour différentes modulatrices et 2 porteuses (a) ou 4 porteuses (b)

Sur la figure 1.45 (a), les THD obtenus avec les MLI sinus et H3 sont similaires et forment deux "ponts". La MLI obtenue avec la MLI GDPWM forme 4 "ponts", ce qui correspond plus aux courbes de THD obtenues avec 4 porteuses, comme l'indique la figure 1.45 (b).

En effet, en MLI GDPWM, les paliers à $2 \times 60^\circ$ sans commutation transforment le signal de telle sorte que les pulses passent tous les paliers de tensions sans en sauter (sans passer directement de $+5000V$ à $+10000V$ comme le montre la figure 1.44 (e)).

CONCLUSION :

Différentes MLI ont été introduites dans cette section. Elles possèdent toutes des caractéristiques différentes qui présentent des intérêts suivant le point de fonctionnement étudié. En effet, à faible vitesse de fonctionnement, la MLI utilisée sera la Toggle, puis, une MLI asynchrone de type GDPWM, car elle permet de minimiser les pertes par commutation. Lorsque la fréquence du moteur est proche de la vitesse nominale, la MLI précalculée est plus efficace car le spectre du signal en tension est connu à l'avance et plus particulièrement, le premier harmonique est connu, comme on pourra le voir plus tard, lors de l'étude du filtre sinus.

1.6 Présentation générale du convertisseur NPC 3 niveaux commercialisé par Converteam : le MV7000

1.6.1 Introduction

Compte-tenu de l'étude bibliographique effectuée, la topologie retenue pour la suite est la structure NPP. Les performances de cette topologie vont être comparées à la structure existante chez Converteam, à savoir la topologie NPC. Ainsi, afin de faciliter la compréhension dans la suite de l'étude, il est important de donner quelques notions générales concernant le convertisseur MV7000, son contrôle, les composants utilisés, le mode de refroidissement de ces derniers.

Cette partie va présenter le MV7000 NPC commercialisé par Converteam et les gammes de puissances de ce convertisseur. Ensuite, une rapide présentation d'une pile de cette structure va être faite en détaillant les composants utilisés. Une brève introduction de l'outil de calcul analytique des pertes dans le MV7000 sera ensuite réalisée.

Enfin, nous allons nous intéresser aux limites de l'onduleur NPC dans les applications haute vitesse et ainsi présenter l'objectif de l'étude.

En effet, l'étude et le développement de la topologie NPP dans le contexte de cette thèse s'inscrivent dans l'évolution de la gamme MV7000.

L'onduleur de tension est devenu une solution très attractive pour un nombre étendu d'applications, typiquement allant de 3MW à 30MW et pour des charges dont la fréquence varie de 0 à 300Hz.

Actuellement Converteam commercialise entre autre des onduleurs NPC de la gamme MV7000, qui se décline en plusieurs puissances, comme l'indique le tableau 1.11 :

<i>MV7000</i>	<i>Tension (V)</i>	<i>Puissance (MW)</i>	<i>Courant maximum (A)</i>
MV7304	3300	3.2	675
MV7306	3300	6	1350
MV7308	3300	8.4	1800
MV7312	3300	12	2700
MV7316	3300	16.8	3600
MV7407	4160	6.4	900
MV7410	4160	9.6	1400
MV7414	4160	13.4	1950
MV7420	4160	19.2	2800
MV7428	4160	26.9	3900
MV7608	6600	7.6	900
MV7612	6600	12	1400
MV7616	6600	16.8	1950
MV7624	6600	24	2800
MV7632	6600	33.6	3900

TAB. 1.11 – Les différentes gammes de MV7000 NPC avec leur tension, courant maximum et puissance

Le nom de chaque convertisseur répond à un code, ainsi si l'on considère le nom MV7XYZ :

- MV 7 : Indique la famille des convertisseurs moyenne tension (**M**edium **V**oltage)
- X : Tension (kV)
- YZ : Gamme de puissance (MW)

1.6.2 Présentation du convertisseur MV7000 NPC

1.6.2.1 Le MV7000 en configuration 'stand alone'

Le schéma 1.46 suivant présente le schéma électrique en configuration standard de l'onduleur MV7000 en mode stand alone (2 quadrants, pont de diodes côté réseau) [JKG07].

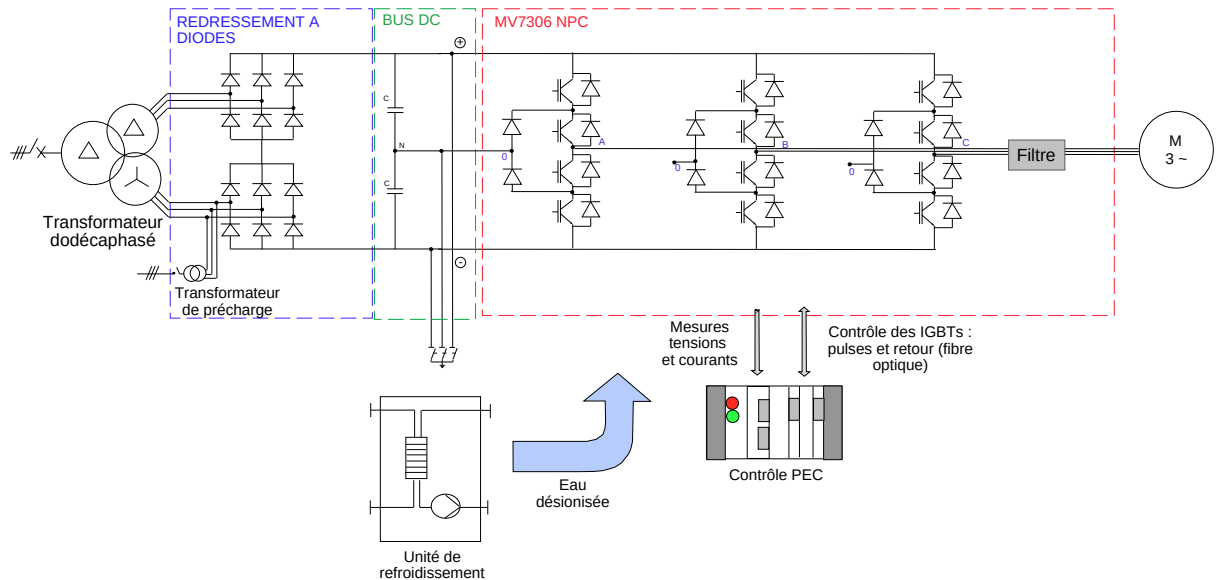


FIG. 1.46 – Schéma global de l'installation

Le système est constitué des éléments suivants :

- Un transformateur dodécaphasé utilisé pour réduire les harmoniques de courant injectés sur le réseau,
- Un pont réseau (D.F.E. : Diode Front End) pour la conversion en tension AC/DC,
- Un bus DC constitué des capacités utilisées pour constituer les demi-tensions de celui-ci,
- Le pont machine (mégamodule),
- Un filtre de sortie de type :
 - Filtre " $\frac{dV}{dt}$ " si la longueur de câble entre le convertisseur et le moteur est supérieure à 50m.
 - Filtre sinus si les harmoniques de courant/tension du moteur doivent être très réduits.

1.6.2.2 L'armoire MV7000

La figure 1.47 présente une vue d'ensemble d'un MV7000.

Cette armoire comprend :

- Une partie contrôle
- Une partie refroidissement avec désionisation de l'eau
- Une partie contenant le redressement de la tension
- L'onduleur avec ses trois phases
- Le bus continu

Le système de refroidissement comprend la désionisation de l'eau afin d'éviter qu'elle soit conductrice au niveau électrique. En effet, cette eau passe au travers de radiateurs qui sont, quant à eux, des conducteurs électriques et au potentiel électrique.

L'armoire de contrôle du MV7000 intègre l'ensemble des éléments utiles à l'ordonnancement du convertisseur. L'organe de commande est un contrôleur de type PEC ("Power Electronic Controller") constitué d'une carte CPU, d'une carte de contrôle (PIB 100), de cartes d'acquisition (PIB

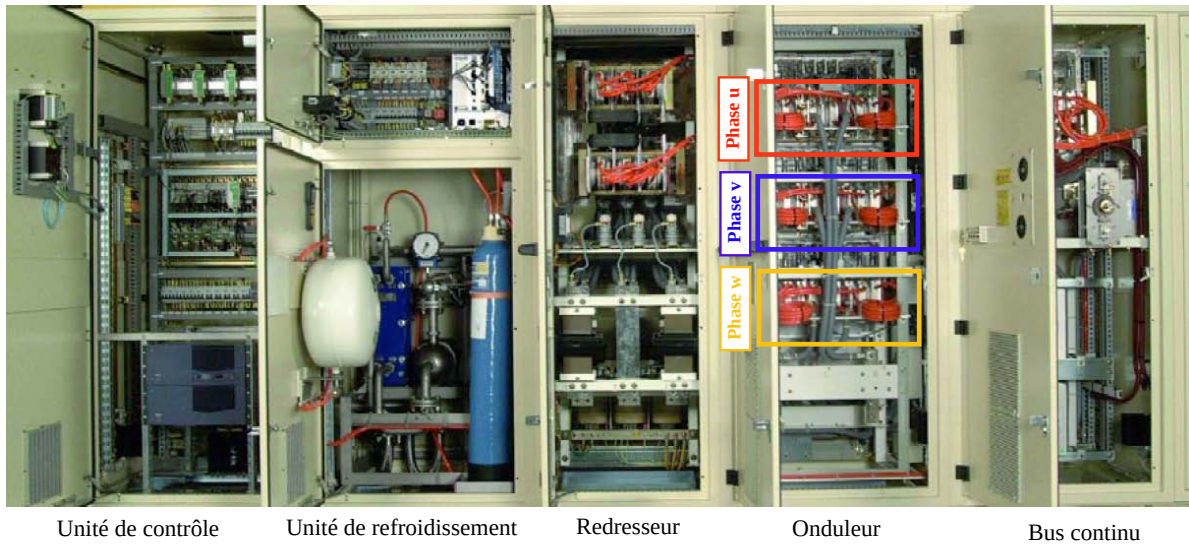


FIG. 1.47 – Photo de l'armoire MV7000

102) et de cartes d'allumage (PIB 310) pour les IGBTs. Un canal de type VME permet la communication entre ces différentes interfaces.

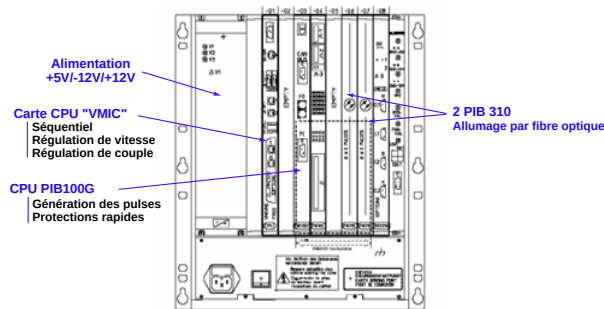


FIG. 1.48 – Rack de contrôle

Le rack PEC gère les différentes séquences du MV7000 utilisées pour amener le convertisseur à son fonctionnement normal (démarrage de la centrale d'eau, précharge du bus continu et prémagnétisation du transformateur) tout en garantissant la protection de l'équipement. Une fois le convertisseur arrivé dans les conditions normales de fonctionnement, la fonction principale du rack PEC est d'assurer la génération de la MLI pilotant l'onduleur trois niveaux.

Le contrôle vectoriel de flux embarqué dans la PIB100 (carte de contrôle) utilise la mesure des courants en sortie de l'onduleur (PIB102) pour estimer le flux rotorique de la machine, puis pour calculer les tensions de référence des trois phases de sortie. Celles-ci sont ensuite utilisées pour générer les ordres d'allumage des IGBTs (PIB 310), de manière asynchrone ou synchrone par rapport au fondamental de la tension onduleur.

1.6.2.3 Éléments constitutifs d'une phase d'onduleur

Après avoir évoqué de manière générale le convertisseur MV7000, il est important d'effectuer une présentation plus détaillée des éléments constitutifs d'une phase d'onduleur. La figure 1.49 présente une pile MV7000 (a) avec sa représentation 2D (b) pour une meilleure compréhension de la disposition des éléments.

Cette phase est constituée d'un assemblage de 4 IGBTs et 2 diodes. Des boîtes à eau (ou

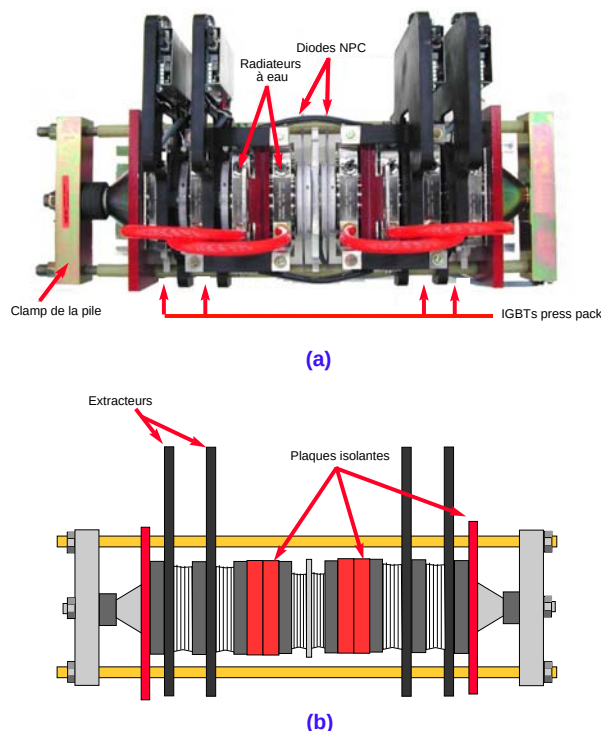


FIG. 1.49 – Exemple de connexion de pile MV7000 : vue de face (a) et schéma 2D de celle-ci (b)

radiateurs) sont utilisées pour le refroidissement des composants. Leur utilisation se justifie par le niveau important de flux thermique à extraire et la limitation du volume. Les composants utilisés sont de type press-pack, boîtiers utilisés depuis une dizaine d'années en électronique de puissance. Le principe du boîtier press-pack est de maximiser la surface de passage du courant et du flux thermique. Les contacts thermiques et électriques sont assurés par la mise en pression du composant. Ainsi, l'avantage de ce type de composant est la possibilité de le refroidir sur les deux faces, ce qui améliore la dissipation thermique.

Dans ce mémoire, nous nous attacherons à restreindre l'étude au convertisseur MV7306 et quelques références seront faites au MV7308. Dans ces deux gammes de puissance, les IGBTs et diodes utilisés sont fabriqués par Toshiba. Les deux gammes de puissance se différencient physiquement par leurs IGBTs qui ne possèdent pas les mêmes caractéristiques. En effet, le MV7306 NPC possède des IGBTs ST1500GHX24 avec diodes de roue libre intégrées au composant. Chaque composant possède alors 30 puces IGBTs et 12 puces diodes. Dans le cas du MV7308, la diode de roue libre et l'IGBT sont deux composants distincts. On a ainsi un boîtier IGBT possédant 42 puces IGBT uniquement. Le boîtier diode comprend quant à lui 21 puces diode. Les puces étant connectées en parallèle dans les boîtiers, elles bloquent toutes la même tension mais le courant se répartit dans chacune d'elles. Ainsi, plus le nombre de puce par composant est élevé et plus le courant nominal du boîtier sera élevé.

Les **avantages** des IGBTs press-pack utilisés sont :

- En mode défaut les IGBTs se mettent en court-circuit ce qui permet d'envisager la mise en série dans des applications où la redondance des composants est souhaitée pour une meilleure fiabilité du système.
- Ces IGBTs n'explosent pas.
- Les composants press-pack, aussi bien les diodes que les IGBTs, peuvent être refroidis sur les deux faces, ce qui permet un meilleur refroidissement.

Chaque IGBT est placé sur un extracteur qui comporte également la commande de la grille (ou "gate driver") ainsi que l'alimentation de ce dernier, comme le montre la figure 1.51.

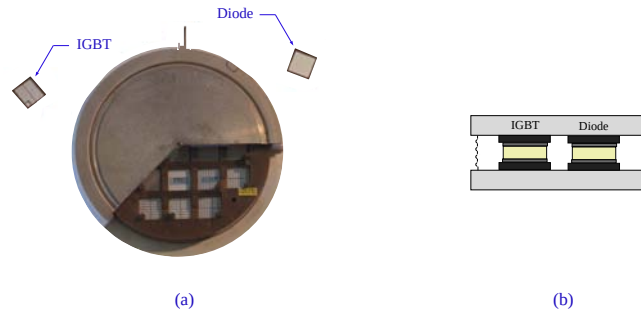


FIG. 1.50 – Vue d'un IGBT ouvert (a) [Ber] et de son schéma simplifié interne (b)

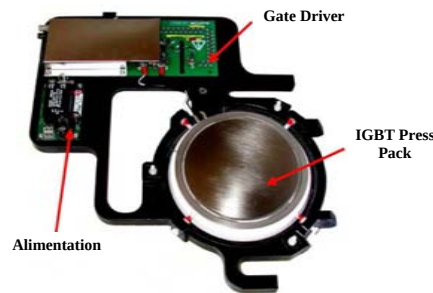


FIG. 1.51 – Vue d'un IGBT press-pack sur son extracteur

La figure 1.52 présente de manière schématique un IGBT entre deux radiateurs :

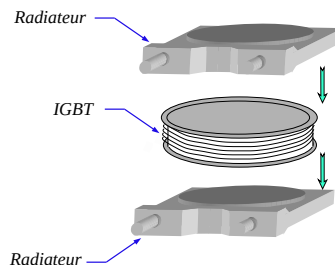


FIG. 1.52 – Vue d'un IGBT et des deux radiateurs qui l'entourent

Les IGBTs et diodes sont serrés à une certaine pression grâce au clamp. La figure 1.53 présente le détail d'un clamp avec le semi-conducteur Press Pack entre deux boîtes à eau 1.53 (a).

L'uniformité de la pression de la pile sur les composants peut être vérifiée grâce à un papier libérant une encre rose sous l'influence de la pression. Sur la figure 1.53 (b), la répartition de pression est uniforme sur toute la surface alors que sur la figure 1.53 (c), ce n'est pas le cas et cela peut mener à la destruction du composant pour cause de non refroidissement. La pression exercée sur la pile peut être mesurée grâce à un capteur de force.

Ce serrage a une influence sur la résistance thermique et la dissipation de puissance dans les composants. Une force de serrage insuffisante résulte en une augmentation de la résistance thermique et ne peut fournir un bon contact électrique.

Dans l'autre sens, une force de serrage excessive entraîne une contrainte mécanique qui peut réduire la durée de vie du composant. Ainsi, pour utiliser le maximum de potentiel du semi-conducteur, il est important d'appliquer la force de serrage F_m prédéfinie dans les données constructeur (datasheets) pour garantir une distribution homogène sur la surface du composant.

1.6.4 Limites du NPC dans les applications vitesse rapide

Dans les applications Moteur Grande Vitesse (MGV), de plus en plus de systèmes sont mis en oeuvre avec le moteur et le compresseur intégrés. Il n'y a donc plus de boîte de vitesse, ceci pour des raisons de facilité et de coût de mise en oeuvre. Cela implique alors que la fréquence de la tension de référence de commande de l'onduleur soit identique à celle du moteur. Ainsi, la fréquence de découpage de l'onduleur peut aller jusqu'à 3000Hz, ce qui fait chauffer dangereusement les composants.

Le filtre sinus utilisé entre l'onduleur NPC et le moteur présente un volume et un coût important. Ceci est dû au fait que la fréquence de résonance du système ne doit pas être trop élevée, sinon cela oblige à commuter plus vite. La capacité du filtre sinus avait, dans de nombreuses applications, une valeur élevée, afin de diminuer la chute de tension sur l'inductance série L_{f1} mais cela pouvait entraîner l'auto-excitation du moteur en cas de coupure des pulses.

1.7 Objectifs de l'étude

Le travail a pour objectif d'étudier une structure de convertisseur capable d'alimenter les moteurs grande vitesse. Ceci implique donc que l'on puisse commuter à des fréquences plus élevées sur cette structure par rapport à la topologie NPC existante.

Ainsi, la recherche bibliographique a mené à découvrir la topologie NPP, publiée pour la première fois en 1977. La structure NPP, introduite page 18, permet, comme on a pu le voir, de mieux répartir les pertes dans les composants et ainsi de permettre de commuter plus vite. En effet, les pertes totales de ces deux structures sont identiques, seule leur répartition est différente. Ainsi, les contraintes thermiques sont mieux réparties dans la topologie NPP, ce qui permet d'envisager de travailler à plus haute fréquence de commutation pour un courant de charge donné, ou de travailler à courant de charge plus élevé pour une fréquence de commutation donnée.

1.7.1 Intérêts de la structure NPP pour l'industriel

Les avantages apportés par la topologie NPP sont tels que cette dernière est simple et rapide à mettre en oeuvre dans un contexte industriel.

En effet, si l'on se place d'un point de vue de la réalisation du système de puissance :

- Le nombre de composants de la pile NPP est très proche de celui de la pile NPC. Seule une modification de cette dernière est nécessaire pour l'industrialisation du convertisseur.
- La structure NPP permettant une fréquence de commutation plus élevée, la valeur des éléments du filtre sinus de sortie peut être diminuée par rapport à la solution NPC actuelle. Par conséquent, l'encombrement relatif au filtre de sortie peut-être diminué ainsi que son coût.

Si l'on se place maintenant d'un point de vue contrôle :

- Les stratégies de MLI sont conservées, il n'y a donc pas de modification à effectuer.
- Les commandes des IGBTs du bras NPP sont les mêmes que celles du bras NPC ou en sont des duplications. Il n'y a pas de contrainte supplémentaire à prendre en considération. En effet, certaines topologies nécessitent la prise en compte du point de fonctionnement pour le calcul des ordres de commande.

Si l'on se place maintenant d'un point de vue performances, deux améliorations se présentent :

- Le point de fonctionnement du convertisseur en haute vitesse n'est plus un point critique grâce à la diminution des pertes par commutation.
- Le contenu harmonique vu par le moteur est réduit grâce aux MLI employées en haute vitesse et la taille du filtre sinus peut-être réduit grâce à la solution NPP.

1.7.2 Le filtre sinus dans les applications MG

Le filtre sinus associé aux convertisseurs dans le domaine de la grande vitesse présente l'inconvénient de nécessiter une valeur élevée de capacité, comme on pourra le voir en détail au chapitre 5, ceci afin de compenser la chute de tension aux bornes de l'inductance série en sortie de l'onduleur.

Cependant, une valeur de capacité trop importante peut entraîner l'auto-excitation du moteur et nécessite alors la mise en place d'un circuit de décharge adéquat.

L'étude du filtre sinus devra alors permettre de dimensionner un filtre qui puisse répondre aux différents critères de dimensionnement qui seront énumérés au chapitre 5. Ce filtre devra avoir des composants dont la valeur est plus faible par rapport au filtre utilisé jusqu'à présent dans les applications comprenant un convertisseur NPC.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons comparé différentes structures d'onduleur multiniveaux afin de retenir l'une d'elles pour l'alimentation des moteurs rapides, moyenne tension et forte puissance.

Les critères de choix sont la minimisation des pertes par commutation, la répartition des pertes entre les composants de chaque bras, la réduction de la tension de blocage et de la tension commutée, la simplicité de commande et de réalisation et, le point le plus important est le critère de coût. Avec ce dernier critère, l'association des convertisseurs en cascade et en série pour atteindre une fréquence apparente plus élevée à forte puissance n'est pas retenue car le nombre de composants nécessaires est trop élevé.

De même, le convertisseur multicellulaire, malgré ses avantages, n'est pas retenu car cette topologie est coûteuse.

Nous avons ainsi considéré, en plus de l'onduleur 3 niveaux NPC conventionnel, trois autres structures, à savoir les topologies NPP, ANPC et MPC qui, avec un nombre identique de composants, possèdent des performances différentes en termes de pertes par commutation, de tension de blocage et de fréquence de commutation.

Sur l'ensemble des critères cités et pour les applications visées, nous avons retenu l'onduleur 3 niveaux de structure NPP. Même si cette structure présente les mêmes pertes totales que la structure classique NPC ou la structure ANPC, elle permet de mieux répartir les pertes entre les composants. De ce fait, en comparaison avec la structure NPC, les composants de la topologie NPP n'atteignent la température critique que pour une puissance transmise bien plus élevée, ou pour une fréquence de découpage bien plus importante. Ainsi, à contrainte thermique identique, l'augmentation de la fréquence de découpage permet de réduire le THD du courant en sortie de l'onduleur et de réduire ainsi la taille du filtre de sortie qui est un avantage indéniable. Ceci évidemment sous condition que la tension commutée puisse être répartie de manière égale entre les composants en série de chaque bras.

La structure NPP, comparée à la structure 4 niveaux MPC présente l'intérêt d'une plus faible tension maximale de blocage. De plus, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu de l'onduleur 4 niveaux MPC est bien plus compliquée.

Dans le chapitre suivant, nous allons faire une étude approfondie de la structure NPP et nous la comparons avec la structure NPC.

Chapitre 2

Etude théorique de la structure NPP, comparaison avec la topologie NPC

Sommaire

2.1	Introduction	61
2.2	Comparaison des topologies NPC et NPP en terme de répartition des pertes dans les composants	61
2.2.1	Signaux de commande des convertisseurs	61
2.2.2	Définition des zones de conduction et de commutation des composants des piles NPC et NPP	62
2.3	Calcul théorique des pertes dans une pile MV7306	64
2.3.1	Calcul des pertes dans les composants	64
2.3.2	Analyse thermique de la pile MV7306 NPP	67
2.3.3	Analyse thermique de la pile MV7306 NPC	74
2.3.4	Schéma thermique équivalent en régime dynamique	76
2.3.5	Evolution des pertes avec le facteur de puissance	79
2.3.6	Comparaison des pertes à faible indice de modulation	79
2.3.7	Bilan sur les pertes dans les structures NPC et NPP	82
2.4	Composants les plus contraints selon le point de fonctionnement	83
2.4.1	Intérêt du NPP en configuration HSI et HDI	83
2.4.2	Comparaison de l'évolution des contraintes sur les composants	85
2.4.3	Comparaison de l'évolution des températures moyennes de jonction	86
2.5	Conclusion	88

La maîtrise de la détermination des limites thermiques du convertisseur est essentielle. En effet, pour tout point de fonctionnement, il est indispensable de prévoir si ce dernier est acceptable pour le convertisseur. Cette étude est primordiale dans l'étape de définition des limites du convertisseur à différents points de fonctionnement.

2.1 Introduction

Afin de s'assurer qu'un point de fonctionnement ne sera pas destructif pour les composants d'un bras (IGBTs et diodes d'une pile), il est nécessaire de prédéterminer les pertes engendrées à un point de fonctionnement caractérisé par les paramètres suivants :

- Courant de commutation
- Indice de modulation
- Stratégie de MLI
- Fréquence du fondamental de la modulatrice
- Fréquence de découpage
- Facteur de puissance de la charge

Le calcul des pertes totales dans un composant va permettre d'estimer la température moyenne de jonction à partir du modèle thermique statique de ce dernier. Il faut de plus déterminer la température maximum atteinte par la jonction, qui peut s'effectuer connaissant le modèle thermique dynamique du système.

Dans ce chapitre, une étude théorique de la méthode de calcul des pertes sur les composants d'un bras d'onduleur sera faite. Pour cela, une comparaison des structures thermiques statiques des bras MV7306 NPC et NPP sera effectuée afin de déterminer les températures de jonction des semi-conducteurs des deux types de topologies citées. Cette étude permettra de constater le gain apporté par le convertisseur NPP par rapport à la structure NPC actuelle que possède déjà Converteam. Cela a nécessité le développement d'un modèle statique et dynamique pour le convertisseur NPP.

En considérant ces modèles, nous avons pu comparer les pertes dans les composants homologues des convertisseurs NPC et NPP en fonction du point de fonctionnement.

A la suite de cette étude, nous avons mis en évidence les composants les plus contraints dans chaque structure.

2.2 Comparaison des topologies NPC et NPP en terme de répartition des pertes dans les composants

2.2.1 Signaux de commande des convertisseurs

Si l'on compare les formes d'ondes des tensions en sortie des topologies NPC et NPP, les tensions simples V_{A0} ou composées V_{AB} sont strictement identiques pour les deux structures, bien que la disposition des IGBTs soit différente.

La figure 2.1 présente un schéma de commande des composants d'un bras en topologie NPC (a) et NPP (b).

On remarque qu'à partir de la comparaison de deux porteuses triangulaires avec la modulatrice, deux signaux de commande différents sont obtenus et traités de façon différente sur les deux bras. La génération des pulses sur les IGBTs T2+ et T1+ du bras NPP revient à dupliquer les pulses générés sur le composant T2+ du bras NPC. Il en est de même pour les signaux envoyés aux composants T2- et T1- du bras NPP qui reviennent à la duplication des signaux envoyés à l'IGBT T1- du bras NPC ¹.

¹Les signaux sont dupliqués dans le soft de contrôle et non directement au niveau des fibres optiques sur les cartes d'allumage des IGBTs.

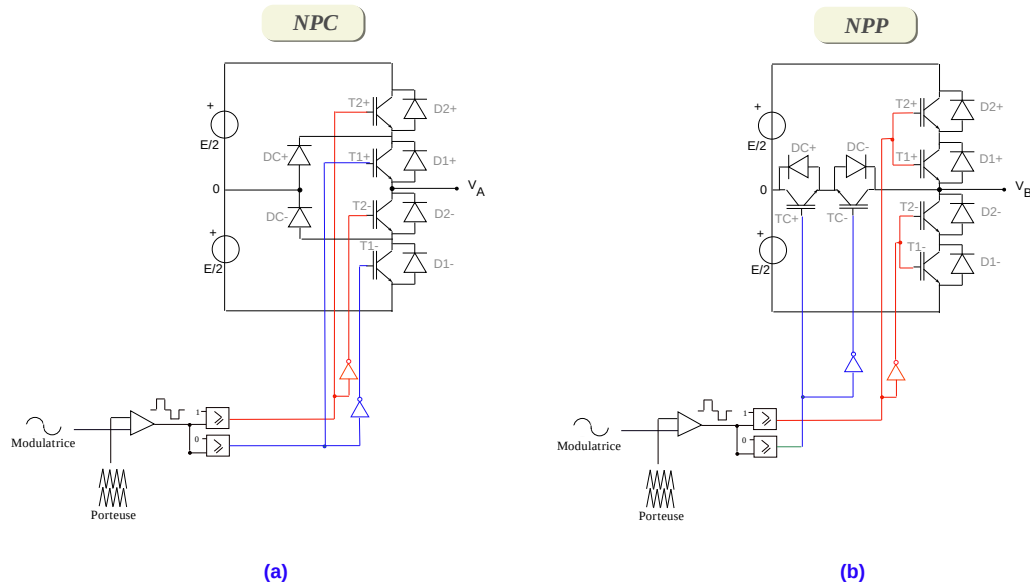


FIG. 2.1 – Schéma de commande des onduleurs NPC (a) et NPP (b)

Les signaux de commande peuvent être résumés dans le tableau 2.1.

Etat des interrupteurs			
NPC	T2+, T1+	T1+, T2-	T2-, T1-
NPP	T2+, T1+, TC+	TC+, TC-	T2-, T1-, TC-

TAB. 2.1 – IGBTs allumés selon la tension de sortie désirée pour les topologies NPC et NPP

2.2.2 Définition des zones de conduction et de commutation des composants des piles NPC et NPP

Le tableau 2.2 indique, selon le signe du courant de charge et la tension de sortie V_{a0} , les pertes qui sont présentes sur chaque composant d'un bras du convertisseur **NPC**.

VOA	I>0										I<0									
	T2+	T1+	D2+	D1+	T2-	T1-	D2-	D1-	Dc+	Dc-	T2+	T1+	D2+	D1+	T2-	T1-	D2-	D1-	Dc+	Dc-
Base VDC/2	Pcond	Pcond											Pcond	Pcond						
1	Eoff								Eon				Eoff	Eoff=0	Eon					Eon=0
1 à 0	i à 0								0 à i				0 à i	i à 0	0 à i					0 à i
	0 à V								V à 0				V à 0	0 à 0	V à 0					0 à 0
0 à 1	Eon								Eoff				Eon	Eon=0	Eoff					Eoff
	0 à i								i à 0				0 à i	0 à i	i à 0					i à 0
	V à 0								0 à V				V à 0	0 à 0	0 à V					0 à V
0		Pcond							Pcond						Pcond					Pcond
0 à -1		Eoff					Eon=0	Eon	Eoff							Eon				Eoff
		i à 0					0 à i	0 à i	i à 0							0 à i				i à 0
		0 à V					0 à 0	V à 0	0 à V							V à 0				0 à V
-1 à 0		Eon					Eoff=0	Eoff	Eon=0							Eoff				Eon
		0 à i					i à 0	0 à i	0 à i							i à 0				0 à i
		V à 0					0 à 0	V à 0	0 à 0							0 à 0				V à 0
-1							Pcond	Pcond							Pcond	Pcond				

TAB. 2.2 – Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} attendue pour le bras NPC

Ainsi, si l'on considère l'exemple de l'IGBT $T2+$, on remarque qu'il ne présente des pertes qu'avec un courant de charge positif et ne conduit que lorsque la tension V_{a0} est égale à 1. Si la tension V_{a0} est négative, $T2+$ ne travaille pas, il n'y a donc pas de pertes. Lorsque V_{a0} passe de 0 à 1 ou de 1 à 0 (en p.u.), $T2+$ va présenter des pertes par commutations à l'ouverture (Eoff) et

à la fermeture (Eon).

Il arrive que des composants commutent à tension nulle, ce qui est le cas de certaines diodes dans le tableau 2.2, l'énergie de commutation est alors nulle.

Suivant le sens du courant, ce ne sont pas les mêmes composants qui conduisent. Le tableau possède une symétrie par rapport à la tension $V_{a0}=0V$. En effet, la structure 3 niveaux NPC étant symétrique, les pertes dissipées dans le demi-bras supérieur sont égales aux pertes dissipées dans le demi-bras inférieur.

Le tableau 2.3 présente les composants qui commutent et conduisent sur un bras de l'onduleur **NPP** suivant le sens du courant et le signe de la tension V_{a0} :

	i>0												i<0											
	T2+	T1+	TC+	D2+	D1+	DC+	T2-	T1-	TC-	D2-	D1-	DC-	T2+	T1+	TC+	D2+	D1+	DC+	T2-	T1-	TC-	D2-	D1-	DC-
1	Pcond	Pcond	Pcond=0										Pcond	Pcond										
	Eoff	Eoff	Eoff=0									Eon				Eoff	Eoff	Eon=0				Eon		
	i à 0	i à 0	i à 0									0 à i				i à 0	i à 0	0 à i				0 à i		
	0 à V	0 à V	0 à 0									V à 0				0 à V	0 à V	0 à 0				V à 0		
	Eon	Eon	Eon=0									Eoff				Eon	Eon	Eoff=0				Eoff		
	0 à i	0 à i	0 à i									i à 0				0 à i	0 à i	i à 0				i à 0		
	V à 0	V à 0	0 à 0									0 à V				V à 0	V à 0	0 à 0				0 à V		
0			Pcond									Pcond				Pcond						Pcond		
			Eoff								Eon	Eon	Eoff=0						Eoff	Eon	Eon	Eon=0		
			i à 0								0 à i	0 à i	i à 0						i à 0	0 à i	0 à i	0 à i		
			0 à V								V à 0	V à 0	0 à 0						0 à V	V à 0	V à 0	0 à 0		
			Eon								Eoff	Eoff	Eon=0						Eon	Eoff	Eoff	Eoff=0		
			0 à i								i à 0	i à 0	0 à i						0 à i	i à 0	i à 0	i à 0		
			V à 0								0 à V	0 à V	0 à 0						0 à V	0 à V	0 à V	0 à 0		
-1											Pcond	Pcond							Pcond	Pcond	Pcond=0			

TAB. 2.3 – Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} désirée pour le convertisseur NPP

Dans le cas de la structure NPP, lorsque les IGBTs $T2+$ et $T1+$ sont fermés, l'IGBT $TC+$ est fermé mais aucun courant ne le traverse. Les pertes par conduction dans ce dernier sont donc nulles, ce qui est indiqué par "Pcond=0" dans le tableau 2.3.

Les cases vides des tableaux 2.2 et 2.3 indiquent qu'il n'y a ni pertes par conduction, ni pertes par commutation.

2.3 Calcul théorique des pertes dans une pile MV7306

2.3.1 Calcul des pertes dans les composants

Les pertes d'un semi-conducteur de puissance sont principalement les pertes par conduction et par commutation. Dans les structures haute puissance, la considération de ces pertes est très importante. En effet, les pertes entraînent une augmentation de la température de jonction des semi-conducteurs de puissance, ce qui peut détruire ces derniers. Les composants Toshiba de la gamme MV7000 sont définis pour fonctionner à une température de jonction maximum de 125°C.

2.3.1.1 Les pertes par commutation

Les pertes par commutation dans un onduleur de tension sont dépendantes du courant de charge et augmentent avec l'amplitude du courant. Certains fabricants d'interrupteurs indiquent que cette relation est approximativement linéaire, c'est à dire que les pertes par commutation sont proportionnelles à l'amplitude du courant.

Sur une période de fonctionnement de la modulatrice, on a un certain nombre de périodes de PWM à considérer :

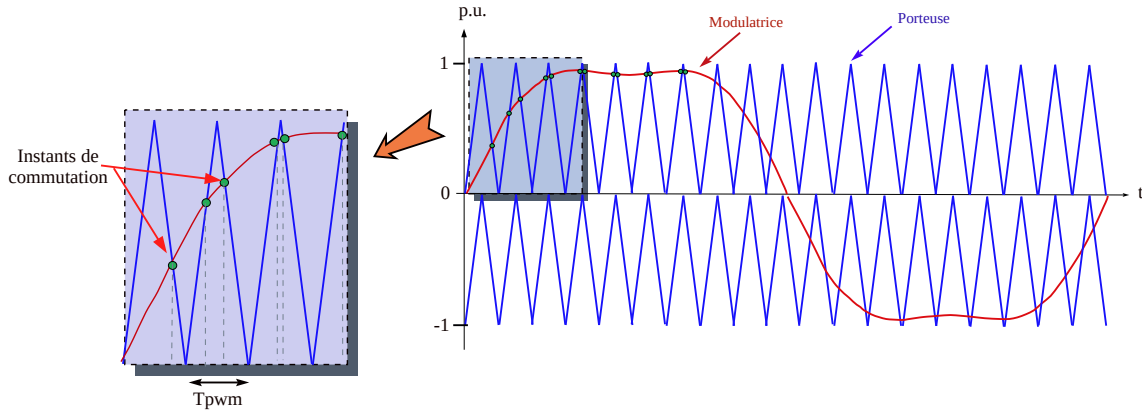


FIG. 2.2 – Commutations sur une période de PWM pour $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=950\text{Hz}$, modulatrice H3 (MLI intersective)

Pour déterminer les pertes par commutation, il faut connaître, pour chaque commutation, le courant circulant dans l'interrupteur considéré.

Comme le montre la figure 2.3, il se produit deux commutations par période de MLI car le triangle et la modulatrice se coupent deux fois pendant cette durée. On appelle I_{on} et I_{off} respectivement les courants correspondant à la première et à la seconde intersection entre la modulatrice et la porteuse pendant la période de MLI.

En notant I le courant de charge, supposé purement sinusoïdal, les courants I_{on} et I_{off} ont pour expression :

$$\begin{cases} I_{on} &= I \times \sqrt{2} \times \sin(2\pi f \times t_{on} - \phi) \\ I_{off} &= I \times \sqrt{2} \times \sin(2\pi f \times t_{off} - \phi) \end{cases} \quad (2.1)$$

avec

$$\begin{cases} t_{on} &= t_k - T_{PWM} + \left(\frac{1-m}{2}\right) \times T_{PWM} \\ t_{off} &= t_k - \left(\frac{1-m}{2}\right) \times T_{PWM} \end{cases} \quad (2.2)$$

2.3.1.2 Les pertes par conduction

Afin de calculer les pertes par conduction, un modèle simplifié de l'IGBT en conduction est utilisé. En effet, l'IGBT en conduction peut être représenté par une tension de seuil équivalente à la tension de diffusion du collecteur et la tension de diffusion de l'émetteur mise en série avec une résistance représentant la résistance équivalente à la région de tenue en tension.

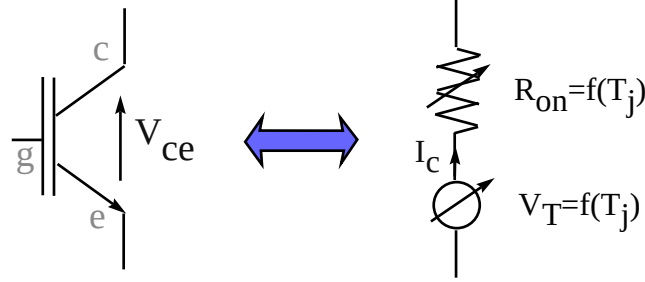


FIG. 2.4 – Schéma équivalent de l'IGBT en conduction

La chute de tension à l'état passant s'exprime en fonction du courant, de la résistance série et du seuil de tension :

$$V_{CE} = R_{on}I_c + V_T \quad (2.6)$$

Les valeurs de la tension de seuil et de la résistance dépendent de la température. Cependant, entre 25°C et 125°C, pour les courants commutés (inférieurs à 2500A), la variation de la résistance peut être négligée car sa variation est de l'ordre de 3%.

Pour déterminer les pertes par conduction, il faut connaître le temps de conduction de chaque interrupteur. Ce temps dépend de l'amplitude de la valeur échantillonnée de la modulatrice sur la période considérée de MLI. La figure 2.5 montre, à titre d'exemple, que pour une modulatrice d'amplitude 0.3 (p.u.), un interrupteur conduira pendant 30% de la période de MLI et l'autre pendant le reste de cette période, soit 70% de T_{PWM} .

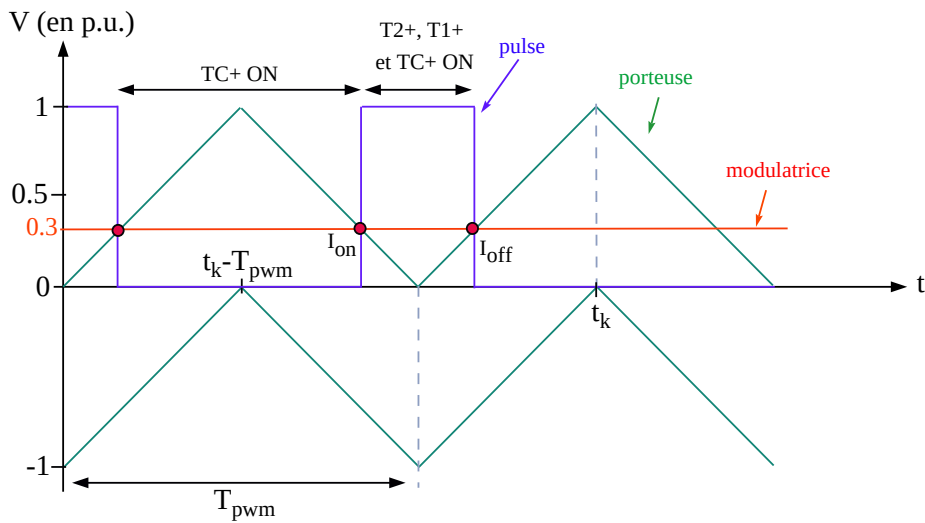


FIG. 2.5 – Temps de conduction des interrupteurs

Sur la figure 2.5, les interrupteurs T2+ et T1+ des topologies NPC et NPP vont conduire pendant un temps égal à $m \times T_{PWM}$, tandis que l'interrupteur TC+ du bras NPP et T1+ du bras NPC vont conduire pendant un temps égal à $(1 - m) \times T_{PWM} + m \times T_{PWM}$ soit T_{PWM} .

2.3.2 Analyse thermique de la pile MV7306 NPP

La fiabilité des applications est fortement liée à la température instantanée de jonction qui est malheureusement difficile à connaître avec précision [Alo01].

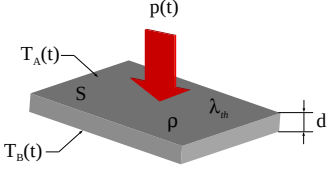
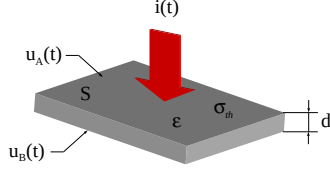
Dans les composants de forte puissance, cette température peut varier très rapidement et la température moyenne de jonction est inadaptée pour connaître la marge de sécurité d'un fonctionnement donné.

Une technique utilisant l'analogie entre les conductions thermiques et électriques dans les réseaux RC a été mise au point par W. E. Newell [New76].

Cette méthode peut être appliquée à une grande variété de situations.

2.3.2.1 Définition des termes et unités utilisés

Le tableau 2.4 présente l'analogie entre les grandeurs électriques et les grandeurs thermiques :

Grandeurs thermiques			Grandeurs électriques		
T	Température	[°C]	U	Tension	[V]
J	Flux de chaleur	[°C/m ²]	J	Densité de courant	[A/m ²]
P	Chaleur	[W]	I	Courant	[A]
Q	Quantité de chaleur	[J]=[W.s]	Q	Charge	[C]=[A.s]
λ_{th}	Conductivité	[W/(°C.m)]	σ	Conductivité	[l/(Ω.m)]
R_{th}	Résistance	[°C/W]	R	Résistance	[V/A]=[Ω]
C_{th}	Capacité	[W.s/°C]	C	Capacité	[A.s/V]=[F]
					

TAB. 2.4 – Analogie entre grandeurs électriques et thermiques [MN01]

2.3.2.2 Système de refroidissement

Le refroidissement des composants de puissance est assuré par des radiateurs parcourus par de l'eau désionisée. Comme il a déjà été décrit dans le chapitre 1, le composant semi-conducteur press-pack est disposé entre deux radiateurs. L'évacuation des pertes par le radiateur peut être représentée par les équations suivantes :

$$\Delta T = \frac{P}{m \times Cp} \quad (2.7)$$

L'équation 2.7 peut encore s'écrire :

$$P = \Delta T \times Cp \times \rho \times D \approx 1,16 \times \Delta T \times D \quad (2.8)$$

Avec

- ΔT : Elévation de température du fluide (°C)
- P : Puissance à dissiper (W)
- Cp : Chaleur spécifique (kJ/kg.°K)
- m : Débit massique (kg/s)
- D : Débit (m³/s)
- ρ : masse volumique kg/m³

Ainsi, connaissant les températures d'eau en entrée et en sortie de chaque radiateur, ainsi que le débit de l'eau, les pertes mesurées sont déduites rapidement.

2.3.2.3 Représentation mécanique de la pile NPP

Dans le but de comparer les pertes du banc de test par rapport aux calculs théoriques, il est nécessaire de déterminer le modèle thermique de la pile. La pile NPP peut être représentée par la figure 2.6.

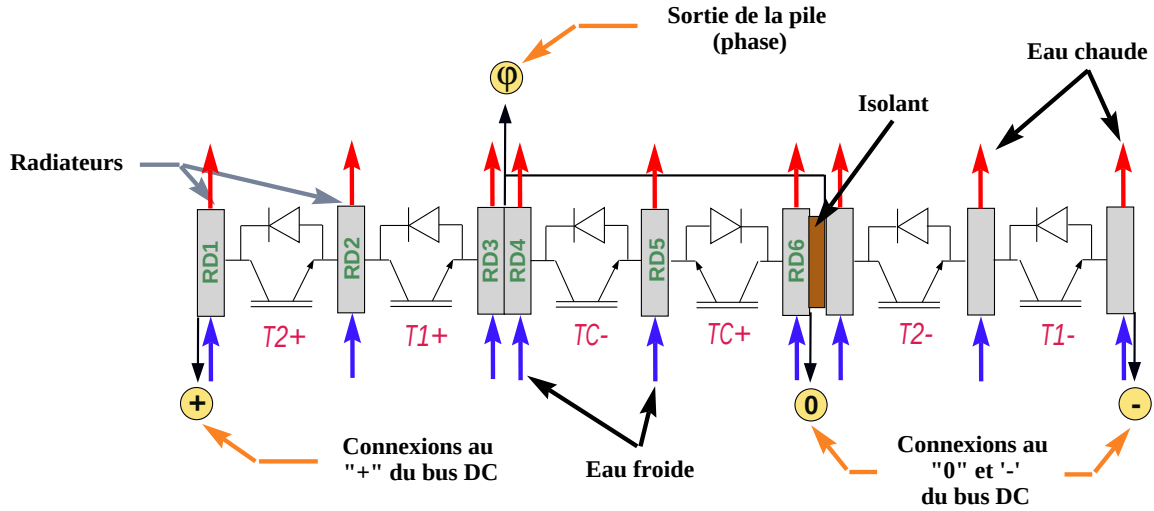


FIG. 2.6 – Pile entière du bras NPP avec le sens de circulation de l'eau de refroidissement

La pile est divisée en deux parties isolées thermiquement entre elles. Les IGBTs et diodes formant un seul boîtier sont placés entre deux radiateurs nommés de RD1 à RD6. L'eau de refroidissement des boîtes à eau circule de part et d'autre de celles-ci avec un certain débit. La température de l'eau d'entrée de chaque radiateur est identique.

REMARQUE : Les circuits *RC* d'équilibrage ne sont pas représentés sur le schéma de la pile NPP car leur rôle n'est pas de soulager les IGBTs au niveau des pertes, ce qui constituerait le rôle d'un snubber, mais ils servent uniquement à assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des composants mis en série.

2.3.2.4 Schéma thermique équivalent en régime stationnaire

En régime stationnaire, il est possible de représenter le schéma équivalent thermique d'un IGBT avec sa diode interne par la figure 2.7.

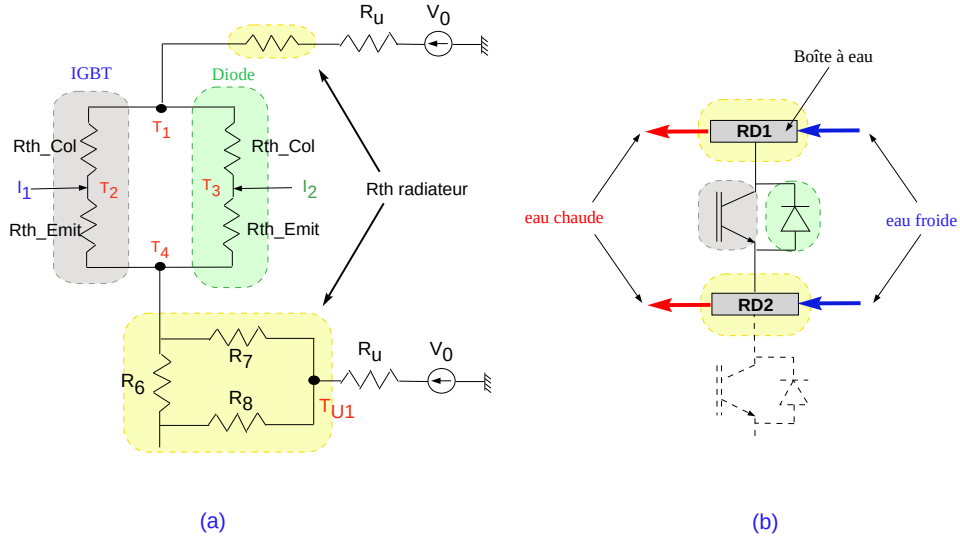


FIG. 2.7 – Schéma équivalent thermique d'un IGBT Toshiba de type ST1500GXH24 à diode interne (a) et représentation schématique de l'IGBT dans sa pile (b)

Chaque composant électrique est représenté par deux résistances thermiques, chacune modélisant une moitié (supérieure ou inférieure) du composant. Les valeurs de R_{th_Col} et R_{th_Emit} correspondent aux valeurs de résistance thermique côté collecteur et côté émetteur du composant (diode ou IGBT). Ces valeurs sont données dans les datasheet du constructeur.

Dans notre cas, les caractéristiques des IGBTs et diodes sont données dans le tableau 2.5 :

	IGBT	Diode
Rth collecteur ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	0.012	0.029
Rth émetteur ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	0.019	0.049

TAB. 2.5 – Valeurs des résistances thermiques des IGBTs et diodes du composant ST1500GXH24 de Toshiba

Les composants ne sont donc pas symétriques d'un point de vue thermique. Les grandeurs I_1 et I_2 correspondent aux pertes totales sur l'IGBT et la diode respectivement, les pertes sont donc représentées par des sources de courant. Ces pertes sont injectées entre les deux résistances émetteur et collecteur du composant considéré.

La résistance nommée $R_{thradiateur}$ correspond à la résistance thermique du radiateur.

La modélisation du radiateur est faite en se basant sur la figure 2.8.

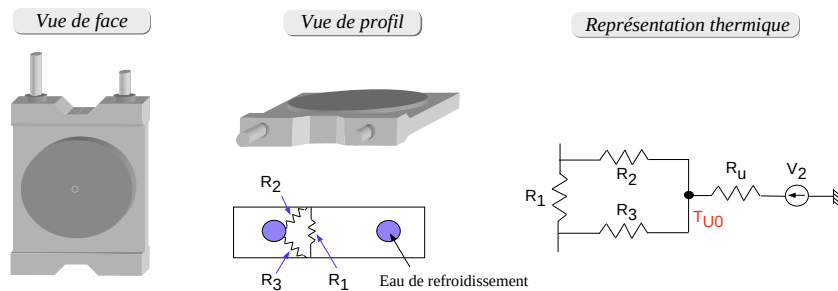


FIG. 2.8 – Schéma équivalent thermique du radiateur

La partie (a) représente le schéma équivalent thermique correspondant aux deux IGBTs T2+ et T1+ ainsi que TC+ et TC-. La partie (b) représente quant à elle le schéma équivalent des deux IGBTs verticaux T2- et T1-. Comme nous l'avons déjà dit, ces deux groupes sont isolés thermiquement.

Chaque IGBT se trouve entouré d'un ou de deux radiateurs. Dans le cas des IGBTs externes de la pile, à savoir T2+ et TC+, les radiateurs qui se trouvent côté collecteur et émetteur respectivement ne sont représentés que par une résistance thermique.

Par contre, lorsque le radiateur se trouve entre deux composants semi-conducteurs, celui-ci est représenté par un triangle de résistances thermiques.

Etant donné que les pertes dans chaque IGBT ne sont pas directement mesurées, la seule façon de vérifier que les pertes théoriques et expérimentales concordent est de calculer la puissance dissipée dans chacun des radiateurs.

En effet, la puissance théorique dissipée dans chaque boîte à eau peut être exprimée selon les équations 2.9, en tenant compte du circuit électrique équivalent :

$$\begin{aligned}
 P_{RD1} &= \left(\frac{T1 - Tu0}{R1} \right) \\
 P_{RD2} &= \left(\frac{T4 - Tu1}{R7} + \frac{T5 - Tu1}{R8} \right) \\
 P_{RD3} &= \left(\frac{T8 - Tu2}{R14} + \frac{T_{mid} - Tu2}{R15} \right) \\
 P_{RD4} &= \left(\frac{T9 - Tu2_{bis}}{R15_{bis}} + \frac{T_{mid} - Tu2_{bis}}{R14_{bis}} \right) \\
 P_{RD5} &= \left(\frac{T12 - Tu3}{R21} + \frac{T13 - Tu3}{R22} \right) \\
 P_{RD6} &= \left(\frac{T16 - Tu4}{R27} \right)
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

La détermination des températures théoriques se fait en écrivant les équations des courants à chaque noeud du circuit thermique équivalent représenté sur la figure 2.9.

On obtient alors les équations suivantes, qui expriment les températures des résistances thermiques équivalentes des IGBTs et des diodes aux points de jonction avec les radiateurs de la pile correspondant aux groupe A de la figure 2.9.

Si l'on distingue le premier terme de chacun des trois systèmes d'équation précités, on peut les stocker dans une matrice notée $[A]$. Les températures, une fois isolées, peuvent être à leur tour stockées dans une matrice notée $[T^\circ]$. Les termes en admittances sont isolés dans une matrice $[B]$.

On peut alors écrire :

$$[A] = [B] \times [T^\circ] \tag{2.10}$$

On obtient alors l'expression de la matrice température, correspondant au groupe A, grâce à l'équation suivante :

$$[T^\circ] = [B]^{-1} \times [A] \tag{2.11}$$

$$\begin{cases}
(T1): 0 = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \times T1 - \frac{1}{R_2} \times T2 - \frac{1}{R_4} \times T3 - \frac{1}{R_1} \times T_{u0} \\
(T2): 0 = -\frac{1}{R_3} \times T2 - \frac{1}{R_5} \times T3 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_9} \right) \times T4 - \frac{1}{R_6} \times T5 - \frac{1}{R_7} \times T_{U1} \\
(T5): 0 = -\frac{1}{R_6} \times T4 - \frac{1}{R_9} \times T6 - \frac{1}{R_{11}} \times T7 - \frac{1}{R_8} \times T_{U11} + \left(\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{11}} \right) \times T5 \\
(T8): 0 = -\frac{1}{R_{10}} \times T6 - \frac{1}{R_{12}} \times T7 - \frac{1}{R_{13}} \times T_{mid} - \frac{1}{R_{14}} \times T_{U2} + \left(\frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_{13}} + \frac{1}{R_{14}} \right) \times T8 \\
(T_{mid}): 0 = -\frac{1}{R_{13}} \times T8 - \frac{1}{R_{15}} \times T_{U2} - \frac{1}{R_{13}} \times T9 - \frac{1}{R_{14}} \times T_{bis} \times T9 - \frac{1}{R_{14}} \times T_{bis} \times T_{U2} + \left(\frac{1}{R_{13}} + \frac{1}{R_{15}} + \frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_{18}} \right) \times T9 \\
(T9): 0 = -\frac{1}{R_{13}} \times T_{bis} \times T_{mid} - \frac{1}{R_{15}} \times T_{U2} + \frac{1}{R_{16}} \times T_{10} - \frac{1}{R_{18}} \times T_{11} + \left(\frac{1}{R_{13}} \times T_{bis} + \frac{1}{R_{15}} \times T_{bis} + \frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_{18}} \right) \times T9 \\
(T_{12}): 0 = -\frac{1}{R_{17}} \times T0 - \frac{1}{R_{19}} \times T_{11} - \frac{1}{R_{21}} \times T_{U3} - \frac{1}{R_{20}} \times T_{13} + \left(\frac{1}{R_{17}} + \frac{1}{R_{19}} + \frac{1}{R_{21}} + \frac{1}{R_{20}} \right) \times T_{12} \\
(T_{13}): 0 = -\frac{1}{R_{20}} \times T_{12} - \frac{1}{R_{22}} \times T_{U3} - \frac{1}{R_{23}} \times T_{14} - \frac{1}{R_{25}} \times T_{15} + \left(\frac{1}{R_{20}} + \frac{1}{R_{22}} + \frac{1}{R_{23}} + \frac{1}{R_{25}} \right) \times T_{13} \\
(T_{16}): 0 = -\frac{1}{R_{24}} \times T_{14} - \frac{1}{R_{26}} \times T_{15} - \frac{1}{R_{27}} \times T_{U4} + \left(\frac{1}{R_{24}} + \frac{1}{R_{26}} + \frac{1}{R_{27}} \right) \times T_{16}
\end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases}
\frac{V0}{R_u} = -\frac{1}{R_1} \times T1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u0} \\
\frac{V0}{R_u} = -\frac{1}{R_7} \times T4 - \frac{1}{R_8} \times T5 + \left(\frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u1} \\
\frac{V0}{R_u} = -\frac{1}{R_{14}} \times T8 - \frac{1}{R_{15}} \times T_{mid} + \left(\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{15}} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u2} \\
\frac{V0}{R_u} = -\frac{1}{R_{14}} \times T_{mid} - \frac{1}{R_{15}} \times T9 + \left(\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{15}} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u2_{bis}} \\
\frac{V0}{R_u} = -\frac{1}{R_{21}} \times T_{12} - \frac{1}{R_{22}} \times T_{13} + \left(\frac{1}{R_{21}} + \frac{1}{R_{22}} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u3} \\
\frac{V0}{R_u} = -\frac{1}{R_{27}} \times T_{16} + \left(\frac{1}{R_{27}} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u3}
\end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases}
I1 = -\frac{1}{R_2} \times T1 - \frac{1}{R_3} \times T4 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \times T2 \\
I2 = -\frac{1}{R_4} \times T1 - \frac{1}{R_5} \times T4 + \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) \times T3 \\
I3 = -\frac{1}{R_9} \times T5 - \frac{1}{R_{10}} \times T8 + \left(\frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} \right) \times T6 \\
I4 = -\frac{1}{R_{11}} \times T5 - \frac{1}{R_{12}} \times T8 + \left(\frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \right) \times T7 \\
I5 = -\frac{1}{R_{16}} \times T9 - \frac{1}{R_{17}} \times T_{12} + \left(\frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_{17}} \right) \times T_{10} \\
I6 = -\frac{1}{R_{18}} \times T9 - \frac{1}{R_{19}} \times T_{12} + \left(\frac{1}{R_{18}} + \frac{1}{R_{19}} \right) \times T_{11} \\
I7 = -\frac{1}{R_{23}} \times T_{13} - \frac{1}{R_{24}} \times T_{16} + \left(\frac{1}{R_{23}} + \frac{1}{R_{24}} \right) \times T_{14} \\
I8 = -\frac{1}{R_{25}} \times T_{13} - \frac{1}{R_{26}} \times T_{16} + \left(\frac{1}{R_{25}} + \frac{1}{R_{26}} \right) \times T_{15}
\end{cases} \quad (2.14)$$

$$[T^\circ] = [T1 \ T2 \ T3 \ T4 \ T5 \ T6 \ T7 \ T8 \ T_{mid} \ T9 \ T10 \ T11 \ T12 \ T13 \ T14 \ T15 \ T16 \ T_{w0} \ T_{w1} \ T_{w2} \ T_{w2_{bis}} \ T_{w3} \ T_{w4}]^{-1}$$

$$[A] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{V0}{R_u} \ \frac{V0}{R_u} \ I7 \ I8 \ I1 \ I2]^{-1}$$

[illegible]

On obtient alors les températures de jonction des différents composants qui sont regroupés dans le tableau 2.6 pour les composants du groupe A dont le schéma est présenté sur la figure 2.9 :

IGBT	Température	Diode	Température
T2+	T2	D2+	T3
T1+	T6	D1+	T7
TC-	T10	DC-	T11
TC+	T14	DC+	T15

TAB. 2.6 – Nom des températures de jonction des différents composants du groupe A

Pour les éléments du groupe B, les températures de jonction des différents semi-conducteurs sont indiqués dans le tableau 2.7 :

IGBT	Température	Diode	Température
T2-	T2	D2-	T3
T1-	T6	D1-	T7

TAB. 2.7 – Nom des températures de jonction des différents composants du groupe B

2.3.3 Analyse thermique de la pile MV7306 NPC

2.3.3.1 Représentation mécanique de la pile NPC

Dans l'objectif de comparer les structures NPP et NPC, l'étude thermique est reproduite. La figure 2.10 présente la structure mécanique de la pile MV7306 NPC :

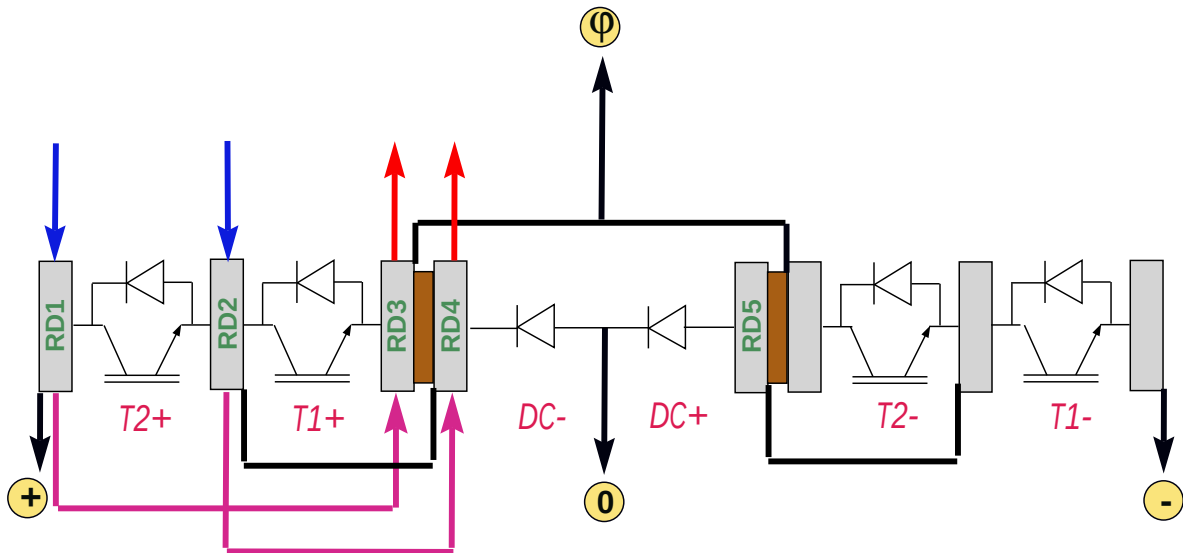


FIG. 2.10 – Pile entière du bras MV7306 NPC avec le sens de circulation de l'eau de refroidissement

En comparaison avec la pile NPP, l'eau de refroidissement parcourt les radiateurs de manière différente. En effet, les radiateurs de la pile NPC sont refroidis en série tandis que ceux du NPP ont un refroidissement unique et direct. Pour la topologie NPC, la conséquence est le refroidissement par une eau tiède du second radiateur.

2.3.3.2 Schéma thermique équivalent en régime stationnaire

Le schéma thermique équivalent en régime stationnaire associé à cette pile est donné par la figure 2.11.

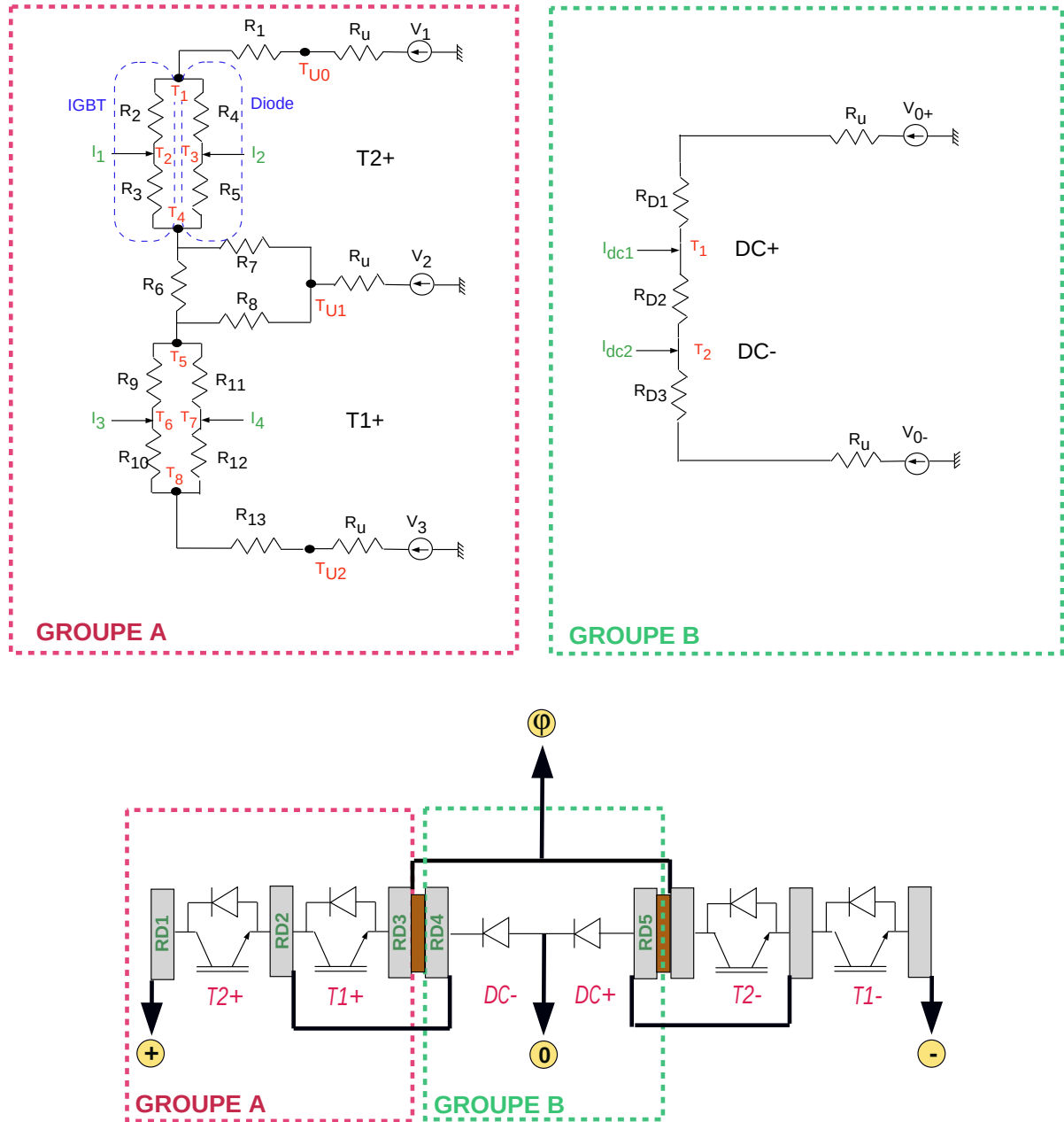


FIG. 2.11 – Schéma équivalent au niveau thermique de la pile MV7306 NPC

Cette pile est découpée en trois parties isolées thermiquement par des plaques isolantes (représentées en marron sur la figure 2.11). Ainsi, les IGBTs et diodes verticaux peuvent être étudiés indépendamment des diodes de clamp (découplage thermique).

2.3.4 Schéma thermique équivalent en régime dynamique

La modélisation thermique d'un composant est une opération complexe faisant appel à l'analyse par éléments finis. Une telle démarche n'est pas réaliste dans la plupart des cas. Les fabricants permettent de contourner ce problème en segmentant le volume du composant en plusieurs parties significatives.

Comme l'explique Martin März [MN01], l'expérience montre qu'une segmentation de la structure du semi-conducteur de puissance en volumes partiels est possible si l'on respecte les points suivants :

1. L'épaisseur et la succession des couches doivent être choisies de manière à ce que la constante thermique de chacune d'elles aille dans le sens croissant ($\tau_{th} = C_{th} R_{th}$) dans la direction de propagation de la chaleur.
2. La surface du silicium où est produite la chaleur est petite. Si les matériaux prévus pour le refroidissement par conduction sont homogènes, il y a un effet de diffusion latérale.
3. Les dimensions et les caractéristiques thermiques de chaque élément de volume traversé par le flux de chaleur doivent être déterminées précisément car la capacité thermique de ces derniers a une influence décisive sur l'impédance thermique du système lorsque la puissance à dissiper est le résultat d'impulsions de courte durée.

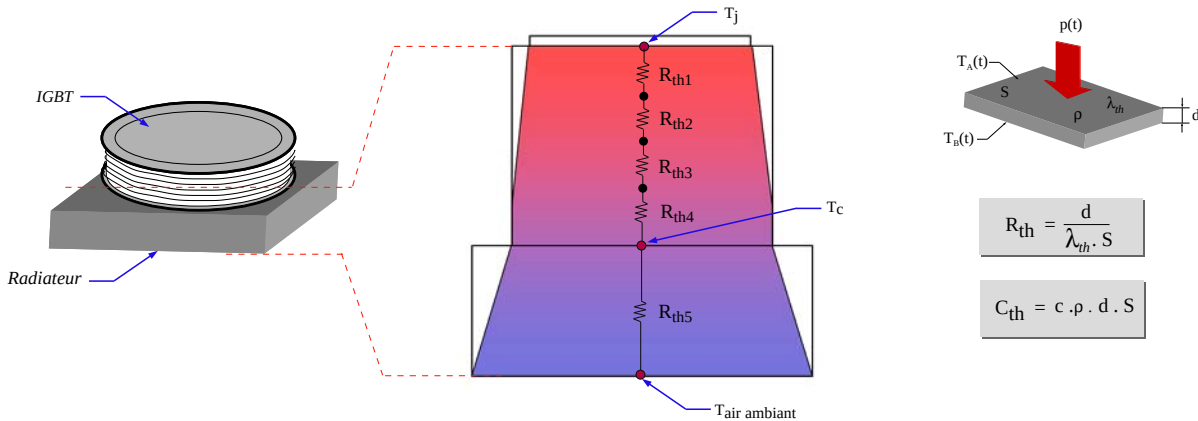


FIG. 2.12 – Structure du modèle thermique d'un semi-conducteur de puissance [MN01]

2.3.4.1 Circuit équivalent naturel

Le circuit de conduction de la chaleur équivalent dit naturel est dérivé de la théorie des lignes de transmission. Ce modèle décrit correctement la distribution de la température interne du système et permet une corrélation claire entre éléments équivalents et les éléments physique (puce, soudure, semelle métallique de refroidissement, etc).

En fonction du nombre d'étages "n" de ce réseau, la précision de ce modèle thermique transitoire s'améliore. Cependant, un nombre n trop élevé nécessite l'identification d'un nombre de paramètres du modèle trop important. En choisissant un nombre n suffisamment élevé, on peut décrire correctement le système. La fonction de transfert est donnée par :

$$Z_{th}(p) = \frac{1}{p \times C_{th1} + \frac{1}{R_{th1} + \frac{1}{p \times C_{th2} + \frac{1}{R_{th2} + \frac{1}{p \times C_{th3} + \dots + \frac{1}{R_{thn}}}}}}} \quad (2.16)$$

Le terme Z_{th} est représenté par l'évolution de la température en fonction du temps lorsqu'une puissance constante est dissipée dans la jonction.

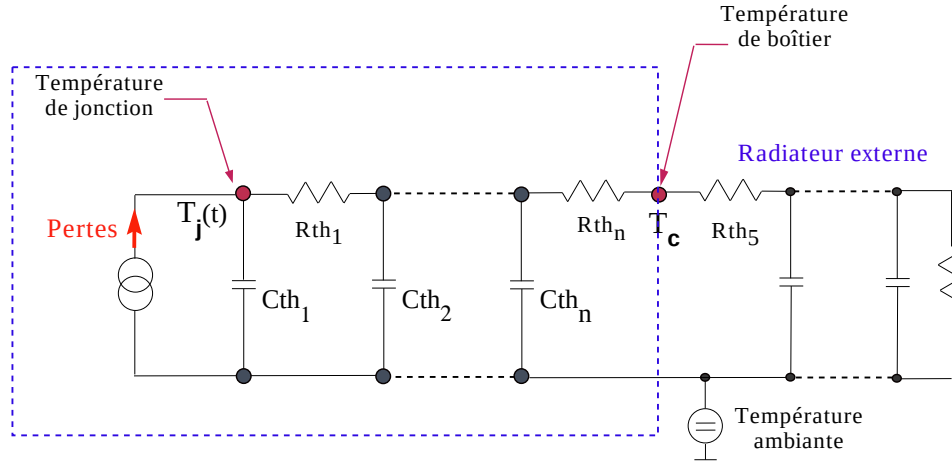


FIG. 2.13 – Modèle thermique dynamique d'un composant [MN01]

2.3.4.2 Circuit équivalent fractionnaire

La modélisation du système en régime dynamique fait appel à une représentation des composants électriques au moyen de résistances thermiques et de capacités thermiques, comme l'indique la figure 2.14.

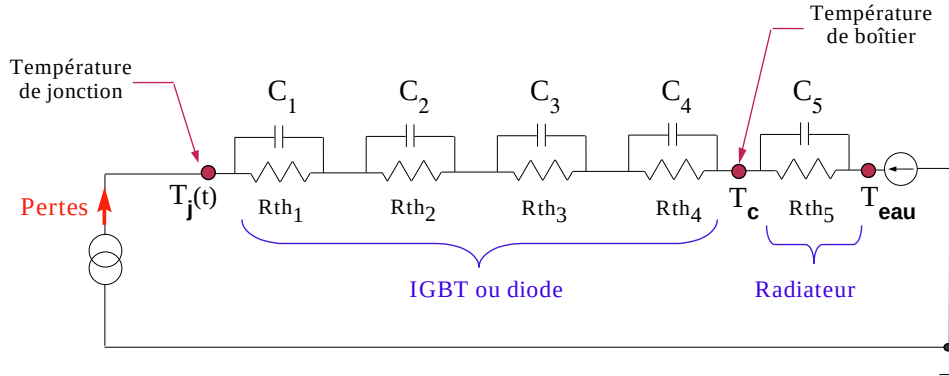


FIG. 2.14 – Circuit thermique dynamique équivalent donné par le constructeur [MN01]

Ce réseau équivalent est utilisé par la plupart des fabricants. Les éléments RC individuels représentent les termes d'une division fractionnaire partielle de la fonction de transfert thermique du système, par contre, l'ordre des termes individuels est arbitraire. Leur valeurs sont données par le constructeur.

L'originalité de ce réseau est sa forme mathématiquement simple, dont la réponse indicielle est donnée par :

$$Z_{th}(t) = \frac{R_{th1}}{1 + p \times R_{th1}C_{th1}} + \frac{R_{th2}}{1 + p \times R_{th2}C_{th2}} + \dots + \frac{R_{thn}}{1 + p \times R_{thn}C_{thn}} \quad (2.17)$$

On obtient donc l'expression générale de l'impédance thermique transitoire Z_{th} :

$$Z_{th}(t) = \sum_{k=1}^n R_{kth} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{kth}C_{kth}}} \right) \quad (2.18)$$

Avec :

$$C_{thn} = \frac{\tau_n}{R_{thn}} \quad (2.19)$$

La température de jonction peut s'exprimer de la façon suivante :

$$T_j(t) = P(t) \times \sum_{i=1}^{n=4} R_{th_j} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right) + T_c \quad (2.20)$$

Avec T_c la température du boîtier.

Les valeurs des résistances des IGBTs et des diodes ST1500GXH24 sont indiquées dans le tableau 2.8.

Composant de puissance	N	1	2	3	4	5
IGBT	$R_{th}(^{\circ}K/W)$	0.00085	0.00185	0.0005	0.0038	0.0051
	$\tau(s)$	0.01	0.068	0.0012	0.5	5
Diode	$R_{th}(^{\circ}K/W)$	0.0055	0.001	0.0015	0.01	0.0054
	$\tau(s)$	0.05	0.005	0.001	0.8	5

TAB. 2.8 – Valeur des résistances thermiques des IGBTs, diodes et radiateurs pour le composant ST1500GXH24

La figure 2.15 présente l'évolution de l'impédance thermique le l'IGBT ST1500GXH24 et de sa diode de roue libre.

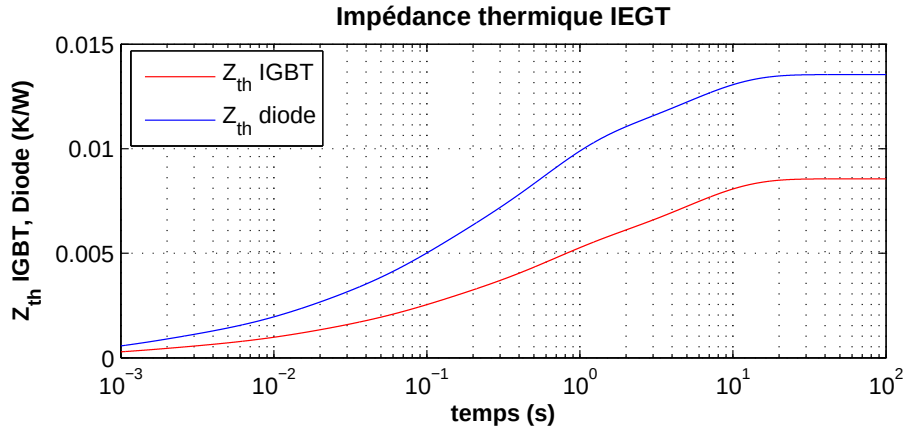


FIG. 2.15 – Evolution de l'impédance thermique de la diode et de l'IEGT ST1500GXH24 et de la diode de roue libre associée

L'impédance thermique de la diode est plus importante que celle de l'IGBT. Ceci implique que pour des pertes totales équivalentes, la température de jonction de la diode sera plus élevée que celle de l'IGBT.

CONCLUSION :

Ce modèle thermique dynamique va être utilisé dans l'outil de calcul analytique des pertes dans la structure NPP afin de prévoir que le point de fonctionnement étudié ne sera pas destructif pour les composants.

2.3.5 Evolution des pertes avec le facteur de puissance

La figure 2.16 présente l'évolution des pertes par conduction et par commutation des différents composants des bras NPC et NPP suivant le facteur de puissance de la charge dans le cas d'un onduleur MV7306. L'indice de modulation est égal à 0.8 pour tous les points de fonctionnement.

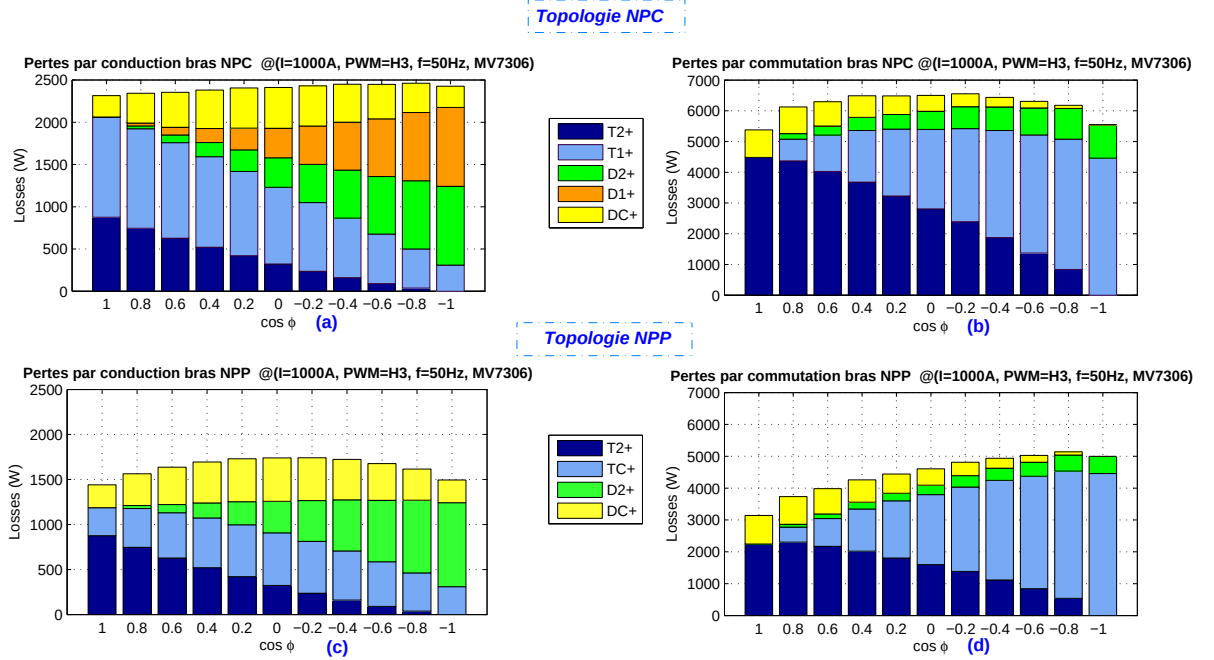


FIG. 2.16 – Evolution des pertes par conduction et par commutation des bras NPC et NPP pour différentes valeurs du facteur de puissance, au point de fonctionnement suivant : $V_{dc}=5000V$, $I=1000A$, type MLI=H3, $f=50Hz$, $m=0.8$

On remarque qu'à $\cos\phi = 1$, les pertes par commutation de l'IGBT T2+ sont deux fois plus faibles sur le bras NPP (sous réserve que les tensions commutées soient rigoureusement identiques, ce qui est le cas avec le circuit RC d'équilibrage).

Pour un facteur de puissance égal à -1, les pertes par commutation sont égales dans les composants T1+ du bras NPC et TC+ du bras NPP.

2.3.6 Comparaison des pertes à faible indice de modulation

A faible indice de modulation, la MLI utilisée est la toggle, comme expliqué au chapitre I.

La figure 2.17 présente la MLI toggle pour un indice de modulation considéré très proche de 0. La comparaison des triangles avec la porteuse (fig. 2.17 (a)) permet la génération des pulses représentés sur le graphe (b). A partir de ces deux premiers schémas, on obtient différentes zones de fonctionnement (fig. 2.17 (c)) selon que l'on ait à générer $+U_{dc}/2$, 0 ou $-U_{dc}/2$.

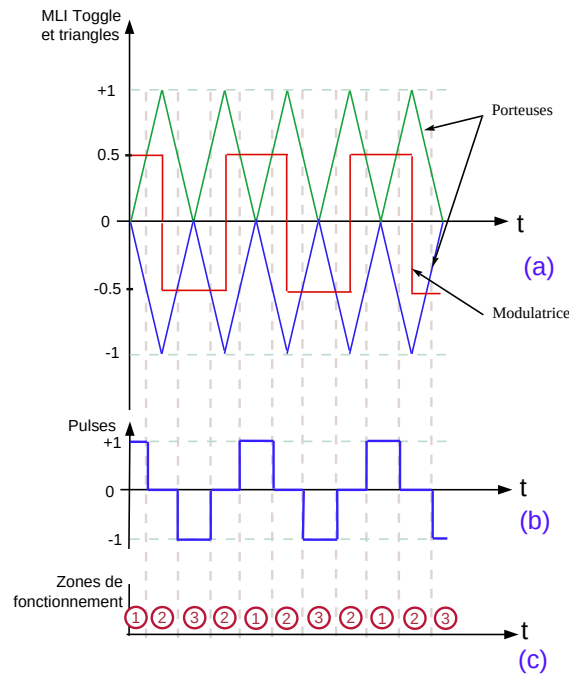


FIG. 2.17 – Génération des pulses en MLI toggle et définition des différentes zones

En considérant un courant de charge positif, il est possible de préciser les composants qui conduisent dans les différentes zones suivant que l'on travaille avec une topologie NPC ou NPP. Si l'on ne considère qu'une période de fonctionnement, on peut définir le tableau 2.9 qui précise les composants qui conduisent selon la zone étudiée en se référant au schéma de la figure 2.1 page 62.

Zone	Répétition dans la période	Convertisseur	
		<i>NPC</i>	<i>NPP</i>
		Composants	Composants
1	1	T2p, T1p	T2p, T1p
2	2	T1p, Dcp	Tcp, Dcp
3	1	D2m, D1m	D2m, D1m

TAB. 2.9 – Définition des composants qui conduisent selon la zone de fonctionnement considérée

Dans le cas de l'onduleur NPC, le composant T1p conduit pendant les 3/4 du temps alors que ce même composant ne conduit que pendant le 1/4 du temps lorsque l'on travaille avec la topologie NPP.

La figure 2.18 compare les pertes par conduction, par commutation et totales des composants des bras NPC et NPP lorsque l'on travaille à faible indice de modulation en MLI toggle.

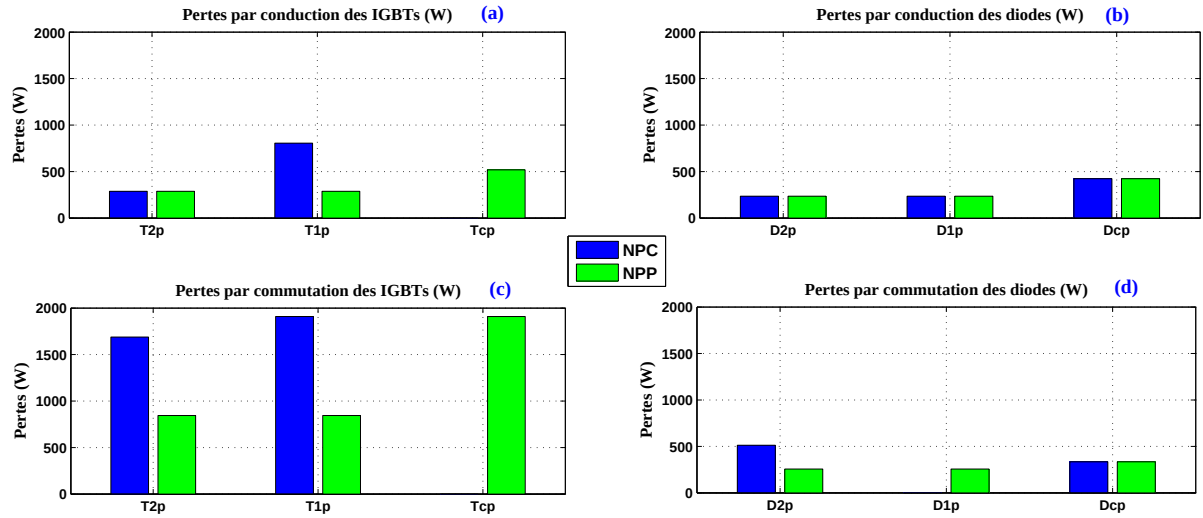


FIG. 2.18 – Comparaison des pertes des bras NPC et NPP pour le point de fonctionnement suivant : MLI= Toggle, $U_{dc}=5000V$, $I_{load}=900A$, $m=0.1$, $\cos\phi=1$, $f=50Hz$, $F_{PWM}=950Hz$

La figure 2.18 montre qu'à faible indice de modulation, les pertes par conduction dans le composant T1p du bras NPC sont égales à la somme des pertes des composants T1p et Tcp du bras NPP. Ainsi, il existe une meilleure répartition des pertes par conduction à faible indice de modulation dans la stratégie NPP par rapport à la topologie NPC.

Au niveau des pertes par conduction des diodes, on remarque que les pertes des diodes du bras NPC sont égales aux pertes des mêmes diodes sur le bras NPP.

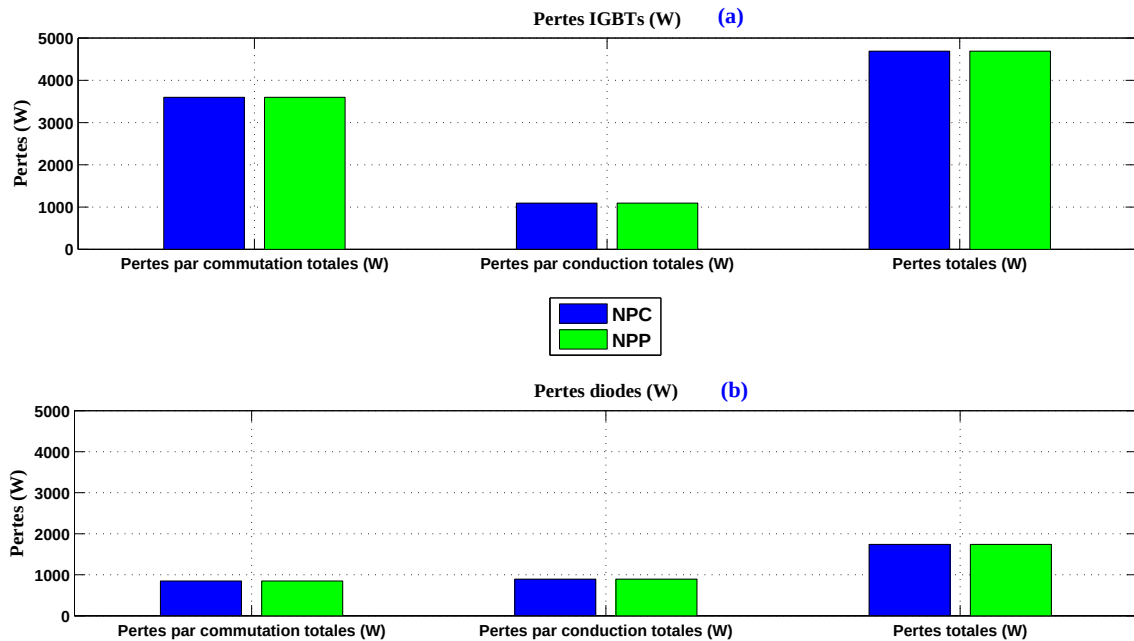


FIG. 2.19 – Comparaison des pertes totales sur les IGBTs et diodes des bras NPC et NPP pour le point de fonctionnement suivant : MLI= Toggle, $U_{dc}=5000V$, $I_{load}=900A$, $m=0.1$, $\cos\phi=1$, $f=50Hz$, $F_{PWM}=950Hz$

2.3.7 Bilan sur les pertes dans les structures NPC et NPP

Le tableau 2.10 compare la répartition des pertes des structures NPC et NPP. Les pertes totales dans les deux topologies sont strictement identiques, par contre, la répartition des pertes dans les composants est différente.

Ainsi, les pertes par conduction de l'IGBT T2+ du bras NPC sont égales aux pertes dans l'IGBT T2+ du bras NPP. Concernant l'IGBT T1+ du bras NPC, il possède les mêmes pertes que la somme des pertes dans les IGBTs T1+ et TC+ du bras NPP. Ceci montre bien l'avantage de la topologie NPP par rapport à la structure NPC conventionnelle.

Pertes par conduction	
Bras NPC	Bras NPP
T2p	T2p
T1p	T1p + T _{cp}
D2p	D2p
D1p	D1p
D _{cp}	D _{cp}
Pertes par commutation	
Bras NPC	Bras NPP
T2p	T2p + T1p
T1p	T _{cp}
D2p	D2p + D1p
D _{cp}	D _{cp}

TAB. 2.10 – Analogie entre les composants des bras NPC et NPP en terme de pertes par conduction et commutation

La répartition des pertes dans les composants est favorable à la topologie NPP car les composants qui étaient le plus sollicités dans le bras NPC dans la majorité des applications industrielles à vitesse rapide se trouvent désormais soulagés.

CONCLUSION :

Les pertes totales des bras NPC et NPP sont identiques, seule leur répartition dans les composants est différente. Les pertes par commutation totales dans le bras NPC sont égales à celles du bras NPP. De même, les pertes par conduction totales du convertisseur NPC sont identiques à celles correspondant au bras NPP.

Lorsque l'on travaille avec un facteur de puissance proche de -1, il n'y a plus d'intérêt à utiliser la structure NPP par rapport à la topologie NPC car l'IGBT T1+ du bras NPC aura les mêmes pertes que l'IGBT TC+ du bras NPP et c'est ce composant qui va être le plus sollicité donc qui va limiter le fonctionnement du convertisseur.

2.4 Composants les plus contraints selon le point de fonctionnement

2.4.1 Intérêt du NPP en configuration HSI et HDI

Le convertisseur NPP possède l'avantage par rapport à la topologie NPC d'atteindre des points de fonctionnement qui seraient beaucoup trop contraignants pour un convertisseur NPC. En effet, les deux gammes dans lesquelles se décline le convertisseur NPP sont :

- Le mode HSI : le courant est le même que le courant nominal du convertisseur NPC mais la fréquence de commutation est doublée ($2 \times F_{pwm}; I_n$).
- Le mode HDI : le courant est égal à 1.5 fois le courant nominal du convertisseur NPC mais la fréquence de commutation est la même ($F_{pwm}; 1.5 \times I_n$).

Ainsi, les pertes et températures moyennes de jonction de chaque composant des bras NPC et NPP vont être comparés dans ces deux cas particuliers de fonctionnement.

2.4.1.1 Etude en configuration HSI (High Speed Inverter)

La figure 2.20 présente une comparaison des pertes par commutation et par conduction des bras NPC et NPP pour le point de fonctionnement : $\cos\varphi=1$, $V_{dc}=5000V$, $f=50Hz$, $F_{pwm}=1800Hz$, $I_{charge}=1300A$, $m=0.8$, $MLI=GDPWM$.

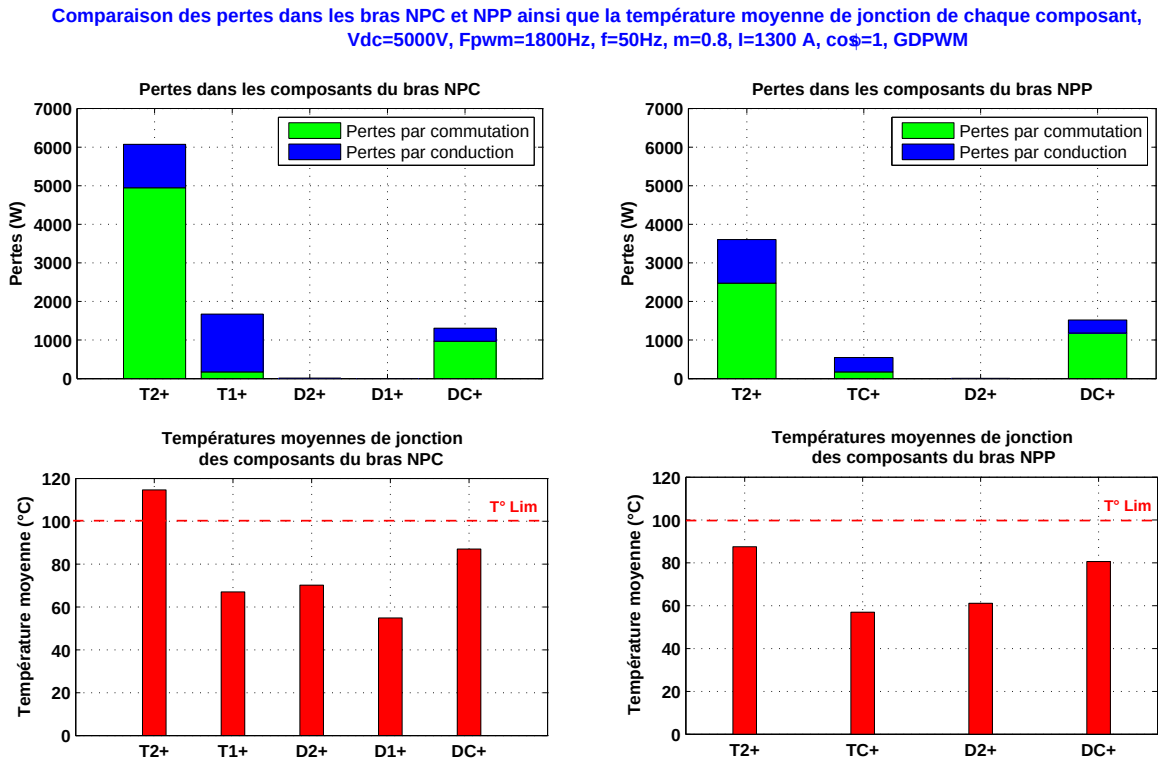


FIG. 2.20 – Comparaison des pertes par conduction et commutation des bras MV7306 NPC et NPP $\cos\varphi=1$, $V_{dc}=5000V$, $f=50Hz$, $F_{pwm}=1800Hz$, $I_{charge}=1300A$, $m=0.8$, $MLI=GDPWM$

On remarque que la température moyenne de jonction de l'IGBT T2+ du bras NPC dépasse les 100°C qui est la limite thermique de sécurité que l'on s'impose. Par contre, concernant l'IGBT T2+ du bras NPP se situe aux alentours de 85°C, donc bien en dessous de la limite thermique.

2.4.1.2 Etude en configuration HDI (High Drive Inverter)

La figure 2.21 présente une comparaison des pertes par commutation et par conduction des bras NPC et NPP pour le point de fonctionnement : $\cos\varphi=1$, $V_{dc}=5000V$, $f=50Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=2000A$, $m=0.8$, $MLI=GDPWM$.

Comparaison des pertes dans les bras NPC et NPP ainsi que la température moyenne de jonction de chaque composant, $V_{dc}=5000V$, $F_{pwm}=900Hz$, $f=50Hz$, $m=0.8$, $I=2000A$, $\cos\varphi=1$, $GDPWM$

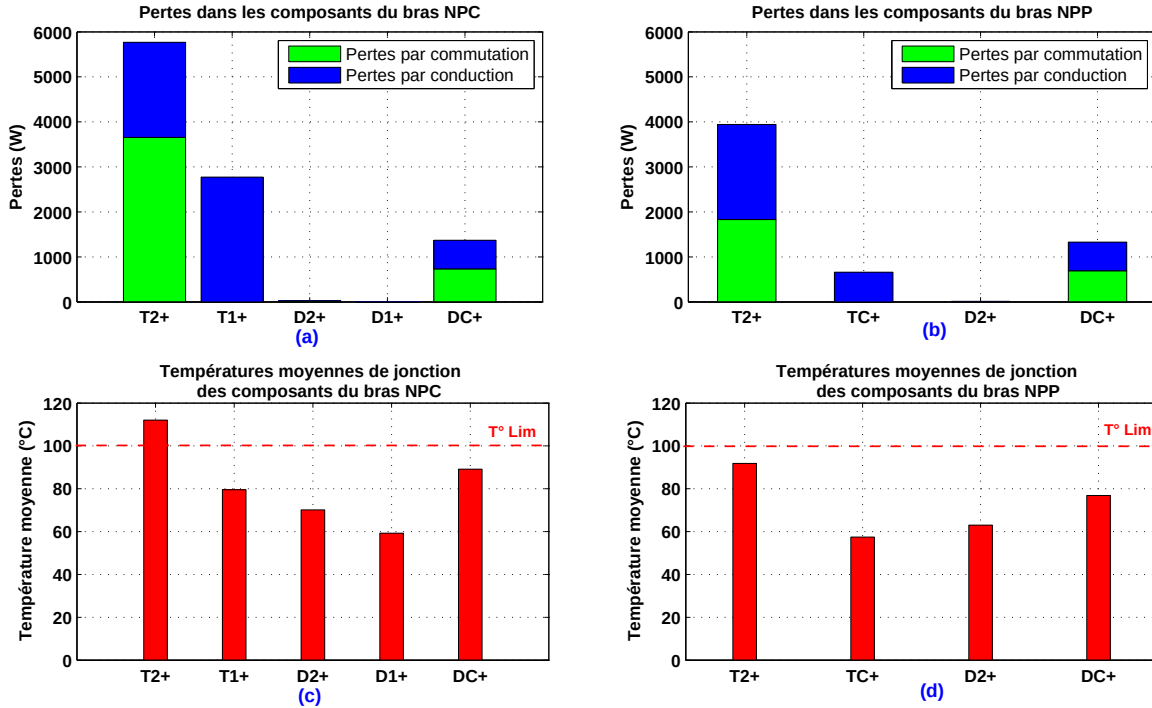


FIG. 2.21 – Comparaison des pertes par conduction et commutation des bras MV7306 NPC et NPP $\cos\varphi=1$, $V_{dc}=5000V$, $f=50Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=2000A$, $m=0.8$, $MLI=GDPWM$

Le constat est le suivant : en configuration HDI, le convertisseur NPP permet non seulement la réalisation du point de fonctionnement demandé, mais opère avec une marge thermique de 9°C, alors qu'avec la configuration NPC, la limite thermique est dépassée.

CONCLUSION :

Les deux cas de figure, à savoir le fonctionnement en mode HSI et HDI, montrent que pour le point de fonctionnement étudié, la température moyenne de jonction de l'IGBT T2+ du bras NPC dépasse la limite thermique que l'on s'impose, à savoir 100°C, alors que la température moyenne de jonction du même composant du bras NPP se trouve en dessous de cette limite.

Ce constat montre le gain apporté par la topologie NPP et prouve que dans les applications MG, (c'est à dire le cas HSI) il n'est possible d'atteindre des fréquences de commutations élevées qu'en utilisant le convertisseur NPP.

2.4.2 Comparaison de l'évolution des contraintes sur les composants

La figure 2.22 présente les composants les plus contraints thermiquement suivant le facteur de puissance et l'indice de modulation pour les topologies MV7306 NPC et NPP. Le point de fonctionnement est donné pour $V_{dc}=5000V$, $I=1000A$, $f=50Hz$, $F_{pwm}=900Hz$.

Dans cette comparaison, lorsque l'indice de modulation est inférieur à 0.4, la MLI utilisée est la toggle, ensuite la MLI utilisée est la GDPWM.

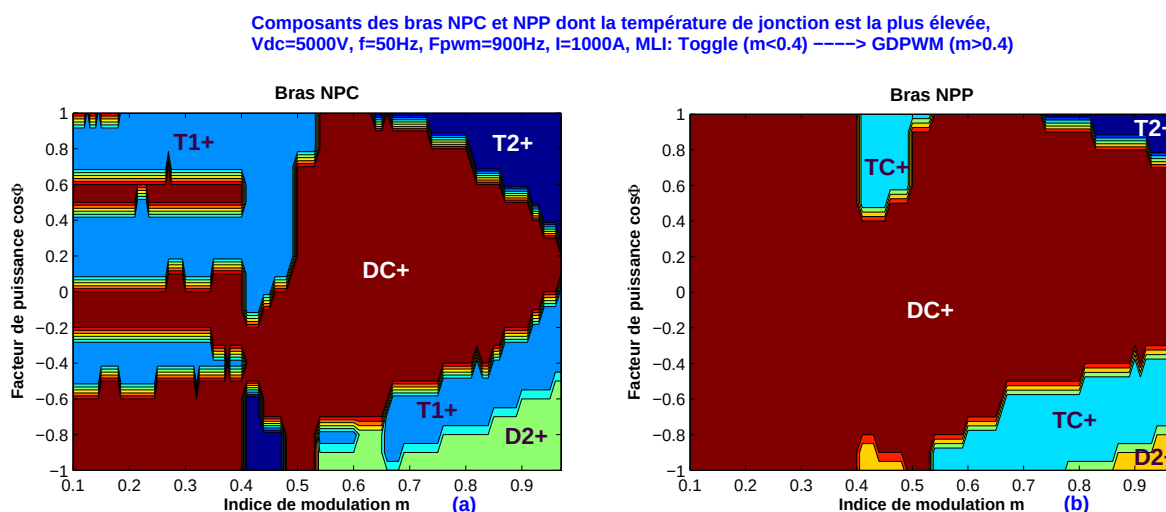


FIG. 2.22 – Comparaison des composants les plus contraints thermiquement pour les bras MV7306 NPC et NPP, $V_{dc}=5000V$, $f=50Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=1000A$, MLI=Toggle ($m<0.4$) puis GDPWM ($m>0.4$)

On remarque qu'au niveau du bras NPP, la plage où les contraintes thermiques sur l'IGBT T2+ sont maximales est grandement diminuée par rapport à ce même composant sur la pile NPC. C'est la diode DC+ qui est la plus contrainte dans la topologie NPP, mais ceci sans dépasser les limites acceptables.

CONCLUSION :

Suivant le point de fonctionnement étudié, le composant le plus contraint thermiquement ne va pas être le même. Suivant la topologie considérée, le composant le plus contraint ne va pas non plus être le même. Ainsi, il est possible de constater que le composant T2+ possède une plage de contrainte qui est plus faible en travaillant en topologie NPP plutôt qu'en NPC. Par contre, c'est la diode DC+ qui "absorbe" la plage de contrainte de cet IGBT.

Seulement, la plage de contrainte des composants entre les bras NPC et NPP ne signifie pas que les températures moyennes de jonction de ces composants sont identiques. Ce point doit donc être considéré.

2.4.3 Comparaison de l'évolution des températures moyennes de jonction

2.4.3.1 Cas de l'onduleur NPC

La figure 2.23 présente la variation de la température moyenne de jonction des composants du bras NPC en fonction de l'indice de modulation et du facteur de puissance, lorsque l'on passe d'une MLI toggle à une GDPWM :

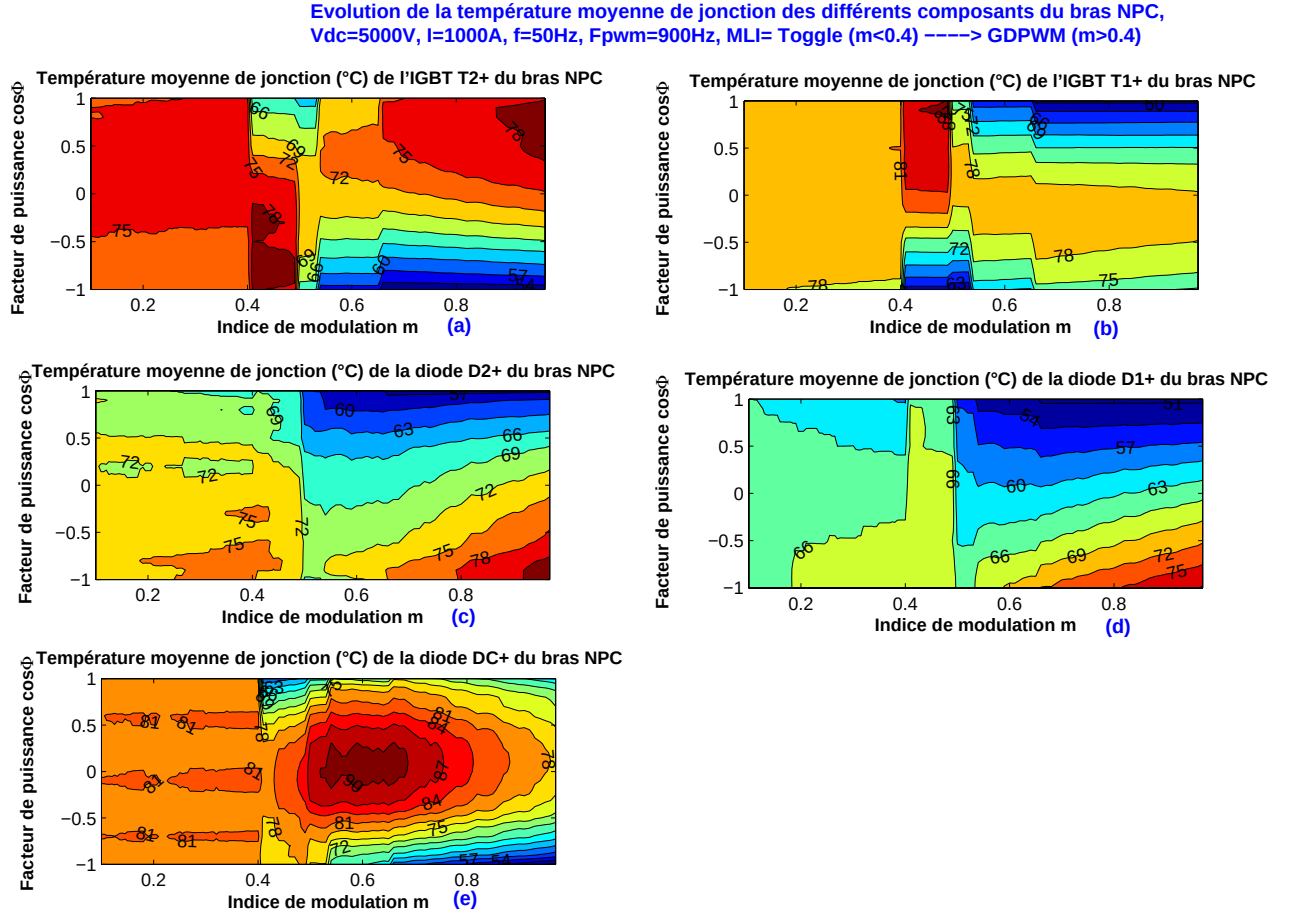


FIG. 2.23 – Evolution de la température moyenne de jonction des différents semi-conducteurs du bras NPC Vdc=5000V, f=50HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=1000A, MLI=Toggle (m<0.4) puis GDPWM (m>0.4)

Ces figures permettent de constater l'évolution de la température moyenne de jonction des différents composants du bras NPC en fonction du facteur de puissance et de l'indice de modulation.

Ainsi, l'IGBT T2+ du bras NPC chauffe le plus pour un indice de modulation élevé et pour un facteur de puissance proche de 1, c'est à dire pour le point de fonctionnement auquel le convertisseur est destiné dans les applications MGV. Lorsque le facteur de puissance devient proche de -1 (mode redresseur), l'IGBT T2+ possède une température de jonction bien plus faible et n'est plus le composant le plus contraint, ce qui s'explique par le fait que le courant passe par les diodes anti-parallèle verticales.

Ainsi, c'est la diode D2+ qui possède la température moyenne de jonction la plus élevée pour un facteur de puissance proche de -1. Lorsque l'on travaille en MLI toggle, c'est à dire pour un indice de modulation inférieur à 0.4, c'est la diode DC+ qui possède la température moyenne de jonction la plus élevée.

2.4.3.2 Cas de l'onduleur NPP

La figure 2.24 présente l'évolution des températures de jonction des composants du bras NPP en fonction de l'indice de modulation et du facteur de puissance.

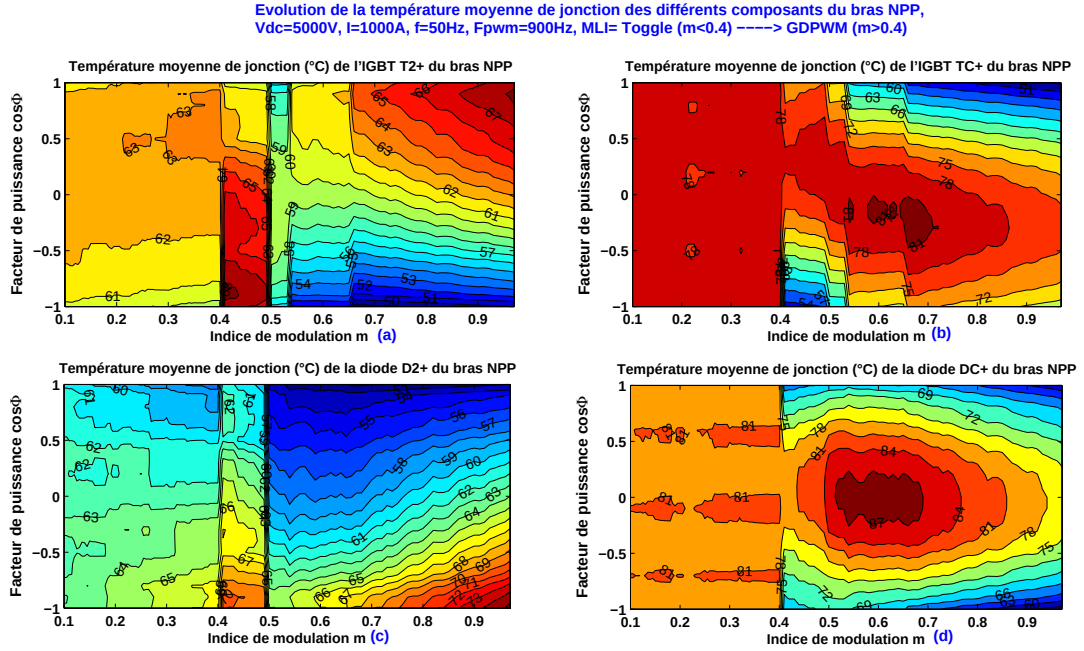


FIG. 2.24 – Evolution de la température moyenne de jonction des différents semi-conducteurs du bras NPP Vdc=5000V, f=50HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=1000A, MLI=Toggle ($m < 0.4$) puis GDPWM ($m > 0.4$)

La température maximum de l'IGBT T2+ est de 67°C pour un facteur de puissance égal à 1 et un indice de modulation proche de 1. Cette température est 11°C plus faible que pour le même composant au niveau du bras NPC et ce, pour le même point de fonctionnement.

On remarque que lorsque l'on travaille avec la MLI toggle, la température de jonction des composants TC+ et DC+ reste quasiment constante suivant l'indice de modulation et le facteur de puissance. Ceci s'explique par le fait que, en toggle, lorsque l'indice de modulation varie, les pulses générés par la comparaison des porteuses avec la modulatrice varient très peu, comme on peut le voir sur la figure 2.25.

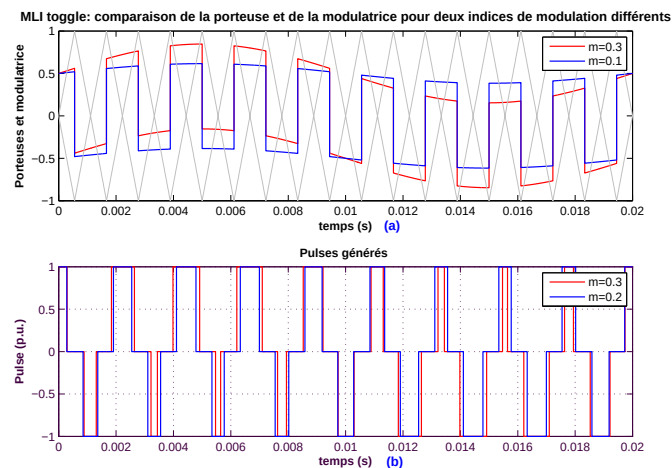


FIG. 2.25 – Comparaison des porteuses avec la MLI toggle suivant deux indices de modulation différents pour Vdc=5000V, f=50HZ, Fpwm=900Hz, m=0.1 et m=0.3

On remarque d'ailleurs que certaines pulses générées avec deux indices de modulation différents sont pratiquement de même largeur, ce qui signifie que les pertes générées, aussi bien par conduction que par commutation, dans les différents composants des bras à ce moment sont identiques.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude théorique de la structure NPP a été effectuée en insistant sur les pertes dans les composants semi-conducteurs. Pour cela, deux modèles thermiques de type circuit ont été proposés pour la structure NPP, l'un basé sur la théorie des lignes de transmission et l'autre étant un circuit équivalent fractionnaire. Le modèle fractionnaire, compte-tenu de sa simplicité de résolution a été retenu. Ce modèle permet la définition de la température dynamique à différents points, aussi bien sur la jonction que sur les radiateurs.

Le modèle thermique de la pile a été défini, ce qui permet, connaissant les pertes totales de chaque composant, de calculer les températures de jonction dans la structure NPP pour n'importe quel point de fonctionnement.

Ce modèle de pile a déjà été développé pour la topologie NPC. Nous l'avons adapté pour la structure NPP en tenant compte de son modèle de refroidissement. L'outil de calcul des pertes existant (présenté page 55) peut alors être mis à jour afin de prédéterminer les pertes et les températures de jonction des composants du bras NPP.

En se basant sur ce modèle thermique, nous avons étudié les contraintes imposées sur les différents composants des structures NPC et NPP. Il a été montré lors de l'étude que les pertes totales des topologies NPC et NPP sont identiques en utilisant les mêmes composants dans les deux structures, mais par contre, leur répartition est différente et est avantageuse dans le cas de la topologie NPP.

En effet, le fait d'avoir une meilleure répartition des pertes dans les composants diminue la contrainte thermique qui leur est imposée. Cette diminution des contraintes sur les composants du convertisseur NPP peut être utilisée pour atteindre deux objectifs différents :

- Soit augmenter le courant de charge, ce qui correspond au fonctionnement HDI (High Drive Inverter)
- Soit augmenter la fréquence de découpage, ce qui correspond au fonctionnement HSI (High Speed Inverter)

Dans les applications haute fréquence, les pertes dans l'onduleur NPC représentent une limitation qui peut être par conséquent reculée grâce à la topologie NPP utilisée dans sa version HSI. La réduction des contraintes sur les composants de la structure NPP n'est atteignable que si la tension de commutation des IGBTs verticaux de la topologie NPP est divisée par deux. Ceci n'est réalisable que grâce à un système d'équilibrage efficace des tensions aux bornes de ces derniers durant la commutation.

Le principe de ce système d'équilibrage est présenté dans les chapitres 3 et 4 et est validé expérimentalement à l'aide de deux prototypes, l'un à faible puissance et l'autre à forte puissance.

De même, les résultats obtenus dans ce chapitre étaient basés sur le modèle thermique proposé. La validité de ce dernier va être vérifiée lors de l'étude expérimentale de la topologie NPP sur le prototype MV7306 NPP, ce qui constitue l'un des objectifs du chapitre suivant.

Chapitre 3

Validation expérimentale de la structure NPP

Sommaire

3.1	Introduction	91
3.2	Validation expérimentale sur maquette basse tension	91
3.2.1	Introduction	91
3.2.2	Présentation générale	92
3.2.3	Mesures réalisées et validation	95
3.2.4	Validation des performances obtenues	100
3.3	Validation expérimentale sur le prototype MV7306 NPP moyenne tension	103
3.3.1	Introduction	103
3.3.2	Schéma électrique du banc de test	104
3.3.3	Composants du bras de test NPP	105
3.3.4	L'inductance de commutation du circuit	106
3.3.5	Equilibrage des tensions des IGBTs mis en série	107
3.3.6	Mesures thermiques sur le prototype MV7306 NPP	112
3.3.7	Comparaison des énergies théoriques et expérimentales	122
3.3.8	Comparaison des pertes théoriques et mesurées dans les radiateurs	125
3.3.9	Courants maximums atteints expérimentalement	129
3.3.10	Définition de deux nouvelles gammes de convertisseurs	131
3.4	Conclusion	133

Après l'étude théorique des convertisseurs de type NPC et NPP effectuée dans le chapitre précédent, nous allons ici décrire les tests expérimentaux permettant de les valider. Ces essais se sont réalisés en deux phases sur deux prototypes distincts.

Dans un premier temps, afin de valider le bon fonctionnement de l'onduleur NPP, une maquette basse tension connectée en pont H avec un bras monté en topologie NPC et l'autre en NPP a été testée.

Après avoir analysé et comparé le comportement de cette maquette avec les calculs théoriques, l'étude expérimentale s'est déroulée sur un prototype MV7306 NPP de forte puissance (3.3kV, 6MW) de manière à valider le convertisseur NPP en situation réelle avant industrialisation. Pour cela, un bras du convertisseur NPC est remplacé par un bras monté en topologie NPP.

3.1 Introduction

L'étude théorique menée dans le chapitre précédent a montré que la structure NPP possédait des contraintes thermiques favorables par rapport à la structure NPC ce qui lui permet de commuter à des fréquences plus élevées ou de commuter des courants plus importants.

Afin de valider l'étude théorique, deux maquettes ont été réalisées, une à tension réduite et l'autre à l'échelle réelle.

La structure NPP présente les mêmes caractéristiques que la topologie NPC en termes de forme d'onde de sortie, de THD et d'ondulation du point milieu du bus continu. Ainsi, la maquette basse tension mise en oeuvre est constituée de l'assemblage d'un bras NPC et d'un bras NPP pour réaliser une structure en pont en H afin de tester la fonctionnalité de la structure NPP, valider la commande et comparer les performances des deux types de bras NPC et NPP.

Dans le cas du prototype moyenne tension, l'objectif est de tester les limites du bras NPP. Pour cela, un mégamodule à trois bras est utilisé. Deux de ces bras, qui sont de structure NPC, seront placés en parallèle pour constituer une phase du pont en H de manière à ne pas solliciter excessivement les composants. Le troisième est un bras de structure NPP pour pouvoir vérifier les différentes contraintes imposées à ses composants dans différentes conditions de fonctionnement.

La constitution des bras NPC et NPP va être détaillée pour les deux prototypes réalisés. De même, les dispositifs passifs et actifs d'équilibrage de tension associés aux composants verticaux du bras NPP vont être présentés.

Les objectifs des essais expérimentaux réalisés à l'aide de ces deux prototypes sont :

- Validation de l'efficacité du système d'équilibrage de tension commutée des composants mis en série de la structure NPP
- Mise en évidence des contraintes imposées aux différents composants du bras NPP
- Validation des modèles thermiques proposés au chapitre précédent pour différents points de fonctionnement
- Etude comparative des performances globales en termes de puissance transmise et de fréquence de découpage des deux structures NPC et NPP

3.2 Validation expérimentale sur maquette basse tension

3.2.1 Introduction

Le schéma de principe de la maquette basse tension est présenté sur la figure 3.1.

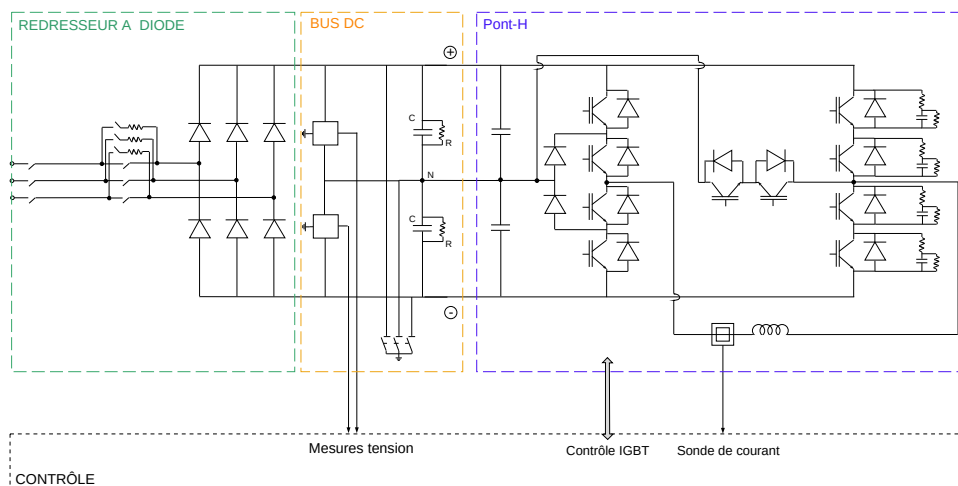


FIG. 3.1 – Schéma global de la maquette basse tension

Le but de cette maquette basse tension est de valider le principe de fonctionnement électrotechnique de la structure NPP ainsi que la génération des pulses. Des circuits RC d'équilibrage sont placés en parallèle sur les IGBTs verticaux du bras NPP. Par contre, sur le bras NPC, il n'y en a pas car ces composants ne sont pas en série.

3.2.2 Présentation générale

La maquette a été spécialement conçue lors de cette thèse et nécessite ainsi la définition complète de ses composants. L'inductance de charge a une valeur de $670\mu\text{H}$ et une résistance interne de $3.31\text{m}\Omega$.

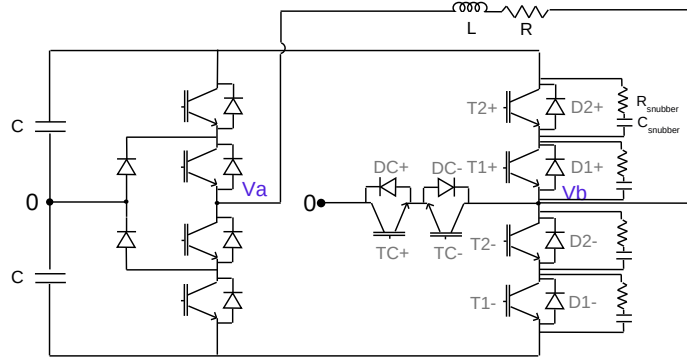


FIG. 3.2 – Détail de la structure pont en H de test

Les IGBTs utilisés sont du fabricant Semikron et ont pour référence SKM100GB123D (1200V, 100A). L'inconvénient de ces IGBTs par rapport à la manipulation est que les pertes par commutation sont trop faibles pour tirer des conclusions significatives quant aux pertes entre les deux bras. Néanmoins, ces composants ont été retenus car, dans cette gamme de puissance, aucun composant ne satisfaisait aux attentes.

L'ensemble de l'électronique de puissance de la maquette a été placé dans une armoire comme on peut le voir sur la figure 3.3.

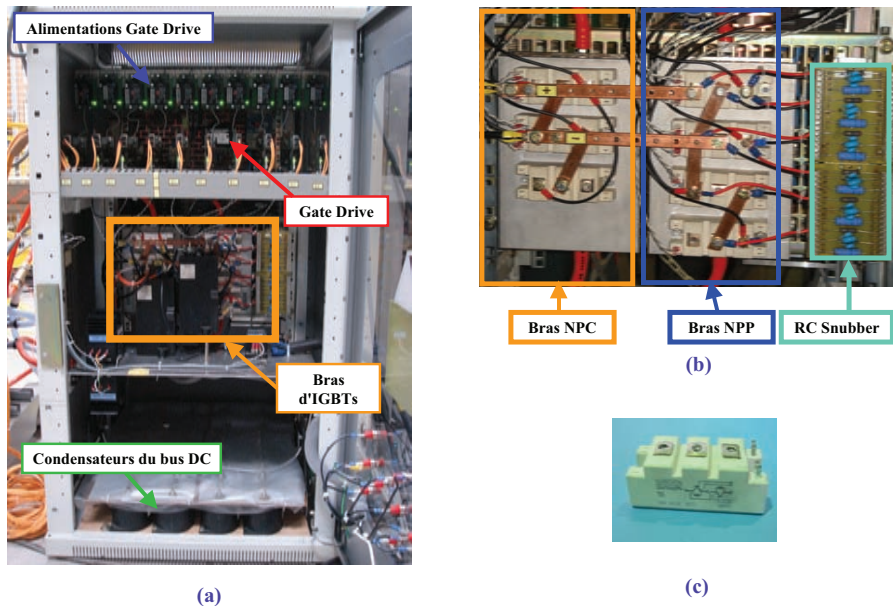


FIG. 3.3 – Armoire contenant l'ensemble bus DC, bras NPP et NPC ainsi que les alimentations des Gate Drive (a) et détail des deux bras (b) ainsi que l'IGBT Semikron (c)

Afin d'obtenir un $\cos(\varphi)$ égal à 1 sur un bras, compte tenu de la charge inductive de valeur connue, il va être nécessaire d'agir sur le déphasage et l'indice de modulation des deux bras. En effet, si l'on prend le vecteur $\vec{V}_1$ comme référence, comme le montre la figure 3.4, le vecteur $\vec{V}_L$ va décrire un cercle dont le centre est l'extrémité du vecteur $\vec{V}_1$.

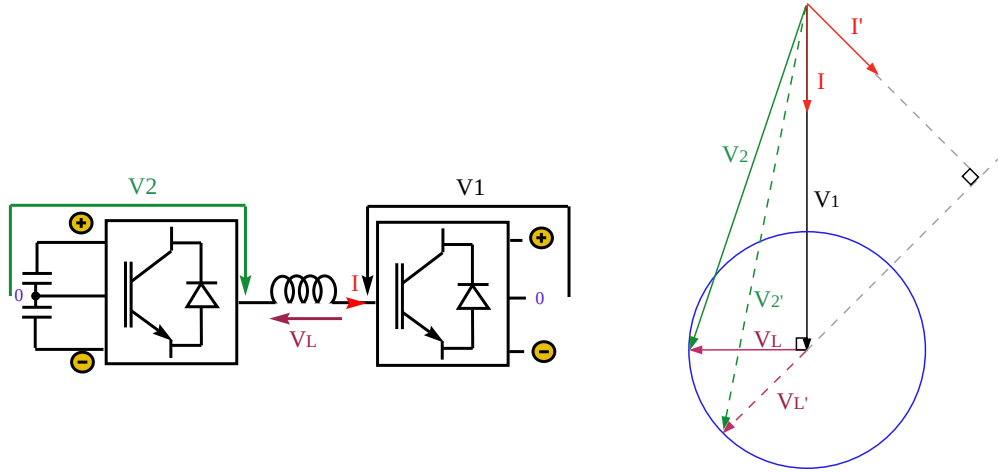


FIG. 3.4 – Obtention de $\cos(\varphi) = 1$ sur un bras pour une amplitude de courant donnée pour deux points de fonctionnement

Ainsi, dans un cas on prendra le premier bras comme référence pour obtenir le facteur désiré sur ce bras, ensuite, on prendra le deuxième bras comme référence afin de travailler avec le même facteur de puissance sur ce dernier.

3.2.2.1 Système de refroidissement de la maquette

Bien que les composants IGBTs choisis présentent de très faibles pertes par commutation, lors du fonctionnement des bras, les boîtiers vont nécessiter un refroidissement afin de ne pas atteindre leurs limites thermiques. Ainsi, la méthode de refroidissement est similaire à celle employée sur le prototype haute tension, c'est à dire que les IGBTs sont refroidis grâce à des radiateurs à eau. Nous ne disposons que d'un débitmètre qui mesure le débit total de l'eau circulant dans le système. Ainsi, afin de s'assurer de l'équilibrage des débits dans chacun des deux radiateurs à eau, une attention particulière a été portée quant à la longueur des tuyaux d'eau et des connectiques. Nous supposons ainsi que les débits dans les deux radiateurs sont identiques.

Les IGBTs n'ont pas été fixés directement sur les boîtes à eau mais sur une semelle en aluminium qui est vissée au radiateur, comme on peut le voir sur la figure 3.5.

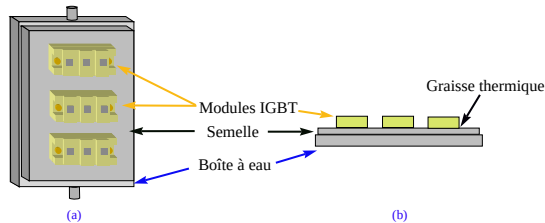


FIG. 3.5 – Représentation de l'IGBT avec sa semelle et sa boîte à eau

En effet, il n'est pas concevable de fixer directement les IGBTs sur la boîte à eau car l'épaisseur de cette dernière est trop faible pour supporter des vis. Par contre, la boîte à eau étant préalablement percée en huit endroits par le fabricant, il n'y a pas de problèmes si l'on fixe une semelle à

la boîte via ces trous. Ainsi, les IGBTs sont vissés sur la semelle en aluminium après avoir placé de la graisse thermique entre les deux. De la graisse thermique est également placée entre le radiateur et la plaque en aluminium afin de s'assurer d'un bon échange thermique, donc d'un bon refroidissement.

Le schéma global du montage permettant de refroidir les deux bras d'IGBTs est présenté sur la figure 3.6.

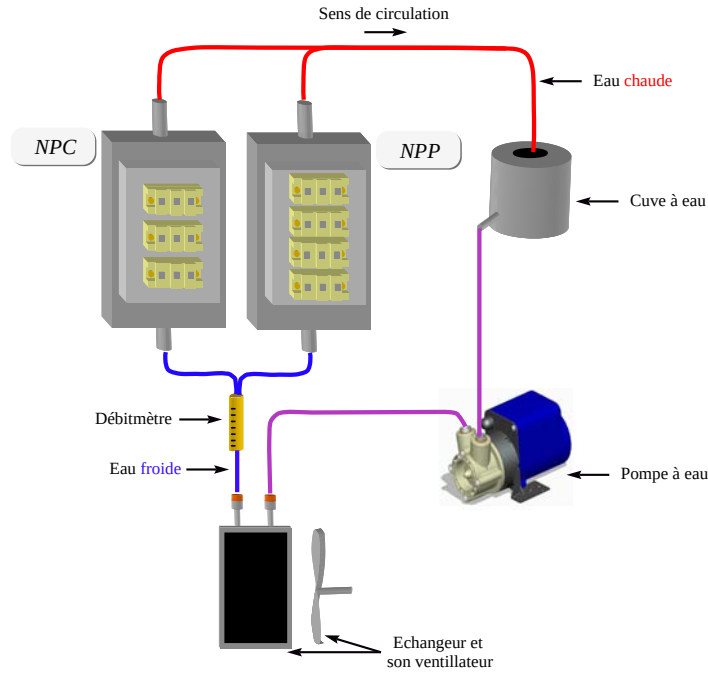


FIG. 3.6 – Synoptique du refroidissement d'un bras d'IGBTs

3.2.2.2 Le circuit RC d'équilibrage

Afin d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des composants mis en série, un circuit RC est placé en parallèle avec les composants verticaux à savoir T2+, T1+, T2- et T1-¹ comme on peut le voir sur la figure D.3.

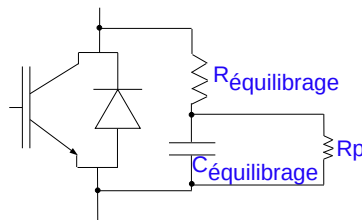


FIG. 3.7 – Schéma du montage RC d'équilibrage aux bornes d'un IGBT

L'objectif premier de ces RC d'équilibrage n'est pas l'évacuation des pertes dans les composants mais l'équilibrage aux bornes des composants mis en série. La valeur des éléments passifs du circuits RC sont pris de telle sorte à ne pas retarder la durée de la commutation.

Ainsi, les valeurs des composants du circuit d'équilibrage sont résumées dans le tableau 3.1.

Le temps de charge du condensateur ne modifie pas la durée de commutation de l'IGBT. L'essentiel du courant de commutation passe par l'IGBT et non par le circuit RC.

¹Leur dimensionnement est présenté en annexe D page XXXVIII

Composant	Valeur	Puissance
$R_{\text{équilibre}}$	27Ω	3W
$C_{\text{équilibre}}$	3nF	
R_p	$10k\Omega$	5W

TAB. 3.1 – Valeur des composants du circuit RC d'équilibrage

3.2.3 Mesures réalisées et validation

Les mesures réalisées sur cette maquette sont principalement faites pour vérifier la faisabilité de la structure. Sachant que l'on utilise des IGBTs en boîtiers, il est difficile d'extraire les pertes et surtout de dissocier les pertes par conduction des pertes par commutation. Ainsi, nous nous sommes attachés à réaliser les mesures qui nous permettent de vérifier rapidement le bon fonctionnement de la structure.

3.2.3.1 Équilibrage des tensions

La figure 3.8 représente les tensions V_{ce} mesurées aux bornes des composants $T2+$ et $T1+$ du bras NPP (décalées verticalement pour plus de lisibilité). Les deux tensions sont identiques, ce qui signifie que les tensions aux bornes de ces deux composants sont bien équilibrées. Ainsi, lors de la commutation de ces IGBTs, les pertes seront identiques dans les deux composants.

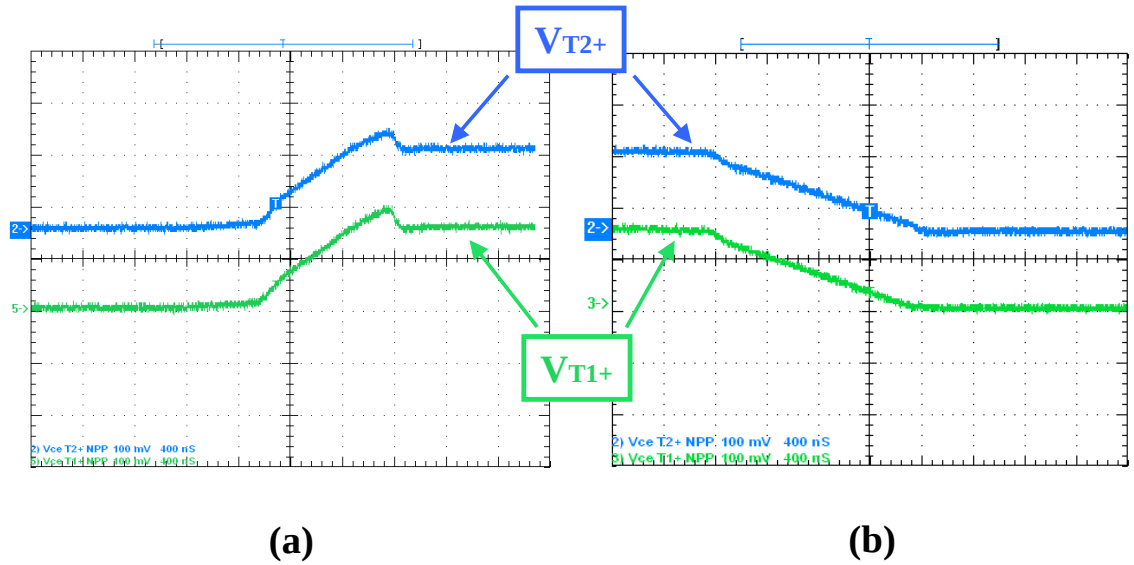


FIG. 3.8 – Tensions V_{ce} aux bornes des composants $T2+$ (bleu) et $T1+$ (vert) du bras NPP pour une commutation au turn-off (a) et au turn-on (b)

3.2.3.2 Commutation à mi-tension des IGBTs verticaux ($T2+$, $T1+$, $T2-$ et $T1-$)

Une autre mesure importante à réaliser sur cette maquette est la tension de commutation des IGBTs $T2+$ et $T1+$ du bras NPP à comparer avec la tension de commutation de l'IGBT $T2+$ du bras NPC.

La figure 3.9 présente ces tensions précitées ainsi que le courant circulant dans la charge inductive.

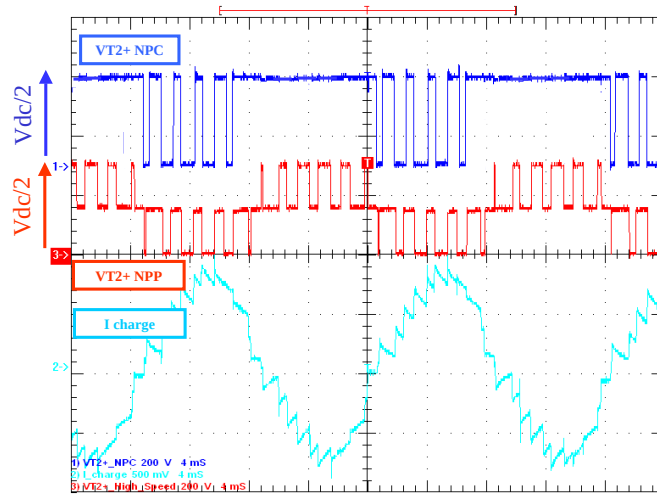


FIG. 3.9 – Tensions Vce aux bornes des composants T2+ du bras NPP (rouge) et NPC (bleu) ainsi que courant de charge

La tension commutée pour les interrupteurs T2+ des deux bras NPC et NPP correspond aux tensions où le courant de charge est positif. Ces courbes permettent de mettre en évidence que lorsque le courant est positif, la tension aux bornes de l'interrupteur T2+ du bras NPC passe de 0V à $V_{dc}/2$, alors que celle de l'interrupteur T2+ du bras NPP passe de 0V à $V_{dc}/4$.

La tension bloquée par ces deux interrupteurs est celle où le courant de charge est négatif. Ainsi, les interrupteurs T2+ des deux bras bloquent tous deux la demi-tension du bus.

3.2.3.3 Comparaison des tensions simples des bras NPC et NPP

La figure 3.10 présente les tensions simples en sortie de l'onduleur, à savoir V_{a0} pour le bras NPC (a) et V_{b0} pour le bras NPP (b) dans le cas d'une MLI 4 pulses.

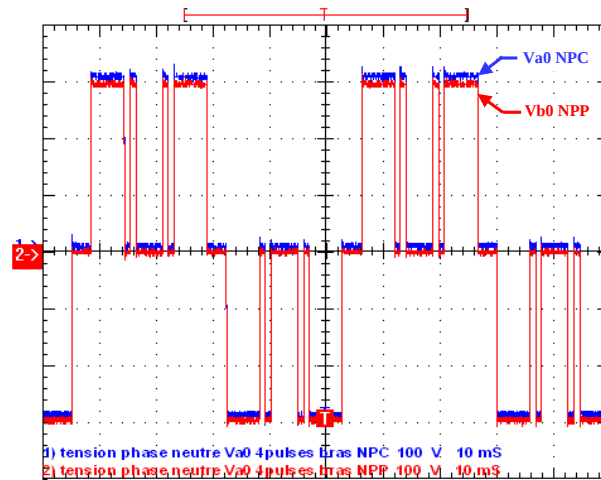


FIG. 3.10 – Tensions simples de sortie du hacheur : V_{a0} du bras NPC (a) et V_{b0} du bras NPP (b) pour un déphasage nul entre les deux bras (à vide)

Ces deux tensions sont identiques, ce qui valide le fonctionnement de l'onduleur NPP.

3.2.3.4 Tensions en sortie du hacheur

Les figures 3.11 présentent les formes d'ondes obtenues en sortie du hacheur. Les mesures de V_{a0} , V_{b0} et V_{ab} sont mesurées pour le point de fonctionnement suivant : $V_{dc}=500V$, $m=0.7$, déphasage entre les deux bras= 120° .

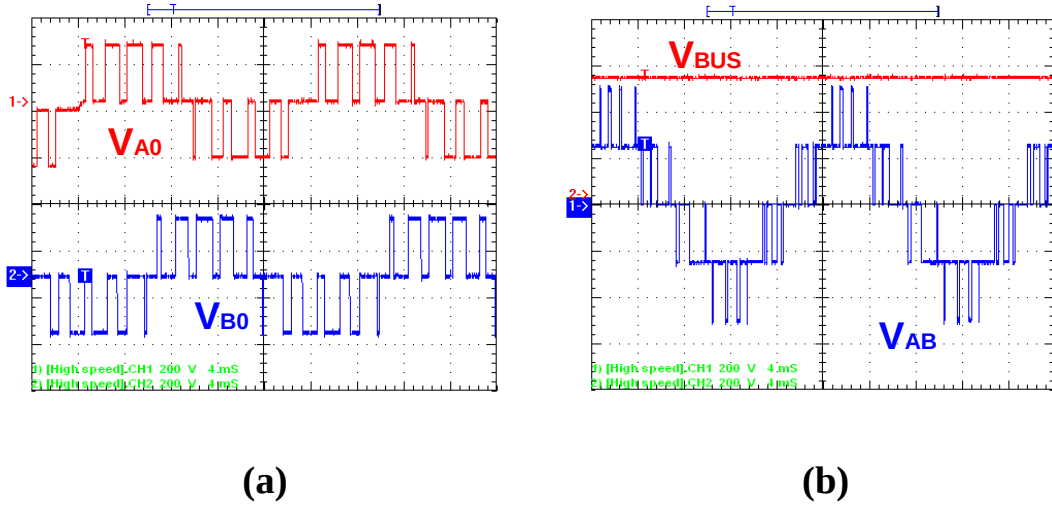


FIG. 3.11 – Tensions simples de sortie du hacheur (a) : V_{a0} du bras NPC et V_{b0} du bras NPP ainsi que la tension aux bornes de la charge et la tension du bus DC (b)

Les tensions simples en sortie de chaque bras sont identiques. La tension composée de sortie entre les deux bras NPC et NPP donne lieu à une tension 3 niveaux. La tension du bus continu reste constante.

3.2.3.5 Pertes dans la structure

Etant donné que les IGBTs sont montés sur un unique radiateur pour chacun des bras NPC et NPP, il ne sera possible que de mesurer les pertes totales dans chacun des bras mais il ne sera pas possible de dissocier les pertes dans chacun des composants. En effet, le problème est que les pertes par commutation dans les IGBTs SKM100GB123D sont très faibles. Les énergies à la commutation On et Off sont en effet de l'ordre du millijoule en comparaison avec des IGBTs de forte puissance (4500V, 1500A) qui eux, ont une énergie de l'ordre du Joule. C'est pourquoi, il n'est pas envisageable de placer chaque IGBT sur un radiateur différent car les pertes mesurées seraient très faibles.

Compte-tenu du système de commande qui est identique à celui utilisé pour les convertisseurs NPC de forte puissance, il n'était pas possible, au moment des essais, de commuter à une fréquence de commutation supérieure à 1400Hz, ce qui est insuffisant pour obtenir des pertes conséquentes sur les IGBTs. Il faudrait, pour cela, commuter à des fréquences de l'ordre de la dizaine de kHz.

Afin de minimiser l'erreur de mesure, il est possible d'augmenter les pertes par commutation en ralentissant les commutations. Pour cela, un moyen consiste à augmenter la résistance de grille R_G mais également d'ajouter un condensateur C_{GC} entre la grille et le collecteur.

3.2.3.5.1 Modification de la résistance de grille

La résistance de grille R_g va être augmentée. Initialement, elle est fixée à 15Ω , mais nous allons l'augmenter jusqu'à 62Ω , ce qui va augmenter les énergies E_{on} et E_{off} . En effet, si l'on observe la

figure 3.12 donnée par le constructeur, nous voyons que pour $R=62\Omega$, E_{on} est augmentée de 230% tandis que E_{off} est augmentée de 80% :

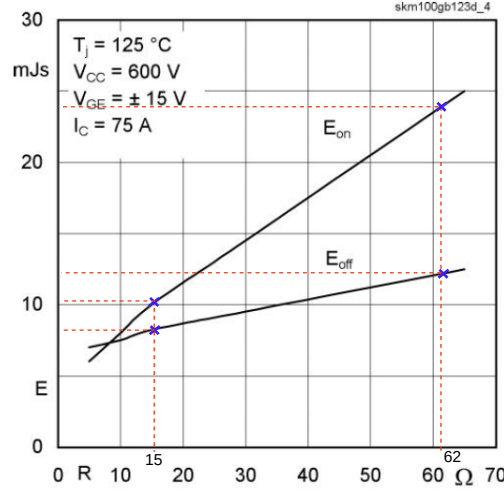


FIG. 3.12 – Caractéristique typique E_{on} et E_{off} en fonction de R_g pour l'IGBT SKM100GB123D

La valeur des pertes par commutation avec et sans résistance de grille R_G sont données dans le tableau 3.2.

Point de fonctionnement		Psw sans résistance R_G (W)	Psw avec résistance R_G (W)
F_{PWM} [Hz]	20000	49	97
m	0.8		
$\cos \varphi$	1		
F [Hz]	50		
I [A]	90		
MLI	H3		

TAB. 3.2 – Comparaison des pertes par commutation d'un bras NPP avec et sans résistance de grille R_G

Les pertes par commutation doublent grâce à l'ajout d'une résistance de grille. Cependant, le point de fonctionnement étudié n'est pas réalisable pratiquement à cause de la fréquence de commutation trop élevée. La fréquence de commutation que l'on pourra atteindre expérimentalement est de 1400Hz, soit 14,3 fois moins élevée que les 20000Hz de l'exemple. Les pertes par commutation mesurées vont varier dans ce même ratio, ainsi, les pertes attendues sur le prototype basse tension sont de l'ordre de 3W, ce qui est très faible et difficile à mesurer.

Ces pertes peuvent être légèrement augmentées en ajoutant un condensateur entre la grille et le collecteur de chaque IGBT.

3.2.3.5.2 Ajout d'un condensateur C_{gc}

Le condensateur C_{gc} modélise les échanges de charges entre la grille et le drain du MOSFET interne, c'est à dire entre la grille de l'IGBT et la base du transistor pnp interne. Cette capacité est fortement non linéaire en fonction de la tension V_{ce} [Fra05].

Les pertes des IGBTs semikron skm100gb123d sont très faibles, de l'ordre de la dizaine de watt au maximum pour un courant de 50A et une fréquence de commutation de 1000Hz.

Afin de mettre en évidence les pertes par commutation, il est possible d'augmenter la valeur de R_{on} et R_{off} ou bien de placer un condensateur C_{gc} entre grille et collecteur de chaque IGBT.

Ainsi, un condensateur C_{gc} d'une valeur de $2,2\text{nF}$ a été placé entre la grille et le collecteur de chaque IGBT, comme le montre la figure 3.13.

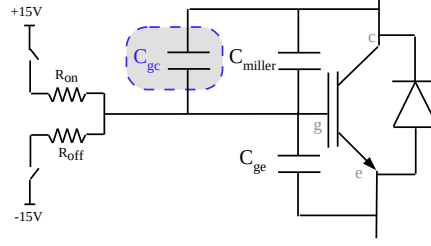


FIG. 3.13 – Connexion du condensateur C_{gc} entre grille et collecteur de l'IGBT

La figure 3.14 présente les tensions V_{ce} aux bornes des IGBTs T2+ des bras NPC et NPP avec et sans condensateur C_{gc} .

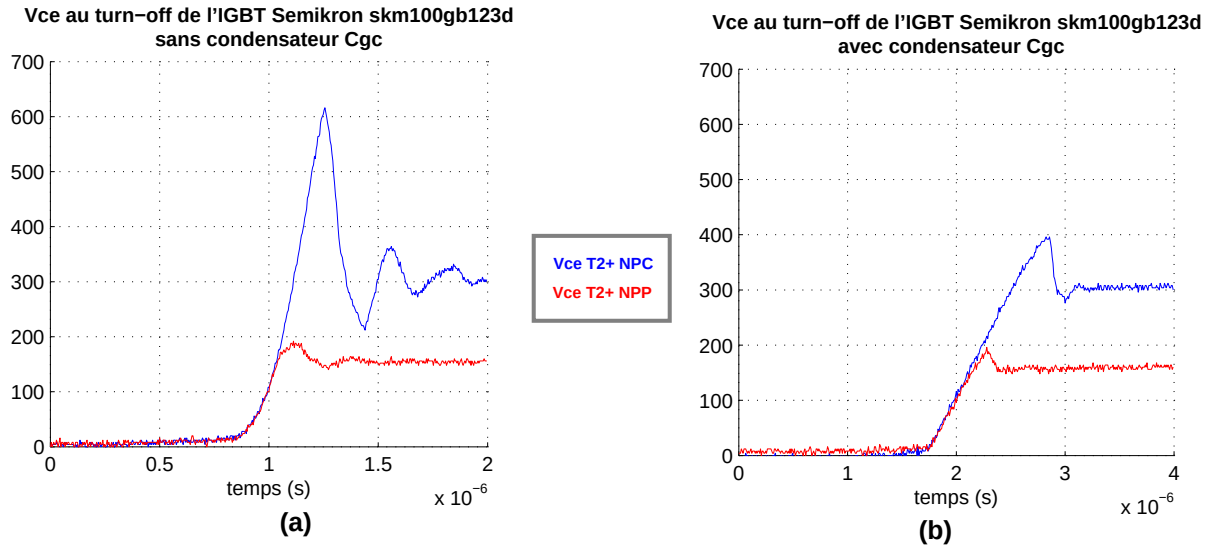


FIG. 3.14 – Mesure des V_{ce} au turn-off des composants T2+ des bras NPC et NPP sans C_{gc} (a) et avec $C_{gc}=2,2\text{nF}$ (b)

La pente de la tension est plus faible lorsque l'on ajoute le condensateur C_{gc} , la commutation est donc ralentie et les pertes sont augmentées. Le tableau 3.3 indique la valeur du dv/dt avec et sans condensateur C_{gc} au niveau des IGBTs T2+ des bras NPC et NPP.

		Sans C_{gc}	Avec C_{gc}
dv/dt ($V/\mu s$)	T2+ NPC	2205	384
	T2+ NPP	1000	310

TAB. 3.3 – Comparaison des dv/dt au turn-off avec et sans condensateur C_{gc} pour les composants T2+ des bras NPC et NPP

Le tableau 3.3 donne les pertes obtenues avec et sans condensateur C_{gc} . Une résistance R_g de 62Ω est utilisée dans les deux cas. Les pertes augmentent de 16% avec l'ajout du condensateur C_{gc} . Ces pertes correspondent à des pertes par commutation étant donné que ce sont les commutations qui sont ralenties.

Sans Condensateur Cgc					
Point de fonctionnement		NPC		NPP	
m	0.7	Delta T (°C)	5.5	Delta T (°C)	5.6
Débit (L/heure)	60				
I charge eff (A)	80				
f (Hz)	63	Pertes (W)	382.8	Pertes (W)	389.7
F _{pwm} (Hz)	800				
Avec Condensateur Cgc					
Point de fonctionnement		NPC		NPP	
m	0.7	Delta T (°C)	6.3	Delta T (°C)	6.4
Débit (L/heure)	60				
I charge eff (A)	80				
f (Hz)	63	Pertes (W)	438	Pertes (W)	445
F _{pwm} (Hz)	800				

TAB. 3.4 – Comparaison des pertes totales des bras NPC et NPP avec et sans condensateur Cgc

3.2.4 Validation des performances obtenues

La structure NPP possède les pertes maximum sur les IGBTs verticaux (T2+, T1+, T2- et T1-) lorsque l'on travaille à $\cos(\varphi) = 1$. Les pertes dans la structure NPP pour ce point seront majoritairement générées par ces IGBTs, mais il y aura également des pertes minimales dans les composants de la branche horizontale, à savoir l'IGBT TC+ et la diode DC-.

Sur notre montage hacheur, il va donc être intéressant de calculer les pertes pour un point de fonctionnement donné sur un bras qui sera dans la configuration $\cos(\varphi) = 1$, puis de reproduire l'opération sur l'autre bras. Les deux bras seront donc testés sous les mêmes contraintes.

3.2.4.1 Pertes mesurées

Comme il a déjà été précisé, les pertes dans les deux bras sont en théorie scrupuleusement identiques.

Ainsi, afin de dissocier les pertes par conduction des pertes par commutation, une méthode consiste à mesurer les pertes des deux bras à un point de fonctionnement donné, pour une fréquence de fondamental donné puis de réitérer l'essai à une fréquence de fondamental plus élevée.

En effet, lorsque l'on travaille en MLI asynchrone, pour augmenter les pertes par commutation, il faut augmenter la fréquence de commutation, donc la fréquence des porteuses, alors qu'avec la MLI synchrone, il faut augmenter la fréquence du fondamental ce qui a pour résultat d'augmenter la récurrence de la forme d'onde sur une période donnée.

La différence des pertes entre les deux points de fonctionnement représentera alors les pertes par commutation car les pertes par conduction ne varient pas avec la fréquence du fondamental.

Les tableaux 3.5 et 3.6 présentent les pertes mesurées dans les bras NPC et NPP pour une MLI synchrone à 4 angles ².

Dans le premier cas de figure, la fréquence de fonctionnement est de 20Hz, tandis que dans le second, la fréquence est de 200Hz, les autres paramètres de fonctionnement restant identiques.

²La MLI 4 angles est présentée page 43.

Point de fonctionnement		NPC		NPP	
m	0.7	Delta T (°C)	3.1	Delta T (°C)	3.3
Débit (L/heure)	60				
I charge eff (A)	76				
f (Hz)	20	Pertes (W)	215	Pertes (W)	229
MLI	4 angles				

TAB. 3.5 – Comparaison des pertes totales des bras NPC et NPP à f=20Hz

Point de fonctionnement		NPC		NPP	
m	0.7	Delta T (°C)	4.7	Delta T (°C)	4.7
Débit (L/heure)	60				
I charge eff (A)	76				
f (Hz)	200	Pertes (W)	327	Pertes (W)	327
MLI	4 angles				

TAB. 3.6 – Comparaison des pertes des bras NPC et NPP à f=200Hz

Les pertes totales dans les bras NPC et NPP pour le premier point de fonctionnement sont du même ordre de grandeur. La différence peut provenir de la sensibilité de la sonde. En effet, la tolérance de la sonde est de 0.2°C, ce qui représente des pertes égales à $P = \Delta T \times Debit \times 1.16 = 0,2 \times 60 \times 1,16 = 13,9W$. Cette valeur correspond à la différence de pertes mesurée entre les deux bras.

Lorsque la fréquence de fonctionnement atteint les 200Hz, les pertes totales dans les deux bras NPC et NPP sont identiques. Ces résultats montrent que les pertes dans les deux bras varient dans le même ordre de grandeur et que les pertes sont identiques pour les deux topologies.

Les pertes par commutation à 200Hz sont en théorie 10 fois supérieures à celles obtenues à 20Hz, les pertes par conduction sont, quant à elles, identiques pour les deux points de fonctionnement.

On peut donc écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} P_{cond(1)} + P_{sw(1)} = 215W \\ P_{cond(2)} + P_{sw(2)} = 327W \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

- $P_{cond(x)}$: pertes par conduction du point de fonctionnement x
- $P_{sw(x)}$: pertes par commutation du point de fonctionnement x

Or $P_{cond(1)} = P_{cond(2)}$ car les pertes par conduction ne varient pas avec la fréquence fondamentale en MLI synchrone. De plus, au niveau des pertes par commutation, on peut écrire : $P_{sw(2)} = 10 \times P_{sw(1)}$.

Ainsi, le système d'équations 3.1 devient :

$$\begin{cases} P_{cond(1)} + P_{sw(1)} = 215W \\ P_{cond(1)} + 10 \times P_{sw(1)} = 327W \end{cases} \quad (3.2)$$

On en déduit les valeurs des pertes par commutation : $P_{sw(1)} = 12,4W$, $P_{sw(2)} = 124W$ et les pertes par conduction : $P_{cond(1)} = 202.6W$

On remarque alors que les pertes par conduction sont prépondérantes par rapport aux pertes par commutation. La mise en évidence de l'intérêt de la topologie NPP par rapport aux pertes par commutation est impossible à réaliser sur cette maquette basse tension.

Pour vérifier la répartition des pertes dans les composants, un prototype moyenne tension a été réalisé.

CONCLUSION :

La maquette basse tension aura permis de vérifier le contrôle de la topologie NPP. De plus, elle aura permis de valider l'allure des tensions aux bornes des composants des bras NPC et NPP, en particulier le fait que les IGBTs verticaux de la pile NPP commutent à mi-tension par rapport aux mêmes IGBTs du bras NPC.

Bien que la mesure des pertes s'avère difficile du fait des faibles pertes par commutation, il a été vérifié que **les bras NPC et NPP possèdent des pertes totales identiques.**

3.3 Validation expérimentale sur le prototype MV7306 NPP moyenne tension

3.3.1 Introduction

La deuxième partie de ce chapitre va se consacrer à l'étude expérimentale du convertisseur MV7306 NPP. A l'état initial, ce prototype possédait trois bras d'onduleur de type NPC, un de ces bras (la phase V) a été transformé en une structure NPP. La figure 3.15 présente le convertisseur prototype de test. La partie concernant la désionisation de l'eau se trouve à l'extérieur de l'armoire. Les mesures de température de l'eau sont prises au niveau de la centrale de refroidissement.

Les calculs thermiques théoriques vont être comparés aux mesures expérimentales effectuées sur ce banc de test et ce, pour différents points de fonctionnement, afin de se rendre compte des performances que l'on peut atteindre avec une telle topologie.

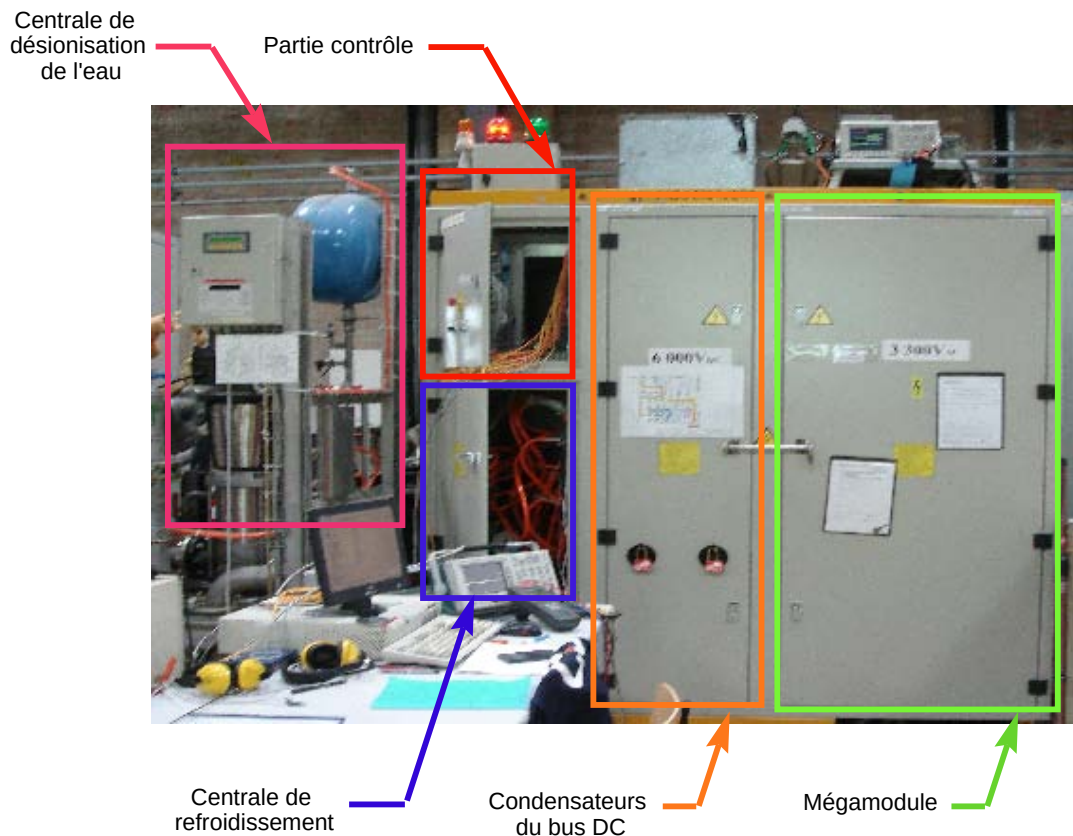


FIG. 3.15 – Vue extérieure de l'armoire prototype du MV7306 NPP

Dans cette partie, une présentation du prototype MV7306 NPP va être faite en détaillant la pile NPP moyenne tension. Ensuite, les inductances de commutation du circuit vont être mesurées afin de s'assurer de la symétrie du câblage. La méthode d'équilibrage des tensions aux bornes des IGBTs verticaux va être présentée et une vérification expérimentale de l'équilibrage sera effectuée. Les mesures des tensions et courants commutés au niveau des différents composants vont être présentées ainsi que les énergies de commutation correspondants. Ces énergies pourront alors être comparées à celles données par les fabricants.

3.3.2 Schéma électrique du banc de test

La figure 3.16 présente le banc de test. Ce banc est composé de trois bras connectés à un bus continu de valeur $V_{dc}=5000V$. Deux bras sont de type NPC et un bras de type NPP. Le prototype est connecté de telle sorte à travailler en mode hacheur : les deux bras NPC sont connectés en parallèle, le courant dans chacun de ces deux bras est alors égal à la moitié du courant traversant le bras NPP.

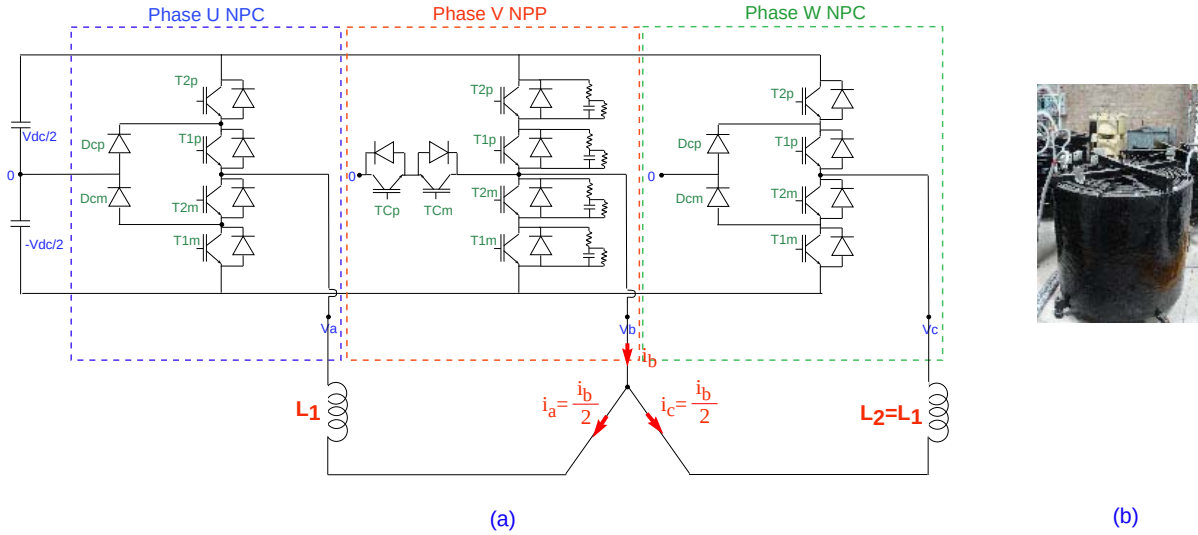


FIG. 3.16 – Banc de test MV7306 NPP avec la connexion de la charge sur l'onduleur (a) et une des inductances de charge utilisées lors des essais sur le prototype (b)

Il est alors possible de tester thermiquement un point de fonctionnement sur le bras NPP sans que cela ne soit destructif pour les deux bras NPC car la contrainte qui leur est appliquée est inférieure à leur capacité maximale. En effet, la connexion de la charge est telle qu'elle permet de faire circuler un courant I dans le bras NPP et un courant $I/2$ dans les bras NPC. Le bras NPP étant le bras de test, si on fait circuler un courant trop important dans ce dernier, il faut éviter que ce même courant soit destructeur pour les deux autres phases.

La figure D.5 de l'annexe D présente le schéma global de l'installation. La figure 3.17 présente, quant à elle, la pile NPP du prototype MV7306.

On remarque que cette pile n'est pas symétrique. Une première moitié du bras est constituée des deux IGBTs verticaux positifs ($T2+$, $T1+$) ainsi que des deux IGBTs horizontaux ($TC+$, $TC-$). La deuxième partie du bras est constituée des deux IGBTs négatifs ($T2-$, $T1-$). Les deux parties du bras sont séparées thermiquement et électriquement par un isolant et sont donc totalement découplées pour l'étude des pertes.

La présence de deux radiateurs accolés (RD3 et RD4) s'explique par le fait que l'on doit connecter la phase de la pile entre $T1+$ et $TC-$. Ainsi, une des solutions les plus pratiques consistait à placer un deuxième radiateur accolé au premier et de placer la connexion à la phase entre les deux.

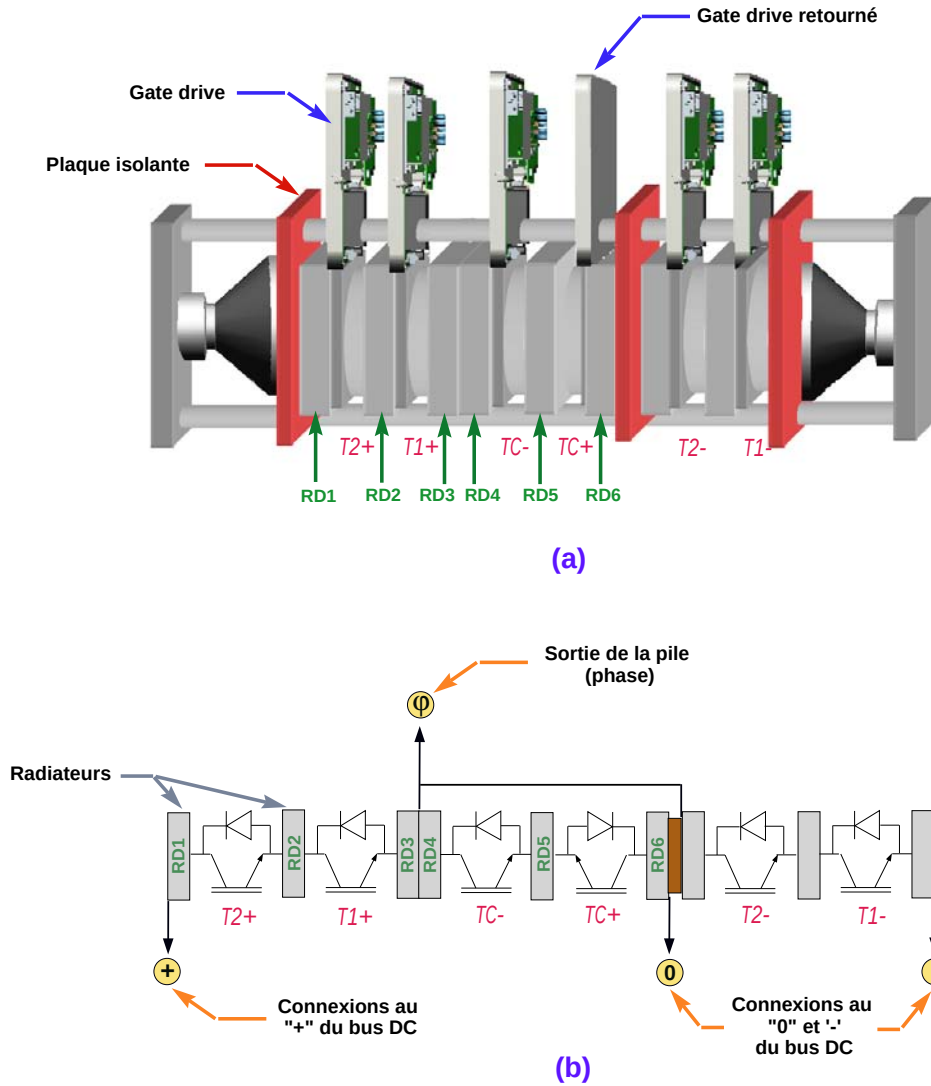


FIG. 3.17 – Schéma 3D de la pile NPP 7306 (a) ainsi que la représentation schématique de cette pile (b)

3.3.3 Composants du bras de test NPP

Tous les IGBTs présents sur le bras NPP sont des IGBTs Toshiba de type ST1500GHX24. Les diodes antiparallèles sont internes au composant. Ces composants sont également utilisés dans le cas de l'onduleur MV7306 NPC.

Les caractéristiques en conduction et en commutation des composants ST1500GXH24 données par le constructeur sont résumées dans le tableau C.1 de l'annexe C.

La fonction de l'énergie au turn-on et au turn-off est déterminée dans un premier temps à partir des spécifications Toshiba.

Pour la mesure des tensions et courant dans les composants semi-conducteurs, les appareils de mesure sont listés dans le tableau 3.7.

Mesure	Appareil de mesure	Calibre	Bande passante
Vce	Sonde différentielle textronic	3000V	20MHz
Ic	LEM Rogowski	0.5mV/A	7MHz
Température eau	Sonde PT100		

TAB. 3.7 – Matériel de mesure utilisé sur le prototype MV7306 NPP

3.3.4 L'inductance de commutation du circuit

La mesure des inductances de commutation doit être effectuée afin de s'assurer que le câblage est bien réalisé et qu'il est symétrique. Il faut bien prendre conscience que la moindre connexion métallique possède une inductance propre et des coefficients de couplage avec les autres connexions.

Les boucles de commutation de la figure 3.18 représentent le chemin parcouru par le courant lors d'une commutation de l'état 1 à 0, 0 à 1, 0 à -1 ou encore -1 à 0. Les inductances parasites dues au câblage peuvent être différentes suivant les boucles, ce qui fait que les IGBTs ne vont pas avoir les mêmes conditions de commutation. Les boucles de commutation représentées sur la figure 3.18 doivent être identiques :

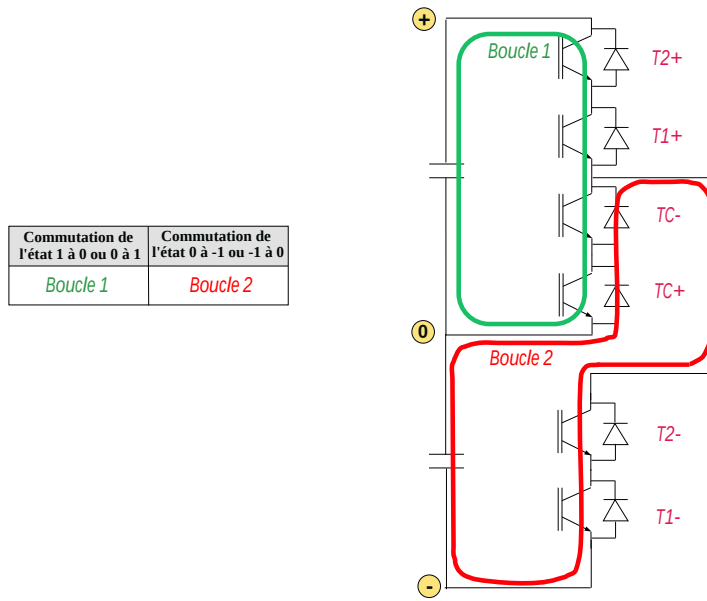


FIG. 3.18 – Représentation des boucles de commutation du bras MV7306 NPP

La figure 3.19 représente les mesures prises sur l'IGBT T2+ du bras NPP afin de mesurer l'inductance de commutation L_{sw} due au câblage. Cette mesure est faite lors du turn-on de T2+ et correspond à la mesure de la boucle 1.

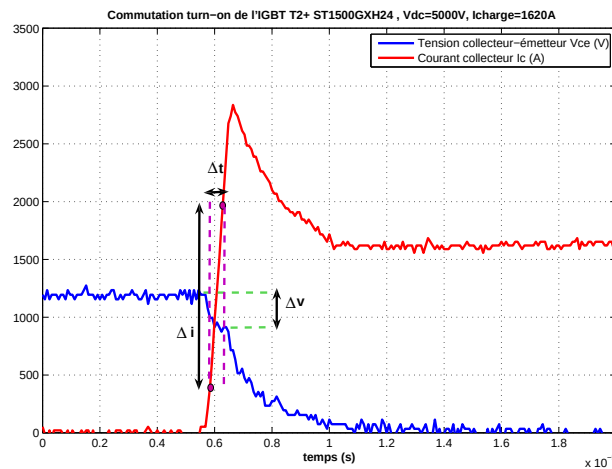


FIG. 3.19 – Mesure de la tension émetteur-collecteur V_{ce} et du courant collecteur I_c lors d'un turn-on de l'IGBT T2+ pour une tension de bus de 5000V

Sachant que l'on peut écrire :

$$\Delta v = L_{sw} \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.3)$$

On en déduit l'inductance de commutation :

$$L_{sw} = \frac{\Delta v \times \Delta t}{\Delta i} \quad (3.4)$$

Avec Δv qui est égale à la somme des chutes de tension collecteur-émetteur des deux IGBTs mis en série, soit T2+ et T1+.

Pour la **boucle 1**, on mesure sur la figure 3.19 :

– $\Delta v = 280V$

– $\frac{\Delta i}{\Delta t} = 3533 \text{ A/us}$

On en déduit $L_{sw} = 160nH$.

Pour la **boucle 2**, l'inductance de commutation mesurée est identique à la première, nous en déduisons que le circuit est bien équilibré d'un point de vue mécanique. Le di/dt mesuré est de $3500A/us$ pour un bus DC à $5000V$. Cette valeur est inférieure à la valeur de $3900A/us$ préconisée par Toshiba. Il faut en effet s'assurer que la valeur de l'inductance de commutation ne soit pas trop importante, ce qui donnerait des surtensions importantes au turn-off mais une inductance de commutation trop faible donnerait un di/dt trop important qui risquerait de détruire les diodes.

CONCLUSION :

Les inductances de commutation du circuit, c'est à dire les inductances parasites dues au câblage, sont un point essentiel à prendre en compte lors des commutations des composants du convertisseur considéré. Pour qu'un montage soit considéré symétrique d'un point de vue des commutations, il faut que les inductances de commutation soient identiques sur les boucles considérées.

3.3.5 Équilibrage des tensions des IGBTs mis en série

Dans la topologie NPP, la mise en série de composants permet la commutation de composants semi-conducteurs verticaux à une tension de $V_{dc}/4$. Ceci n'est réalisable qu'avec un dispositif de mise en série efficace. En effet, les composants ne possèdent pas tous des caractéristiques strictement identiques et risquent de ne pas commuter la même tension. Un composant commuterait alors moins de $V_{dc}/4$ et l'autre plus de $V_{dc}/4$ ce qui pourrait détruire ce dernier.

Deux points principaux sont à prendre en considération lors de l'équilibrage des tensions des composants mis en série, à savoir **l'équilibrage passif** et **l'équilibrage dynamique**.

La mise en série de semi-conducteurs est une technique bien maîtrisée par Converteam depuis plusieurs années [Gol06]. Différents essais ont d'ailleurs été effectués à l'époque afin de mettre en évidence le bon fonctionnement des mécanismes de mise en série et sont présentés dans les paragraphes qui suivent.

3.3.5.1 Mise en série d'IGBTs sans équilibrage

La figure 3.20 présente la tension aux bornes de deux IGBTs sans dispositif de mise en série lors d'un essai monocoup. Ces essais ont été effectués à tension réduite ($2000V$) afin de ne pas détruire les composants.

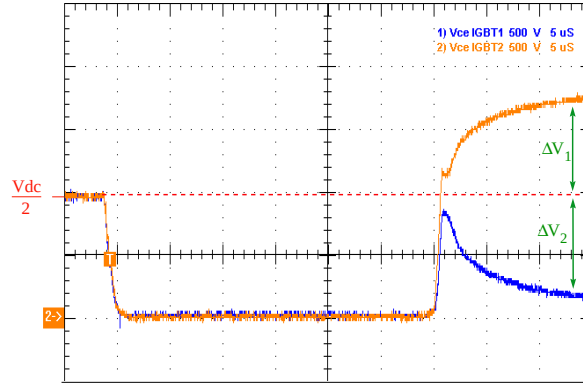


FIG. 3.20 – Tensions émetteur-collecteur V_{ce} aux bornes de 2 IGBTs mis en série sans système d'équilibrage (essais réalisés par Converteam dans le cadre du brevet [Gol06])

Les tensions aux bornes des deux composants se déséquilibrent au moment du turn off. Un IGBT voit à ses bornes une tension inférieure à $V_{dc}/2$ tandis que l'autre doit supporter une tension supérieure à $V_{dc}/2$. Ceci peut s'avérer destructif si l'on travaille avec une tension de bus DC plus élevée.

3.3.5.2 Mise en série d'IGBTs avec système passif d'équilibrage des tensions

L'équilibrage passif sur le prototype MV7306 est réalisé au moyen de circuits RC (figure 3.21 (a) et (b)) placés en parallèle sur les IGBTs (figure 3.21 (c)). Ces circuits d'équilibrage sont refroidis par de l'eau qui circule dans le socle sur lequel sont fixés les composants passifs.

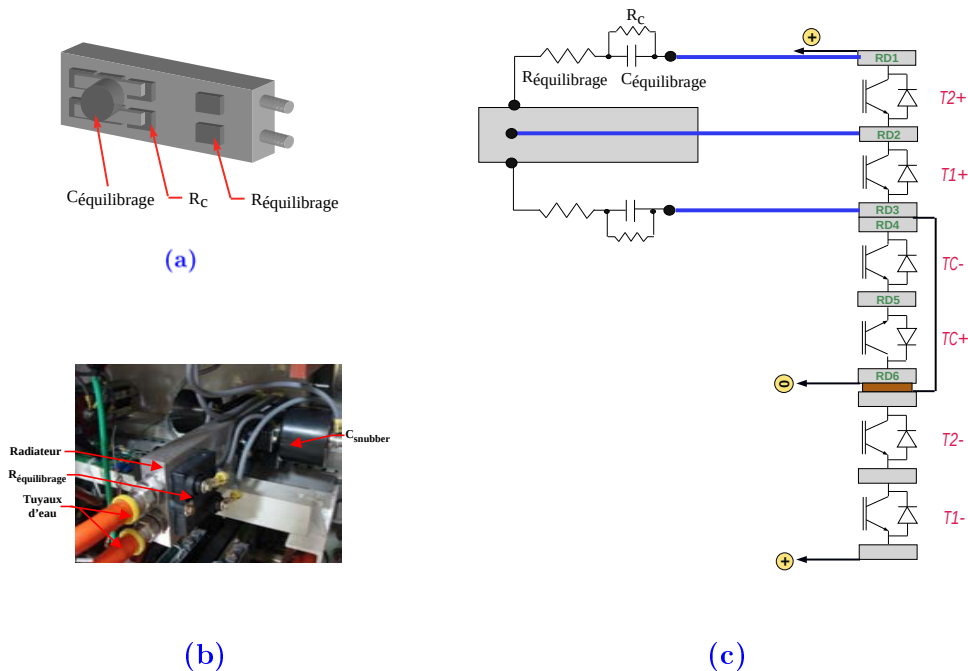


FIG. 3.21 – Schéma d'implantation du circuit RC d'équilibrage et le radiateur associé (a) avec la photo détaillée d'implantation sur le prototype MV7306 NPP (b) ainsi que la schématisation de la connexion du circuit RC sur la pile (c)

Il est préférable que ces circuits d'équilibrage soient situés au plus près des IGBTs afin de limiter les inductances parasites dans les câbles de connexion du RC. En effet, leur influence augmenterait les pertes par commutation.

La figure 3.22 montre que la tension aux bornes des deux IGBTs mis en série avec un dispositif d'équilibrage passif, à savoir un circuit d'équilibrage RC. Un système de dv/dt mis en place sur la carte gate driver est également utilisé lors de cet équilibrage.

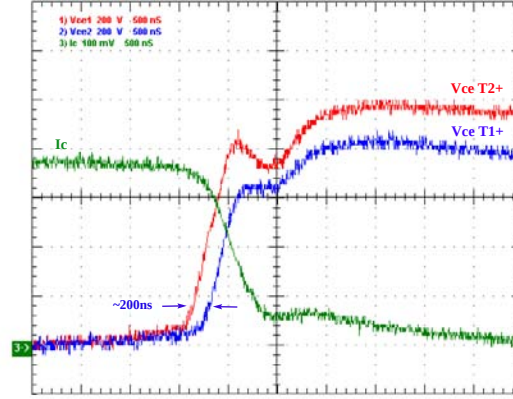


FIG. 3.22 – Tensions émetteur-collecteur Vce aux bornes de 2 IGBTs mis en série avec système passif d'équilibrage (essais réalisés par Converteam dans le cadre du brevet [Gol06])

Les deux tensions ne sont pas identiques, il existe en effet un retard temporel entre les deux tensions. La tension aux bornes de T2+ doit supporter une tension de blocage plus élevée que le composant T1+. Cette différence de tension est cependant fortement réduite par rapport à la mise en série n'utilisant aucun système d'équilibrage.

3.3.5.3 Mise en série d'IGBTs avec systèmes d'équilibrage passif et actif des tensions

Dans cette section, un dispositif actif et passif d'équilibrage est utilisé. Ainsi, le circuit RC est connecté en parallèle avec chaque IGBT mais un dispositif actif de mise en série est mis en place afin d'assurer l'équilibrage. La figure 3.23 présente le schéma de principe de l'active sharing (a) et son implantation sur le bras NPP du prototype (b).

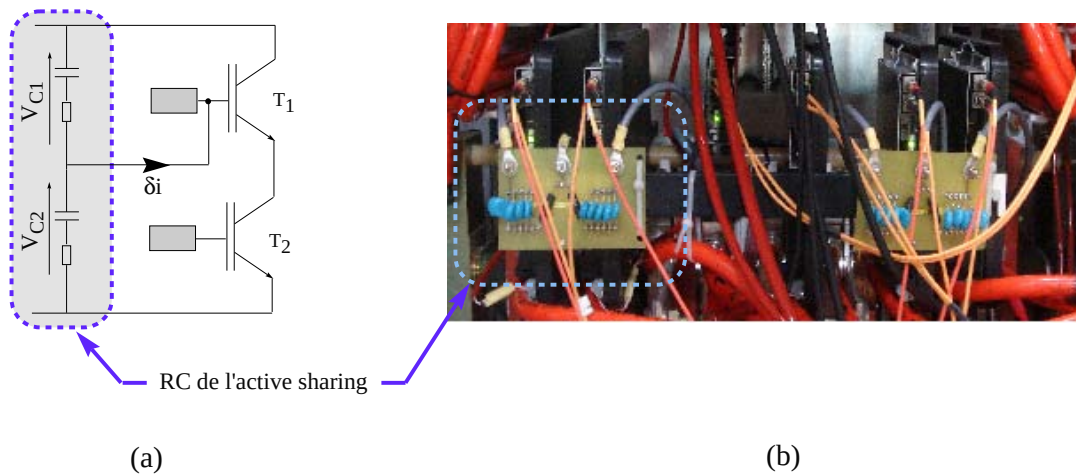


FIG. 3.23 – Schéma de principe de l'"active sharing" (a) [Gol06] et photo de son implantation sur le prototype MV7306 NPP

Un courant δi est injecté sur la grille du premier IGBT mis en série. Ce courant correspond au signal correctif et peut s'écrire :

$$\delta i = C \frac{d}{dt} (V_{C1} - V_{C2}) \quad (3.5)$$

Ainsi, en fonctionnement, lorsqu'une différence des dérivées de la tension par rapport au temps au bornes des deux IGBTs se produit pendant la commutation, une dissymétrie dans la charge ou la décharge des condensateurs apparaît. Ainsi, un courant δi est produit et est injecté dans la grille de l'IGBT T_1 corrigeant ainsi le courant qui le traverse et modifiant ainsi de manière corrélative la charge du condensateur monté en parallèle.

La figure 3.24 présente deux IGBTs mis en série avec un dispositif d'équilibrage passif et actif.

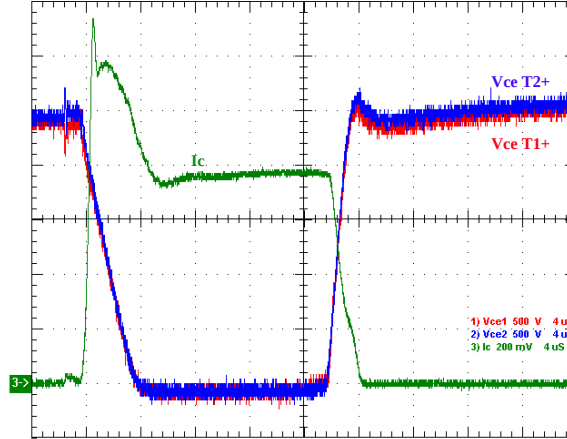


FIG. 3.24 – Tensions émetteur-collecteur Vce aux bornes de 2 IGBTs mis en série avec systèmes d'équilibrage passif et actif (essais réalisés par Converteam dans le cadre du brevet [Gol06])

Les tensions aux bornes des IGBTs sont bien équilibrées, il n'y a pas de retard au niveau des tensions émetteur-collecteur. La différence de tension lors du second turn-off est relativement faible, en effet, on obtient $V_{ce1} - V_{ce2} < 200V$. Cette différence de tension est tout à fait raisonnable et ne va pas être destructive pour l'IGBT qui aura plus de tension à supporter, même pour une tension de bus nominale (5000V).

La figure 3.25 présente les mesures des tensions Vce des IGBTs T2+ et T1+, réalisées sur le prototype MV7306 NPP, ainsi que le courant les traversant pour un turn-on et un turn-off.

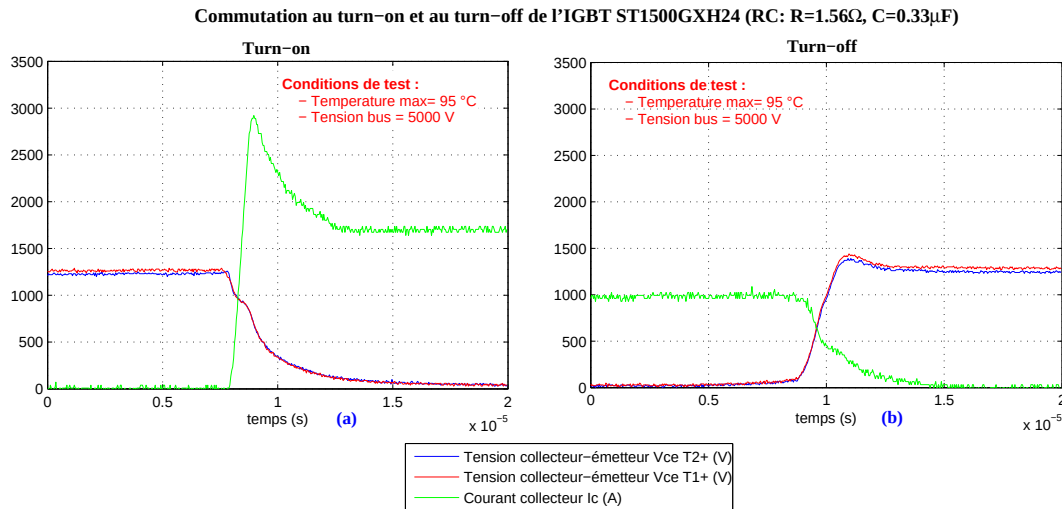


FIG. 3.25 – Tensions Vce des IGBTs T2+ et T1+ ainsi que le courant de collecteur pour un turn-on et un turn-off des deux IGBTs

Les tensions Vce des IGBTs T2+ et T1+ sont quasi parfaitement superposées, ce qui montre que l'équilibrage des tensions au niveau des composants en série fonctionne correctement.

Le relevé de la figure 3.26 présente la tension aux bornes des deux IGBTs verticaux supérieurs (T2+ et T1+) ainsi que la tension aux bornes de T2+.

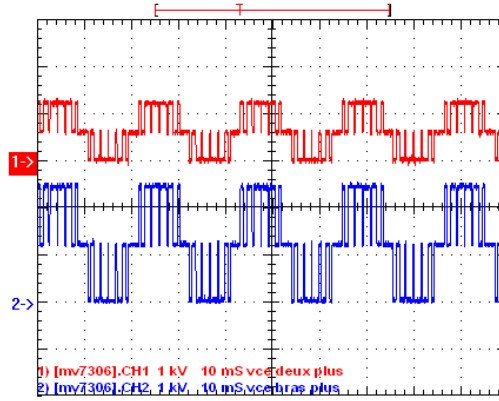


FIG. 3.26 – Mesure des tensions aux bornes de T2+ et du couple {T2+ ; T1+}

On remarque bien que l'on a $VT_{2+} = \frac{(VT_{2+} + VT_{1+})}{2}$, donc que l'équilibrage des tensions est assuré.

3.3.5.4 Comparaison des tensions aux bornes des composants des topologies NPC et NPP

La figure 3.27 présente les bras NPC (a) et NPP (b) avec les tensions VT_{2+} aux bornes des IGBTs T2+ de chaque topologie.

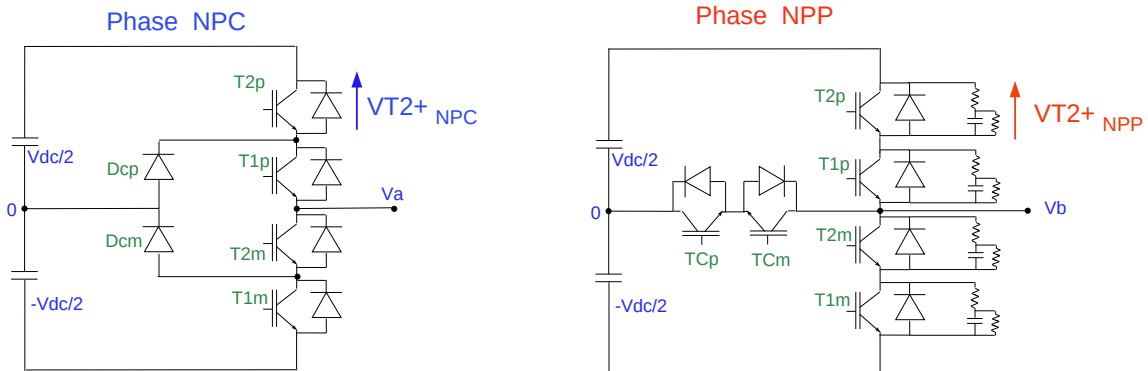


FIG. 3.27 – Mesure des tensions aux bornes de T2+ sur les bras NPC et NPP

La tension de commutation de l'IGBT T2+ du bras NPP doit être deux fois plus faible que celle correspondant au bras NPC. Ceci se vérifie sur la figure 3.28 qui présente les tensions aux bornes des deux IGBTs en question.

La tension commutée par l'IGBT T2+ du bras NPP est de 600V alors que celle commutée par le composant T2+ du bras NPC est de 1200V. Le courant traversant l'IGBT T2+ est indiqué sur la figure 3.28.

CONCLUSION : Les tensions collecteur-émetteur Vce aux bornes des composants verticaux T2+ et T1+ du bras NPP sont bien équilibrées. De plus, la tension commutée par ces IGBTs est deux fois moins élevée que celle commutée par les IGBTs verticaux du bras NPC.

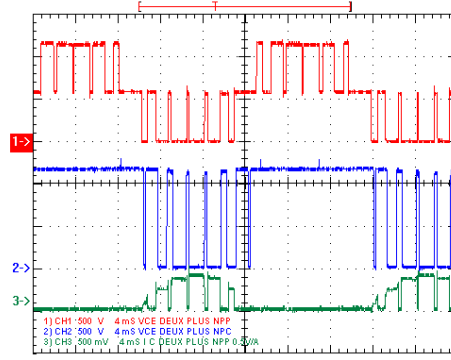


FIG. 3.28 – Vérification de l'équilibrage des tensions : rouge : T2+ NPP, bleu : T2+ NPC, vert : courant dans T2+ NPP

3.3.6 Mesures thermiques sur le prototype MV7306 NPP

3.3.6.1 Introduction

Le but de ce prototype de test est de vérifier que, comparativement à la structure NPC et pour un point de fonctionnement donné, la structure NPP permet de travailler à une fréquence de commutation deux fois plus élevée à courant constant ou à un courant de charge plus élevé à fréquence de découpage constante.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, le courant circulant dans chacun des bras NPC est deux fois plus faible que celui qui circule dans le bras NPP qui est le bras de test. Ainsi, on peut étudier un point de fonctionnement critique au niveau des pertes sur le bras de test alors qu'en terme de pertes, ce point de fonctionnement sera tout à fait convenable pour les deux autres bras.

3.3.6.2 Mise en oeuvre des tests

Toute l'analyse théorique de la modélisation thermique de la pile présentée dans le chapitre précédent avait pour but de prédire les pertes dissipées au niveau du convertisseur pour un point de fonctionnement donné. En effet, avant de faire passer du courant dans le convertisseur, il est indispensable d'avoir connaissance des pertes qui seront produites par les composants pour le point de fonctionnement testé qui peut être destructif pour l'onduleur.

Sur le prototype, il n'est pas possible de mesurer la température de jonction des composants semi-conducteurs constituant les phases. La solution pour contrer ce problème est de mesurer les pertes dissipées dans les radiateurs.

Si l'on considère un IGBT et sa diode de roue libre entre deux radiateurs, alors les pertes totales dans l'IGBT et la diode seront entièrement dissipées dans ces deux radiateurs. Les pertes ne seront pas équitablement réparties dans les radiateurs mais dépendront des résistances thermiques des collecteurs et émetteurs des composants semi-conducteurs.

Ainsi, on peut exprimer les pertes correspondant aux IGBTs T2+ et T1+ ainsi que leur diode anti-parallèle grâce aux radiateurs RD1, RD2 et RD3. En effet, ces trois radiateurs dissipent les pertes de ces 4 composants et on peut écrire, en prenant comme référence le schéma de la pile NPP de la figure 3.17 page 105 :

$$\frac{P_{RD1} + P_{RD2} + P_{RD3}}{2} = P_{T2+} + P_{D2+} \quad (3.6)$$

En effet, les pertes totales des IGBTs T2+ et T1+ sont théoriquement identiques, de même pour les diodes D2+ et D1+, on peut ainsi écrire :

$$P_{T2+} + P_{D2+} = P_{T1+} + P_{D1+} \quad (3.7)$$

Il est de même possible de mettre en évidence les pertes dans TC+ et DC+ grâce à l'équation 3.8 :

$$\frac{P_{RD4} + P_{RD5} + P_{RD6}}{2} = P_{TC+} + P_{DC+} \quad (3.8)$$

En effet, tout comme pour les IGBTs verticaux, on a ici :

$$P_{TC+} + P_{DC+} = P_{TC-} + P_{DC-} \quad (3.9)$$

Afin de vérifier les calculs théoriques des pertes dissipées dans les composants, il suffira donc de comparer les pertes théoriques et expérimentales des radiateurs du bras, les pertes totales des composants étant dissipées dans les radiateurs.

Pour résumer, on peut écrire pour le bras NPP (figure 3.17, page 105) :

$$\sum_{m=1}^{m=10} P_{RD_m} = \sum_{n=1}^{n=6} P_{T_n} + P_{D_n} \quad (3.10)$$

Avec P_{T_n} et P_{D_n} les différents semi-conducteurs du bras.

Lors des essais, les pertes théoriques seront comparées à tout moment aux pertes mesurées sur le prototype. Cette comparaison présente l'avantage de sécuriser le système car, lors des essais sur le prototype, il faut être certain qu'un IGBT ne chauffe plus que prévu pour diverses raisons. En effet, bien qu'arrivant très rarement, un tuyau d'eau peut fuir, ce qui entraîne la surchauffe intempestive d'un interrupteur et des radiateurs associés. La mesure des pertes s'éloignera alors rapidement des pertes théoriques.

3.3.6.3 Méthode de mesure des puissances dissipées dans les radiateurs

La mesure des pertes sur la pile NPP est réalisée grâce aux mesures thermiques sur les boîtes à eau. En effet, de la même manière que sur la maquette basse tension NPP, les pertes sont mesurables en connaissant le débit de l'eau circulant dans les radiateurs et la température de cette eau.

La figure 3.29 schématise le refroidissement d'un composant semi-conducteur par une boîte à eau.

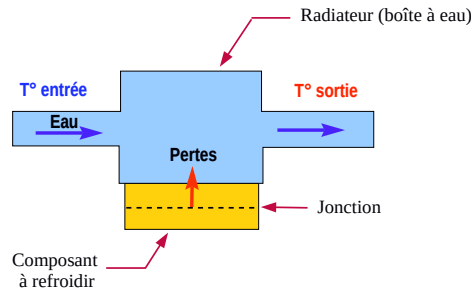


FIG. 3.29 – Schéma d'un système de refroidissement d'un composant par boîte à eau

Le calcul de la puissance dissipée par le radiateur est donnée par l'équation de la chaleur :

$$P \approx 1,16 \times D \times \Delta T \quad (3.11)$$

Avec :

- P [W] : pertes totales du composant semi-conducteur
- D [litre/heure] : débit de l'eau
- ΔT [°C] : gradient de température entre l'entrée et la sortie de la boîte à eau

Pour les convertisseurs de type MV7000, les débits d'eau sont en général de l'ordre de 400L/h et la température d'eau en entrée de chaque radiateur de l'ordre de 43°C. Les températures sont relevées grâce à des sondes PT100 qui sont insérées dans les tuyaux d'eau grâce à une fine incision comme le montre la figure 3.30 :

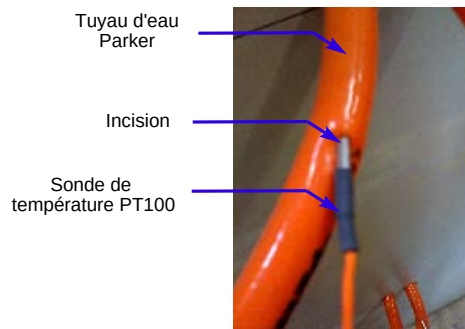


FIG. 3.30 – Sonde thermique PT100 dans un tuyau d'eau

Sur la sonde, l'erreur de mesure sur la température est de 0.2°C. Ceci correspond, avec un débit de 350l/h, à des pertes qui valent :

$$P = 1,16 \times 350 \times 0,2 = 81,2W \quad (3.12)$$

La figure 3.31 présente la partie de la pile NPP MV7306 de test utilisée pour le calcul des pertes thermiques. Les pertes dans les composants étant symétriques dans la structure (les pertes dans les composants pour un sens de courant sont les mêmes dans les composants symétriques pour l'autre sens du courant), il ne nous est pas indispensable de mesurer les pertes dans la pile entière (présentée sur la figure 3.17).

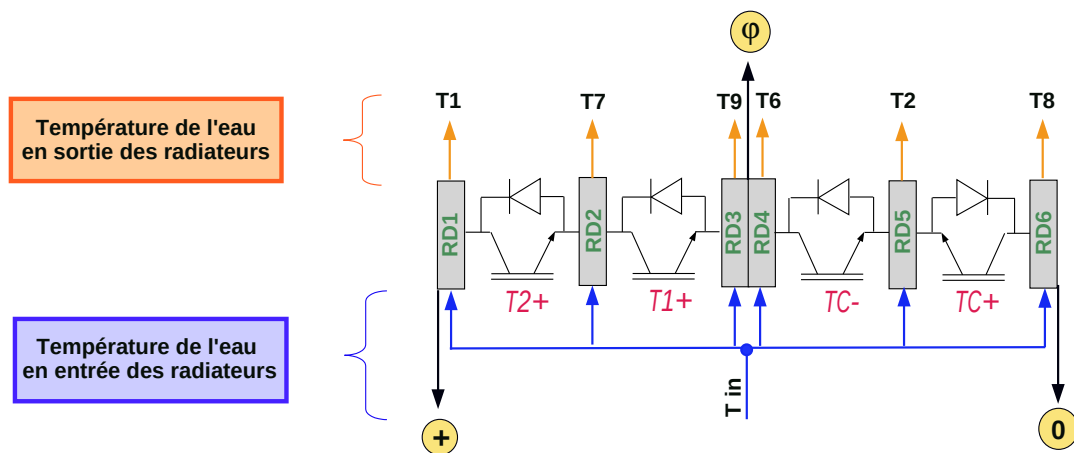


FIG. 3.31 – Représentation schématique de la pile NPP avec les mesures de température

Le schéma de la figure 3.31 indique les mesures qui sont réalisées sur le prototype NPP au niveau des radiateurs : on mesure la température d'entrée de l'eau (T_{in}) et l'on mesure les températures en sortie des différents radiateurs, à savoir T_1 , T_7 , T_9 , T_6 , T_2 et T_8 .

En s'appuyant sur l'équation 3.11, il est possible de déterminer la puissance dissipée dans chaque radiateur. Les pertes dans les radiateurs sont exprimées par les équations 3.13.

$$\begin{aligned}
 P_{RD1} &= (T1 - T_{water}) \times D \times 1,16 \\
 P_{RD2} &= (T7 - T_{water}) \times D \times 1,16 \\
 P_{RD3} &= (T9 - T_{water}) \times D \times 1,16 \\
 P_{RD4} &= (T6 - T_{water}) \times D \times 1,16 \\
 P_{RD5} &= (T2 - T_{water}) \times D \times 1,16 \\
 P_{RD6} &= (T8 - T_{water}) \times D \times 1,16
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Avec :

- T_{water} : température de l'eau à l'entrée des boîtes à eau (égale à T_{in})
- D : débit d'eau (L/h)
- $T1, T7, T9, T6, T2, T8$: températures en sortie des six radiateurs

De nombreux tests effectués sur les structures MV7000 NPC ont montré que les pertes dissipées expérimentalement étaient équivalentes aux pertes dissipées théoriques. Ainsi, la référence sur laquelle on se basera pour vérifier les résultats expérimentaux est la spécification Toshiba du composant ST1500GXH24.

3.3.6.4 Analyse des premières mesures expérimentales

Lors des premières mesures expérimentales, les puissances dissipées théoriques et mesurées dans les radiateurs étaient assez différentes. Ainsi, les puissances théoriques étaient beaucoup plus pessimistes que les puissances mesurées sur le banc et ce, pour différentes valeurs du facteur de puissance.

Ces différences thermiques entre la théorie et l'expérimentation laissent à penser que les énergies au turn-on et au turn-off sont inférieures à celles estimées. Cela peut être dû à 4 critères :

- L'utilisation de circuit d'équilibrage RC.
- La valeur de l'inductance de commutation est différente de celle pour laquelle les valeurs d'énergies sont données dans les spécifications du composant.
- La température de jonction des composants est au maximum de l'ordre de 100°C, donc inférieure aux 125°C des spécifications.
- La tension de commutation est inférieure à celle précisée dans les données constructeur pour le calcul des énergies. En effet, les énergies données dans les caractéristiques sont calculées pour une tension de bus de 2700V alors que les IGBTs verticaux du bras NPP ne voient que $V_{dc}/4$, c'est à dire 1250V.

Ces premières conclusions montrent l'intérêt de mesurer l'énergie lors des commutations au turn-on et au turn-off afin d'adapter l'outil de calcul théorique des pertes aux mesures réalisées.

3.3.6.5 Mesure des énergies liées au bras NPP

A partir des courbes $V_{ce}(t)$ et $I_c(t)$, il est possible de calculer les puissances et les énergies de commutation dans le composant.

L'énergie de commutation des IGBTs donnée par les fabricants est déduite d'essais monocoups sur les semi-conducteurs de test en isolant un composant. Dans le cas du prototype NPP, il est impossible de faire des essais monocoups.

En faisant circuler un courant dans la charge du circuit, les grandeurs V_{ce} et I_c seront relevées lors des commutations sur une période du courant de charge³ sur une période de fondamental.

³Plus le rapport entre la fréquence du fondamental et la fréquence de découpage est grand et plus on aura de commutations

La figure 3.32 présente l'évolution de V_{ce} et I_c en fonction du temps (a), ainsi que l'évolution de la puissance et de l'énergie avec le temps (b) ⁴.

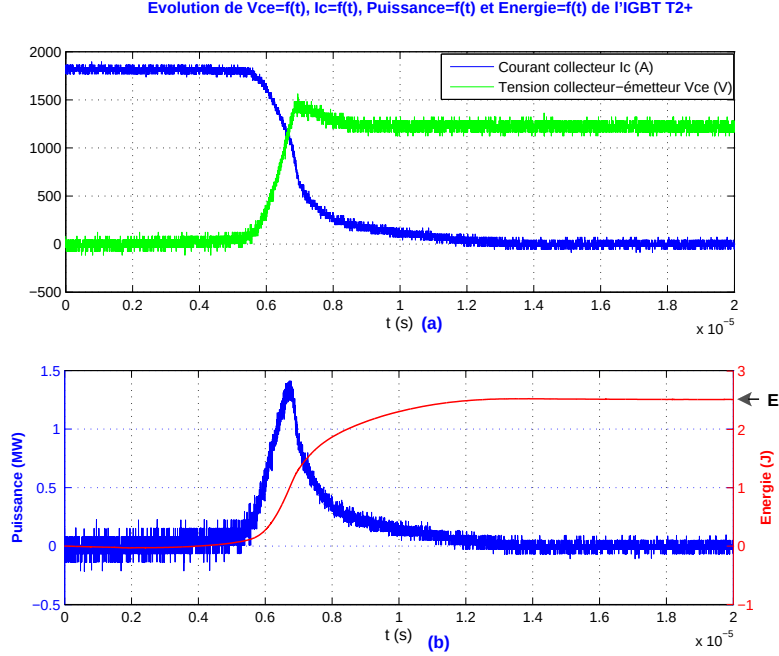


FIG. 3.32 – Evolution des grandeurs $V_{ce}(t)$, $I_c(t)$, $P(t)$ et $E_{off}(t)$ de l'IGBT T2+ du bras NPP

L'énergie représentée en rouge sur la courbe 3.32 (b) est calculée, quant à elle, grâce à l'équation suivante :

$$E(t) = \int_{t=0}^{t=t_{fin}} P(t) dt \quad (3.14)$$

Avec :

- t_{fin} : intervalle de commutation
- ΔT : temps de fin-temps de début, ici $\Delta T = t_{fin}$

Finalement, l'énergie de commutation E_{off} associée aux courbes $V_{ce}(t)$ et $I_c(t)$ est de $E_{on}=2.51J$. Elle correspond à la valeur finale de $E(t)$ notée "E" sur la figure 3.32 (b).

Sur les mesures de turn-on et turn-off, l'énergie est calculée durant l'intervalle où le courant et la tension sont simultanément non nuls, comme on peut le voir sur la figure 3.33 où l'on présente les intervalles de calcul de l'énergie suivant que l'on étudie un turn-on d'IGBT (a), un turn-off d'IGBT (b) ou un turn-off de diode (c).

⁴Les sondes de courant « Rogowski » filtrent la composante continue du courant. La composante continue est réinjectée lors du calcul de l'énergie

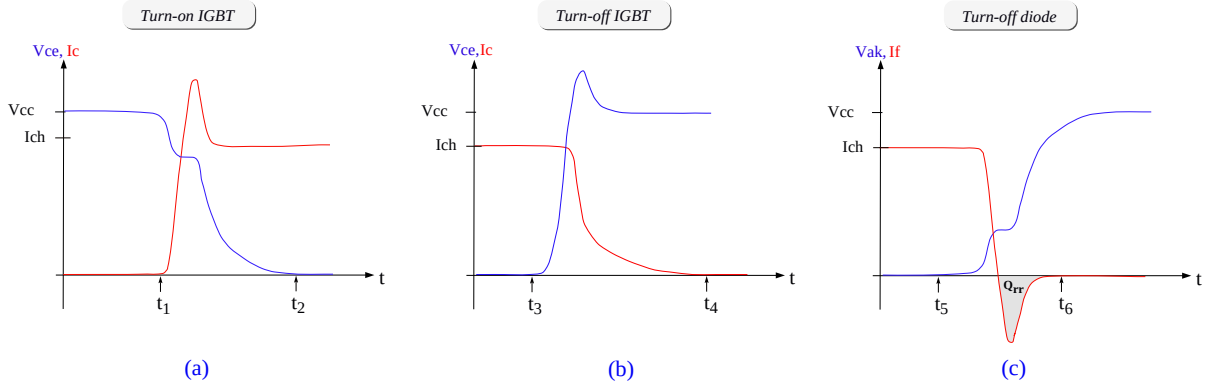


FIG. 3.33 – Intervalles de temps pour le calcul de l'énergie de commutation : turn-on d'IGBT (a), turn-off d'IGBT (b) et turn-off de diode (c)

Au vu des graphes de la figure 3.33, on en vient à exprimer les énergies au turn-on et au turn-off de l'IGBT :

$$\begin{aligned}
 E_{on}(t) &= \int_{t_1}^{t_2} (i_c(t) \times v_{ce}(t)) dt \\
 E_{off}(t) &= \int_{t_3}^{t_4} (i_c(t) \times v_{ce}(t)) dt
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Ainsi, des mesures au turn-on et au turn-off ont été prises directement sur les différents composants du bras NPP de manière à mesurer les énergie liées aux commutations avec les conditions réelles (tension, température, courant, inductance de commutation).

Les turn-off et turn-on des différents composants sont relevés lorsque les composants sont susceptibles de commuter, comme cela est décrit dans le tableau 3.8.

Composant	$\cos\varphi = 1$	$\cos\varphi = -1$
T2+	×	
TC+		×
D2+		×
DC+	×	

TAB. 3.8 – Conditions d'essais pour la mesure des commutations sur les différents composants du bras NPP

A partir des mesures des énergies effectuées sur les composants du prototype, il va être possible d'en déduire les coefficients des droites d'énergie à savoir Ki_Eon , $K0_Eon$, Ki_Eoff et $K0_Eoff$ qui seront utilisés dans l'outil de calcul analytique des pertes, comme expliqué par l'équation 2.5 page 65.

3.3.6.5.1 Étude des IGBTs verticaux

Les IGBTs verticaux T2+ et T1+ commutent la même tension et, comme on a déjà pu le constater (paragraphe 3.3.5.2 page 109), les tensions de commutation sont strictement les mêmes dans ces deux composants. Nous allons ainsi nous intéresser uniquement au comportement de l'IGBT T2+ à la commutation.

La figure 3.34 présente l'évolution des tensions collecteur-émetteur V_{ce} , des courants collecteur I_c , ainsi que l'énergie de commutation en fonction du courant collecteur.

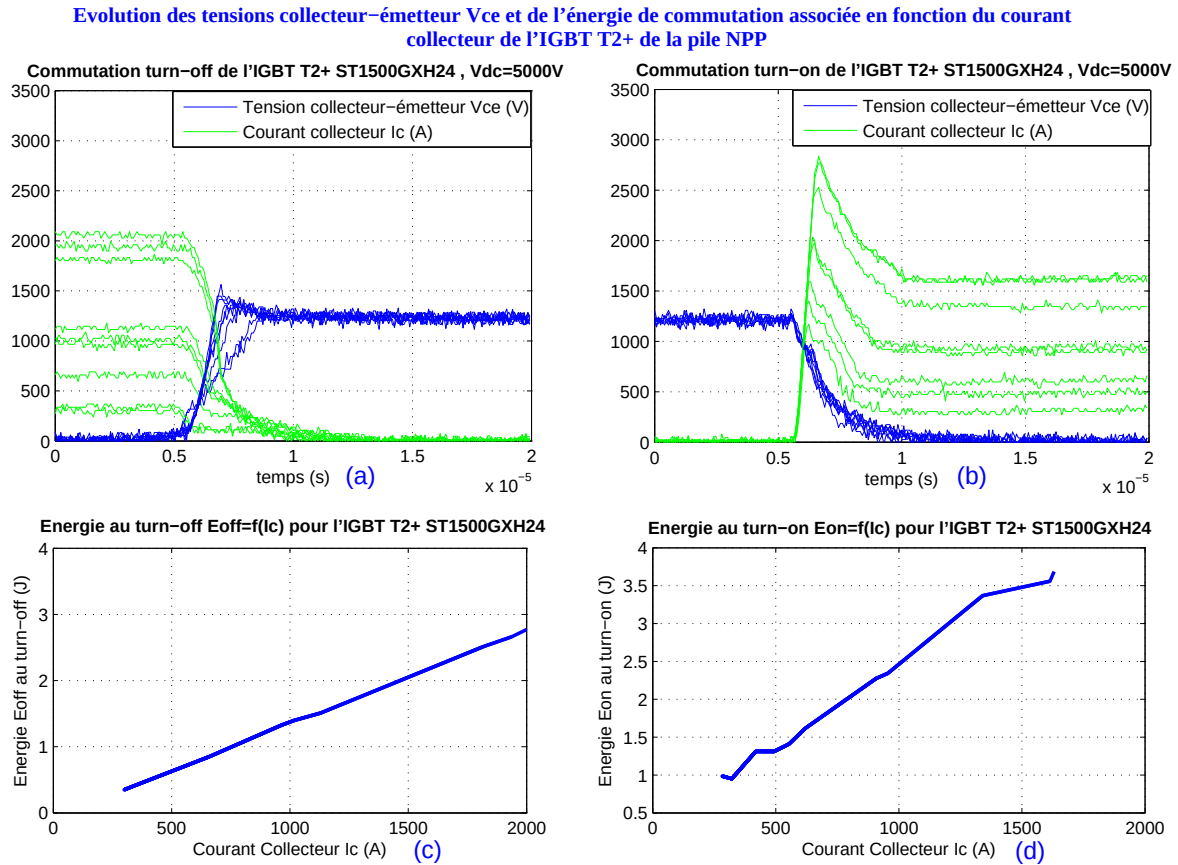


FIG. 3.34 – Tensions V_{ce} et courants collecteur de l'IGBT T2+ pour différentes valeurs de I_c au turn-off et au turn-on

A partir des courbes d'évolution des énergies de commutation, les coefficients au turn-off K_{i_Eoff} et K_{0_Eoff} (correspondant respectivement au coefficient directeur de la droite d'énergie et à son ordonnée à l'origine) peuvent être déduits et sont donnés dans le tableau 3.9. Il en est de même pour les coefficients provenant de la commutation au turn-on.

Coefficients au turn-off de l'IGBT T2+		Coefficients au turn-on de l'IGBT T2+	
K_{i_Eoff}	0.001456	K_{i_Eon}	0.001655
K_{0_Eoff}	-0.052102	K_{0_Eon}	0.522147

TAB. 3.9 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs T2+ et T1+ pour $V_{dc}=5000V$

REMARQUE : Le coefficient K_{0_Eoff} est inférieur à 0, ce qui ne signifie pas que les énergies à courant nul sont négatives. L'énergie tend vers 0 pour un courant faible mais n'est représentée que pour des courants supérieurs à 200A dans les données constructeur.

3.3.6.5.2 Etude des diodes verticales

Tout comme les IGBTs verticaux, les diodes internes commutent également à tension réduite, c'est à dire $V_{dc}/4$. On peut également ne considérer que le composant D2+ car la diode D1+ possède le même comportement que D2+.

Les commutations au turn-on et au turn-off de la diode sont présentées sur la figure 3.35 :

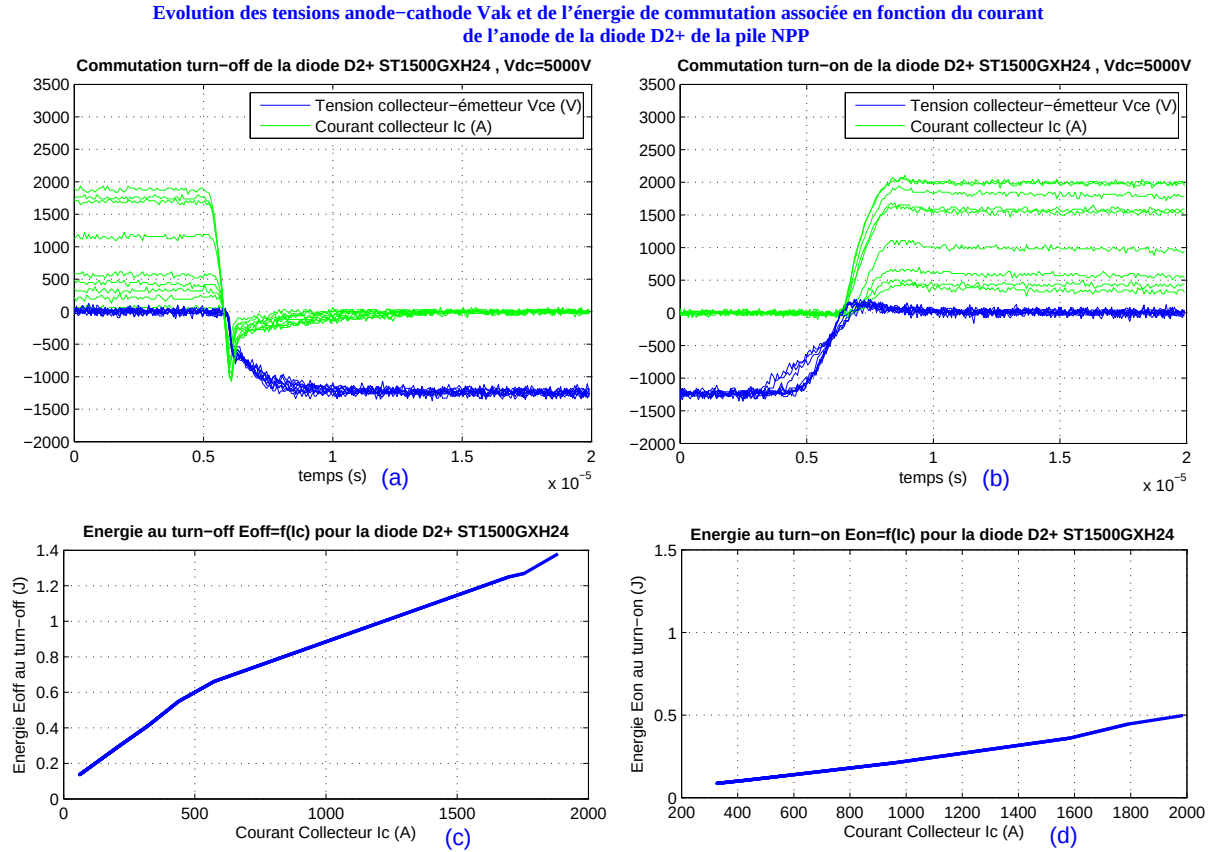


FIG. 3.35 – Tension anode-collecteur V_{ak} en fonction du courant dans la diode interne D2+ ST1500GXH24 au turn-off et au turn-on

On remarque que lors du turn-on de la diode D2+, lorsque le courant s'établit dans cette dernière, la tension aux bornes du semi-conducteur est quasiment nulle. L'énergie associée au turn-on est proche de 0. Ceci explique pourquoi dans la spécification donnée par Toshiba concernant le composant ST1500GXH24, on ne peut y trouver que le paramètre "Erec" correspondant à l'énergie au turn-off de la diode.

Les coefficients de calcul des énergies sont donnés dans le tableau 3.10.

Coefficients au turn-off de la diode D2+	
$K_i_E_{rec}$	554.73e-6
$K_0_E_{rec}$	213.82e-3

TAB. 3.10 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes D2+ et D1+ pour $V_{dc}=5000V$

3.3.6.5.3 Etude des IGBTs horizontaux

Les formes d'onde en tension et courant lors des turn-on et turn-off des IGBTs horizontaux sont donnés sur la figure 3.36.

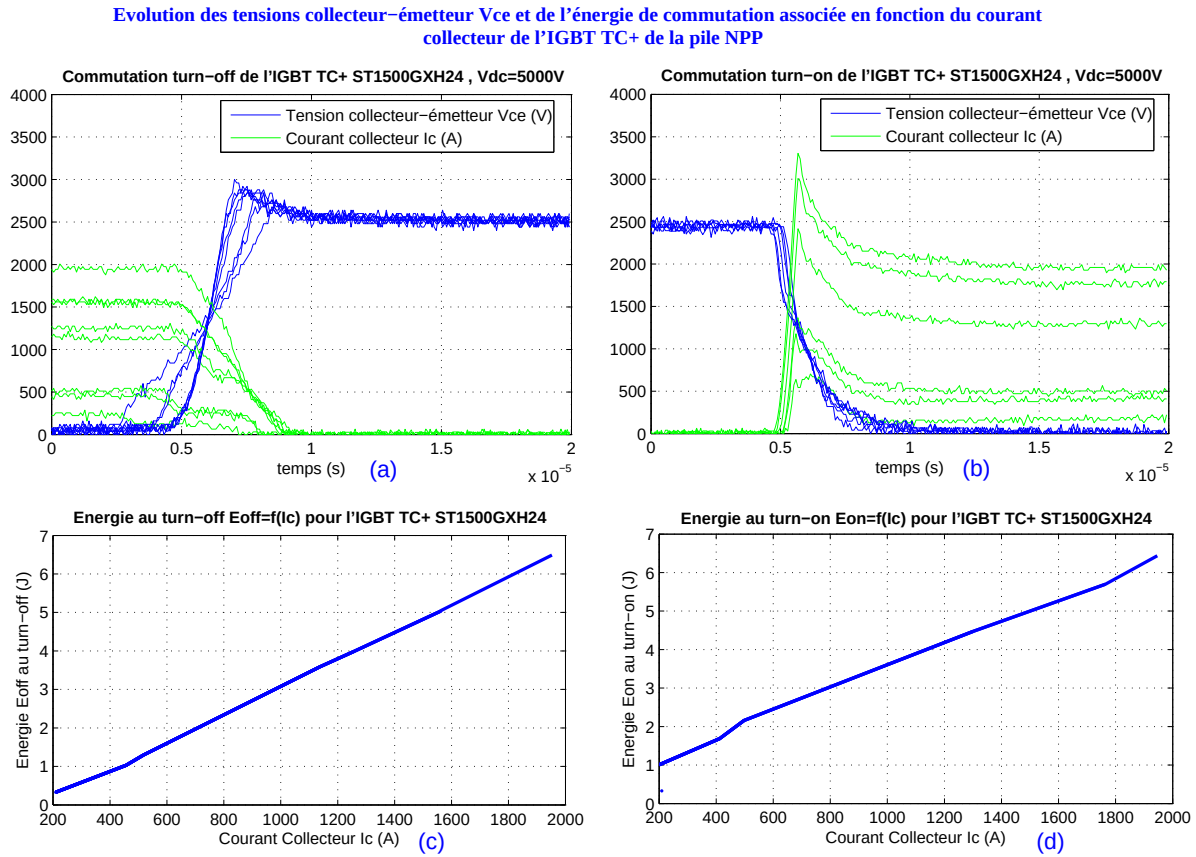


FIG. 3.36 – Tensions V_{ce} et énergies de l'IGBT TC+ pour différentes valeurs de I_c au turn-off et au turn-on

L'énergie de commutation de ces composants est supérieure à celle des IGBTs verticaux pour un courant donné car la tension commutée est deux fois plus élevée pour TC+ et TC-.

Tout comme pour les IGBTs verticaux, il est possible de déduire des courbes d'énergies les valeurs des coefficients de la droite. Il sont résumés dans le tableau 3.11.

Coefficients au turn-off de l'IGBT TC+		Coefficients au turn-on de l'IGBT TC+	
K_{i_Eoff}	4.06e-3	K_{i_Eon}	2.43e-3
K_{0_Eoff}	0.403	K_{0_Eon}	1.1578

TAB. 3.11 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs TC+ et TC- pour $V_{dc}=5000V$

3.3.6.5.4 Etude des diodes horizontales

L'évolution des formes d'onde lors des commutation au turn-on et au turn-off de la diode DC+ est illustrée sur la figure 3.37.

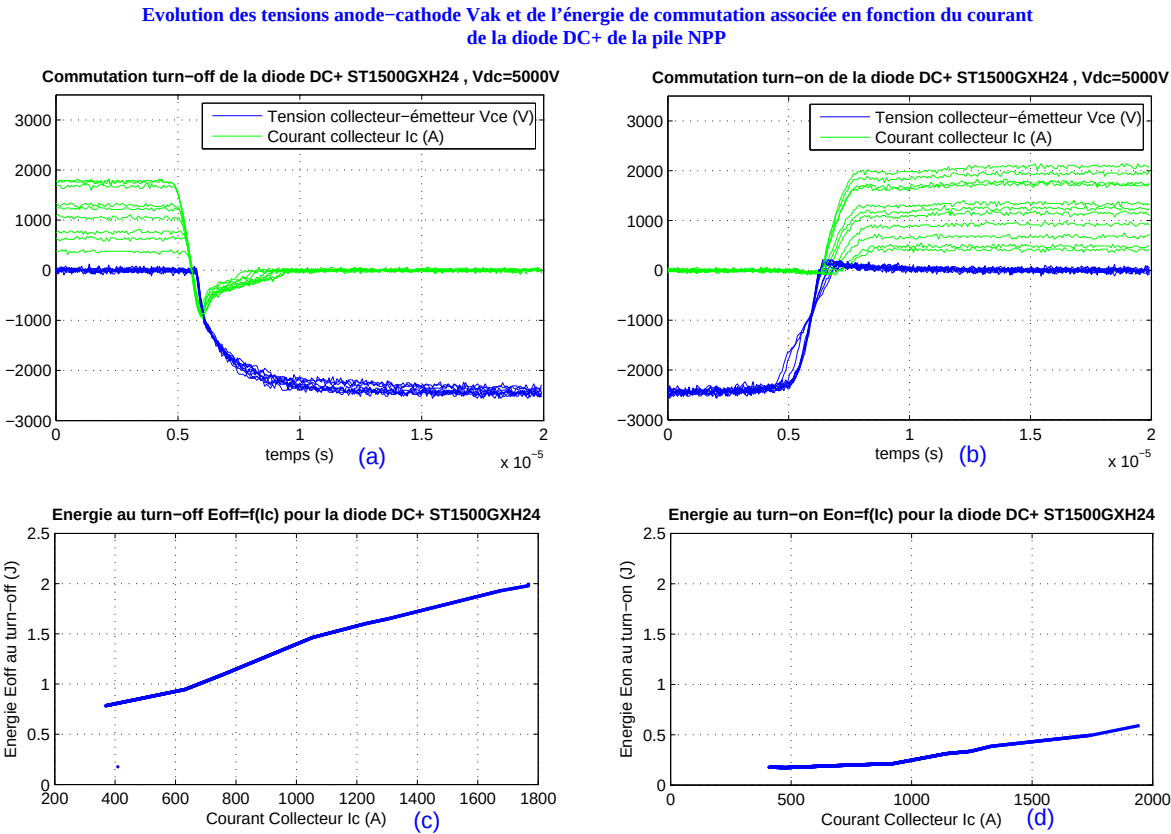


FIG. 3.37 – Tensions V_{ak} et énergies de la diode DC+ pour différentes valeurs de I_{ak} au turn-off et au turn-on

On peut remarquer que le recouvrement de la diode dure moins longtemps pour une tension commutée de 2500V comparée à une tension de 1250V.

A partir de la courbe d'énergie au turn-off, les coefficients $K_{i_{Erec}}$ et $K_{0_{Erec}}$ sont déduits dans le tableau 3.12.

Coefficients au turn-off de la diode DC+	
$K_{i_{Erec}}$	875.625e-6
$K_{0_{Erec}}$	460.82e-3

TAB. 3.12 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes DC+ pour $V_{dc}=5000V$

3.3.7 Comparaison des énergies théoriques et expérimentales

La figure 3.38 présente une comparaison des énergies dissipées lors des commutations au turn-on et au turn-off obtenues soit théoriquement (à partir des données constructeur) ou expérimentalement sur le bras NPP.

Les courbes théoriques sont déterminées en considérant les coefficients K_{i_Eon} et K_{i_Eoff} donnés dans les spécifications du composant ramenés à la valeur de commutation de chaque composant. Ainsi, on considère la tension de commutation de 1250V pour les composants T2+ et D2+ et 2500V pour les composants TC+ et DC+.

Comparaison de l'évolution des énergies de commutation des composants du bras NPP avec le courant

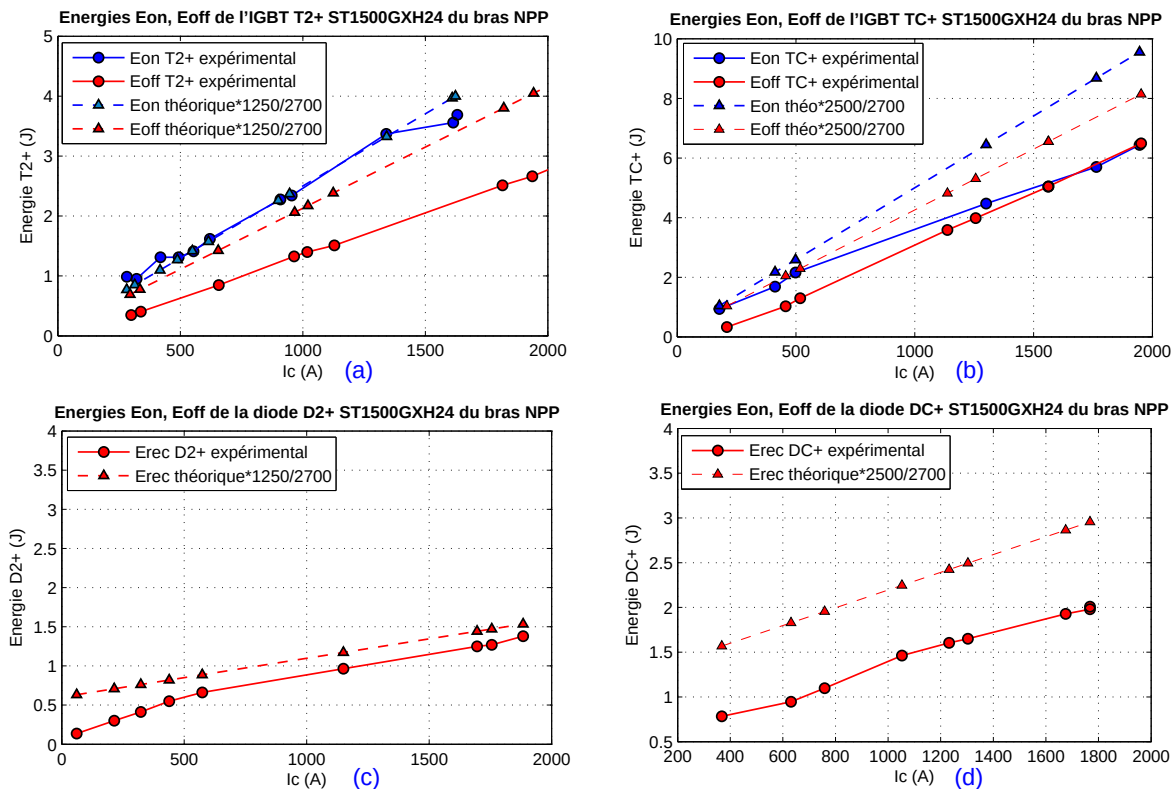


FIG. 3.38 – Comparaison des énergies expérimentales et des énergies théoriques de chacun des semi-conducteurs du bras NPP : T2+ (a), TC+ (b), D2+ (c) et DC+ (d)

La visualisation rapide de ces courbes montre que les énergies de commutation mesurées sur le prototype MV7306 NPP sont différentes des énergies déduites des données constructeur. Ce point a été évoqué dans le paragraphe concernant les premières mesures expérimentales.

Une analyse plus fine peut être réalisée pour chacun des composants du bras NPP afin de quantifier l'erreur entre la mesure et les pertes théoriques.

3.3.7.1 Analyse des résultats concernant l'IGBT T2+

La figure 3.39 présente le rapport entre l'énergie déduite des mesures réalisées sur le prototype MV7306 NPP et les énergies déduites des spécifications des composants.

A priori, si les conditions de test sont semblables à celles des données constructeur, le rapport des énergies entre la mesure et la théorie devrait être égal à 1 pour tous les courants collecteurs étudiés.

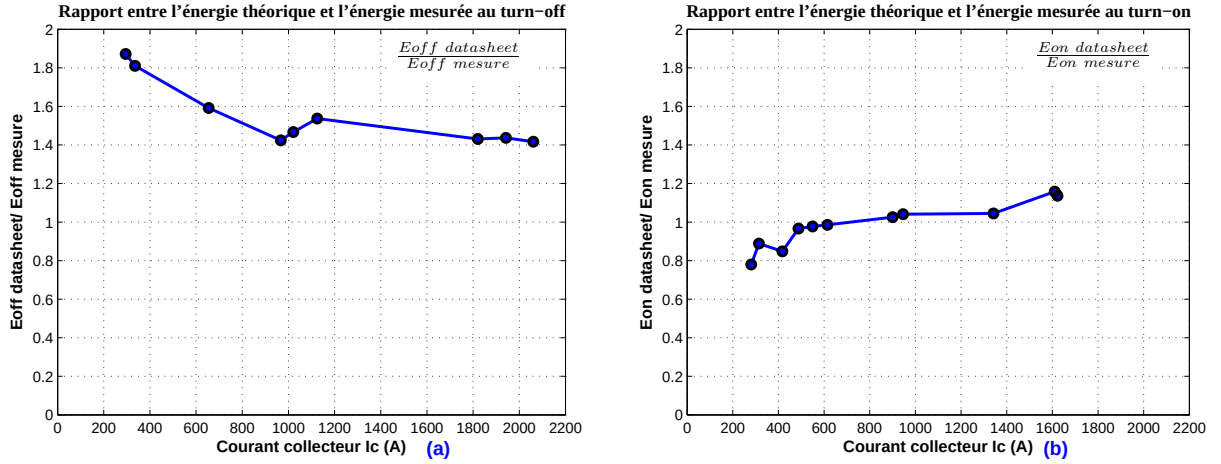


FIG. 3.39 – Rapport des énergies théoriques (données constructeur) et des énergies mesurées sur l'IGBT T2+ au turn-off (a) et au turn-on (b)

Concernant la commutation au turn-off, le rapport des énergies est en moyenne égal à 1.4 pour des courants collecteur supérieurs à 500A. Le prototype MV7306 NPP est donc favorable par rapport aux spécifications données par le constructeur.

Au turn-on, le rapport des énergies est en moyenne égal à 1 entre la mesure et la caractéristique constructeur. Dans ce cas, il y a concordance entre les énergies calculées et mesurées.

3.3.7.2 Analyse des résultats concernant l'IGBT TC+

La figure 3.40 présente le rapport entre l'énergie déduite des mesures réalisées sur le prototype MV7306 NPP et les énergies déduites des données constructeur pour l'IGBT TC+.

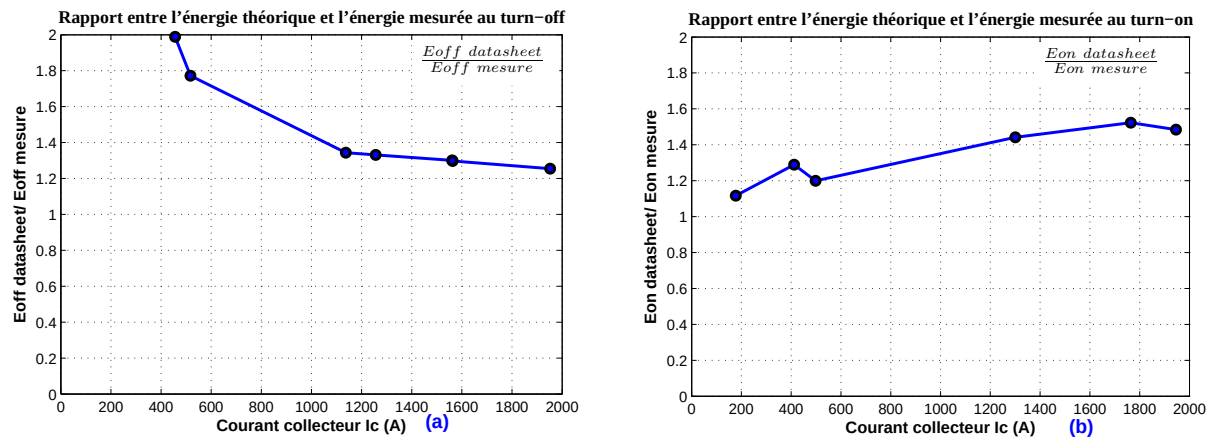


FIG. 3.40 – Rapport des énergies théoriques (spécification du composant) et des énergies mesurées sur l'IGBT TC+ au turn-off (a) et au turn-on (b)

Tout comme pour l'IGBT T2+, au turn-off, le rapport des énergies est supérieur à 1. Il y a donc un gain supérieur à 10% sur le prototype par rapport aux données des spécifications sur

toute la plage de courant collecteur.

Au turn-on par contre, alors que pour l'IGBT T2+ les énergies étaient similaires entre la mesure et les données constructeur, ici le gain est supérieur à 1 et augmente avec le courant collecteur. Ainsi, pour un courant collecteur supérieur à 500A, le rapport des énergies devient supérieur à 1,2.

3.3.7.3 Analyse des résultats concernant la diode D2+

La figure 3.41 présente le rapport entre l'énergie déduite des mesures réalisées sur le prototype MV7306 NPP et les énergies déduites des spécifications pour la diode verticale D2+.

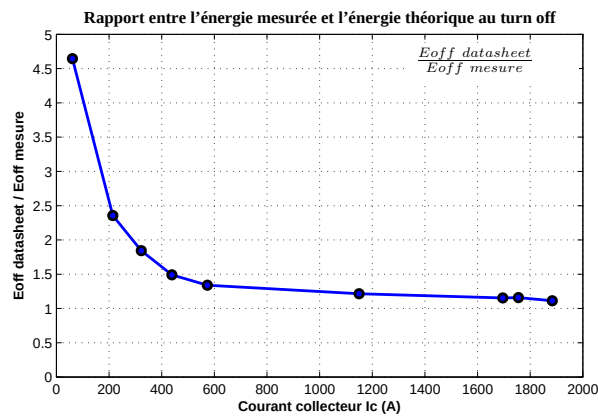


FIG. 3.41 – Rapport des énergies théoriques (données constructeur) et des énergies mesurées sur la diode D2+ au turn-off

Si l'on considère des courants collecteur supérieurs à 500A, il apparaît que le rapport entre les énergies théoriques et mesurées sur le prototype est de l'ordre de 1,2. Les énergies mesurées sur le prototype sont inférieures à celles estimées.

3.3.7.4 Analyse des résultats concernant la diode DC+

La figure 3.42 présente le rapport entre l'énergie déduite des mesures réalisées sur le prototype MV7306 NPP et les énergies déduites des données constructeur pour la diode horizontale DC+.

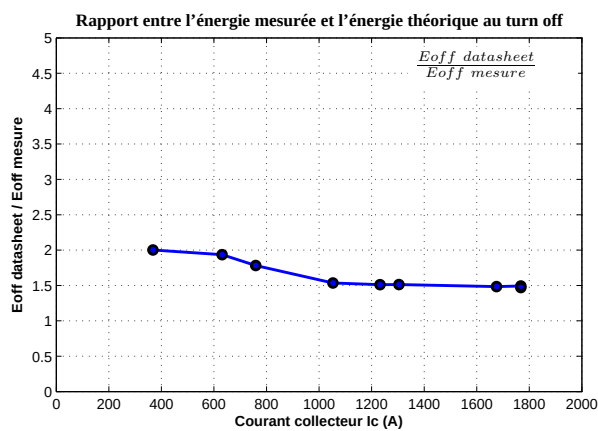


FIG. 3.42 – Rapport des énergies théoriques (données constructeur) et des énergies mesurées sur la diode DC+ au turn-off

Le rapport des énergies entre la théorie (spécification constructeur) et la mesure est supérieur ou égal à 1.5. Le prototype est plus avantageux au niveau des pertes de ces diodes.

3.3.7.5 Bilan de l'analyse des énergies mesurées sur les différents composants

Le gain obtenu entre les énergies données par les spécifications des composants et les mesures, pour chacun des composants du bras NPP, est donné dans le tableau 3.13.

Composant	Gain au turn-on	Gain au turn-off
T2+	0%	+40%
TC+	>15%	+20%
D2+		>20%
DC+		>50%

TAB. 3.13 – Gain obtenu entre les énergies théoriques attendues et les énergies expérimentales

Le gain (qui équivaut au rapport $\frac{E_{on\text{spécification}}}{E_{on\text{mesure}}}$ ou $\frac{E_{off\text{spécification}}}{E_{off\text{mesure}}}$) est toujours supérieur ou égal à 0, ce qui signifie que l'on a moins de pertes sur le prototype que ce que prédisait la spécification du constructeur. Ce point va être étudié plus en détails dans le chapitre suivant.

CONCLUSION :

L'analyse des rapports d'énergie entre la prédétermination théorique à l'aide des données constructeur et les mesures effectuées sur le prototype MV7306 NPP montre que les pertes sur ce dernier sont plus pessimistes en théorie.

En effet, les rapports d'énergie sont supérieurs à 1 dans la majorité des commutations étudiées.

3.3.8 Comparaison des pertes théoriques et mesurées dans les radiateurs

Afin de vérifier que les mesures des pertes dissipées concordent avec les calculs théoriques, les puissances dissipées mesurées dans les radiateurs R_{D1} à R_{D6} vont être comparées avec les pertes théoriques.

Pour cela, il faut étudier le point de fonctionnement à $\cos\varphi = 1$ afin de vérifier la valeur des pertes dissipées dans T2+, T1+ et DC+ car seuls ces composants possèdent des pertes par commutation non nulles à ce point de fonctionnement.

Ensuite, une étude des pertes à $\cos\varphi = -1$ permettra de vérifier les pertes dans les diodes verticales ainsi que dans l'IGBT TC+.

Les figures qui suivent présentent la comparaison entre les pertes mesurées aux niveau des radiateur de la pile MV7306 NPP et les pertes théoriques estimées. Ces pertes théoriques ne sont pas les pertes attendues en fonction des caractéristiques Toshiba mais **les pertes théoriques obtenues après adaptation des énergies calculées à partir des mesures.**

3.3.8.1 Etude pour une fréquence de commutation de 450Hz, un facteur de puissance de 1 et un indice de modulation de 0.95

La figure 3.43 présente la comparaison théorique et expérimentale de l'évolution des pertes dissipées dans les radiateurs du groupe A (figure 2.9 page 70) en fonction du courant collecteur.

Les pertes théoriques et expérimentales concordent pour les 6 radiateurs étudiés. Ceci valide le calcul théorique des pertes et la valeur des énergies au turn-on et au turn-off.

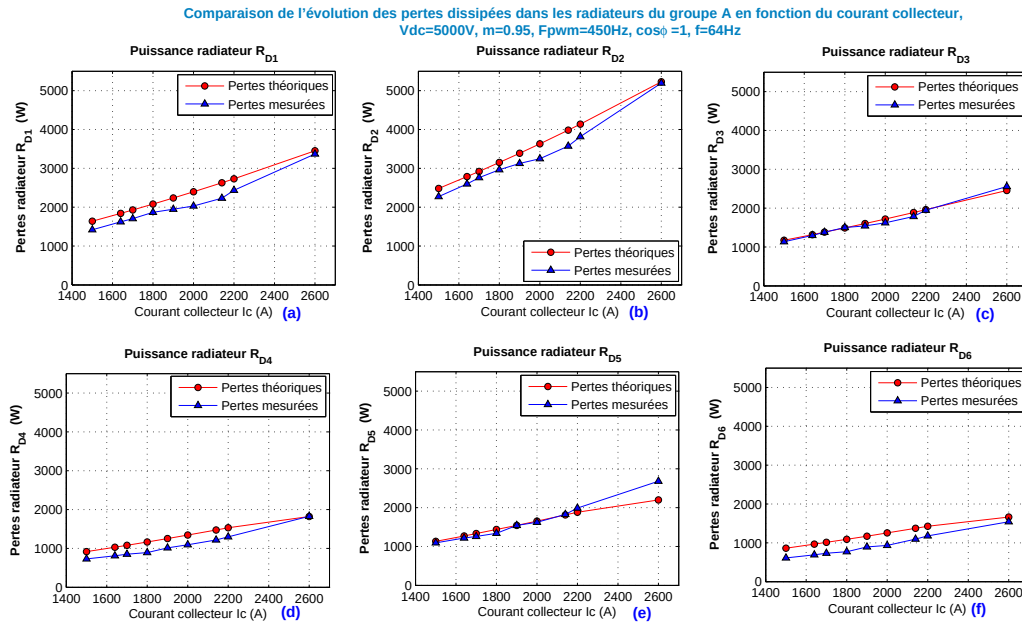


FIG. 3.43 – Comparaison de l'évolution des pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{pwm}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.9$, $V_{dc}=5000\text{V}$

La figure 3.44 présente la comparaison de l'évolution des rapports de puissance entre la théorie et l'expérimentation des pertes dissipées dans les radiateurs du groupe A en fonction du courant collecteur.

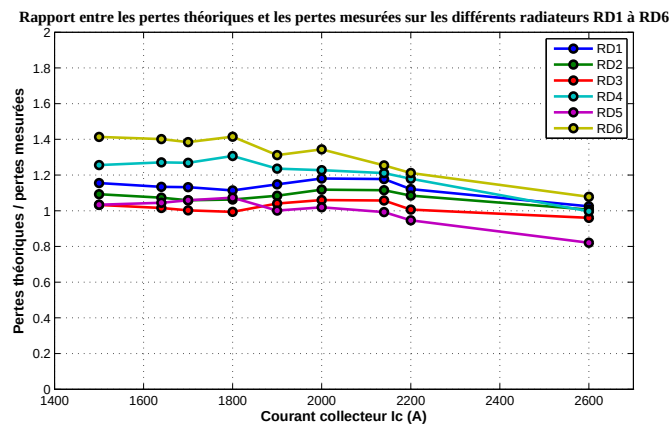


FIG. 3.44 – Comparaison de l'évolution des rapports entre les pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{pwm}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.9$, $V_{dc}=5000\text{V}$

Le rapport entre les puissances théoriques et mesurées au niveau de chaque radiateur en fonction du courant collecteur est globalement proche de 1. L'erreur maximale commise est de 40% sur le radiateur RD6. Cette valeur est à analyser avec précaution. En effet, lorsque le facteur de puissance est égal à 1, il n'y a quasiment pas de pertes dans les IGBT TC+ et TC-. La différence de puissance se fait au niveau des pertes dans les diodes DC+ et DC-. Seulement, les pertes dans ces dernières sont négligeables par rapport aux pertes dans les IGBTs. Ainsi, le fort pourcentage d'erreur vient de la faible valeur des pertes dans les diodes.

L'erreur entre la théorie et la mesure dans le cas des 3 premiers radiateurs (RD1, RD2 et RD3) est inférieure à 20%. L'estimation des pertes dans le bras NPP est donc suffisamment précise

pour pouvoir s'y fier.

A $\cos\phi=1$, seuls les couples de composants $\{T2+, T1+, T2-, T1-\}$ et $\{DC+, DC-\}$ conduisent et commutent avec des pertes non nulles. Les IGBTs $TC+$ et $TC-$ ne font que conduire. Il faut maintenant valider le calcul sur les autres composants, à savoir les couples $\{D2+, D1+, D2-, D1-\}$ ainsi que $\{TC+, TC-\}$. Pour cela, nous allons étudier le même point de fonctionnement mais avec un facteur de puissance négatif.

3.3.8.2 Etude pour une fréquence de commutation de 450Hz, un facteur de puissance de -1 et un indice de modulation de 0.95

La figure 3.45 présente la comparaison théorique et expérimentale de l'évolution des pertes dissipées dans les radiateurs du groupe A en fonction du courant collecteur pour un facteur de puissance égal à -1.

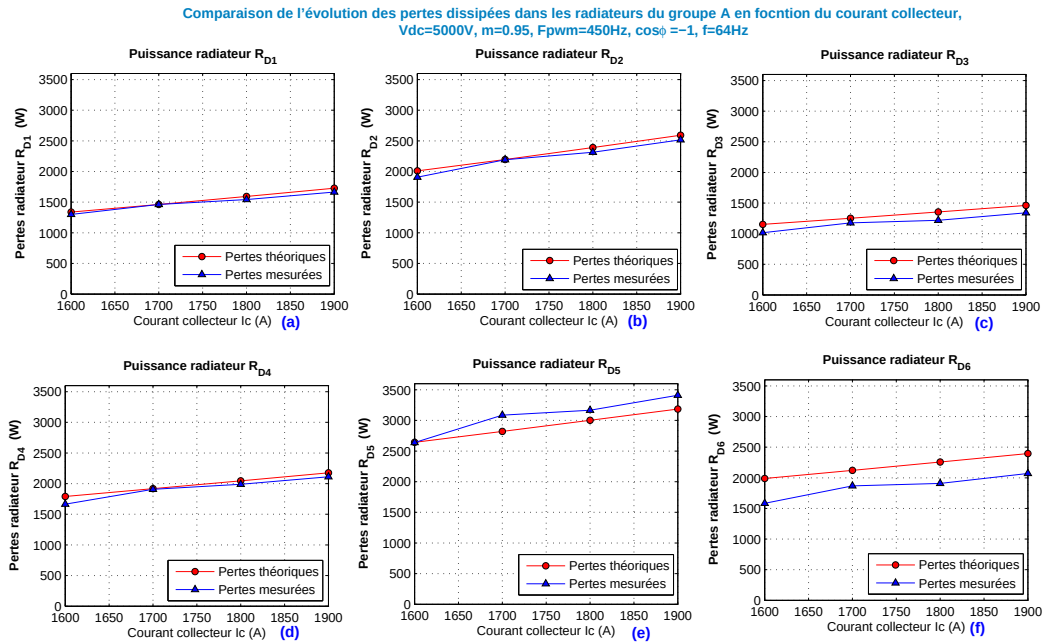


FIG. 3.45 – Comparaison de l'évolution des pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A (figure 2.9 page 70) pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{pwm}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=-1$, $m=0.9$, $V_{dc}=5000\text{V}$

Les puissances dissipées dans les radiateurs concordent entre la théorie et la pratique, ce qui signifie que les énergies calculées dans les couples de composants $\{D2+, D1+, D2-, D1-\}$ ainsi que $\{TC+, TC-\}$ sont correctes.

La figure 3.46 présente la comparaison de l'évolution des rapports de puissance entre la théorie et l'expérimentation des pertes dissipées dans les radiateurs du groupe A en fonction du courant collecteur.

L'erreur commise entre la théorie et la mesure sur le prototype est, dans la majorité des points, inférieure à 20%. L'erreur sur les radiateurs $RD4$, $RD5$ et $RD6$ est inférieure à celle obtenue pour un facteur de puissance égal à 1. Dans le cas du facteur de puissance égal à -1, les IGBTs verticaux ne présentent pas de pertes. Ce sont les IGBTs horizontaux $TC+$ et $TC-$ qui possèdent les pertes les plus élevées.

Ce point de fonctionnement valide l'estimation des pertes pour un facteur de puissance égal à -1.

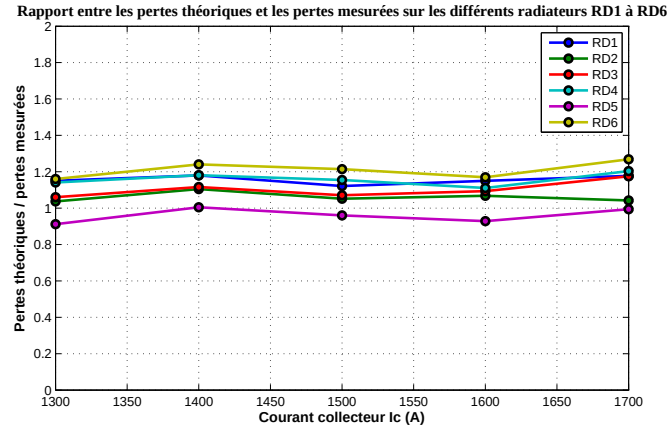


FIG. 3.46 – Comparaison de l'évolution des rapports entre les pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=-1$, $m=0.9$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$

3.3.8.3 Etude pour une fréquence de commutation de 900Hz, un facteur de puissance de 1 et un indice de modulation de 0.6

La figure 3.47 présente la comparaison théorique et expérimentale de l'évolution des pertes dissipées dans les radiateurs du groupe A en fonction du courant collecteur pour un facteur de puissance égal à 1 et une fréquence de commutation de 900Hz.

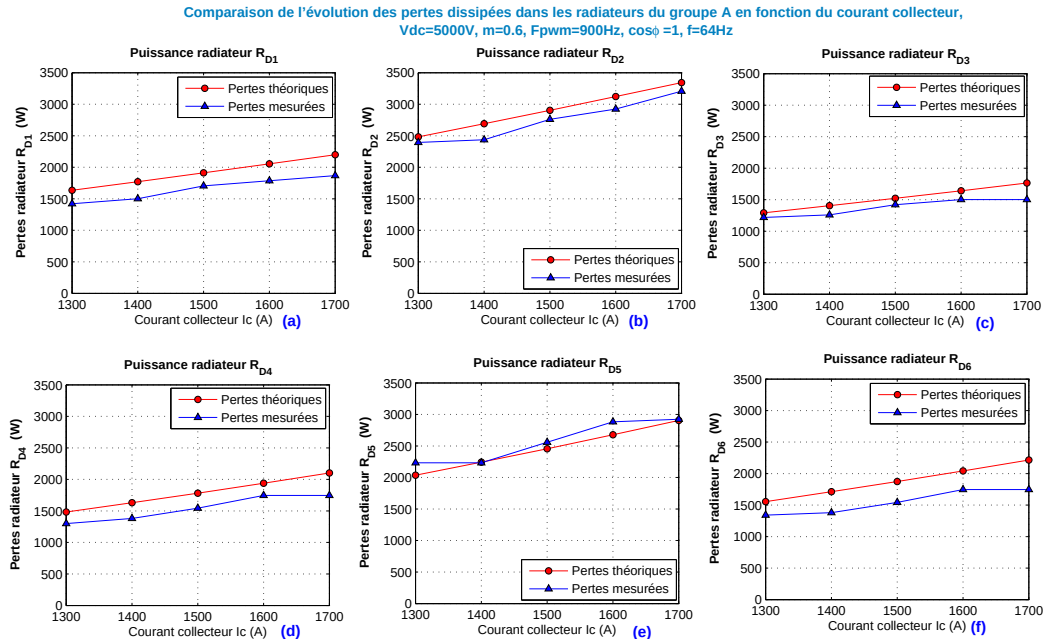


FIG. 3.47 – Comparaison de l'évolution des pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=900\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.6$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$

La figure 3.48 présente la comparaison de l'évolution des rapports de puissance entre la théorie et l'expérimentation des pertes dissipées dans les radiateurs du groupe A en fonction du courant collecteur.

Lorsque la fréquence de commutation augmente, les pertes par commutation augmentent. Ici, la fréquence de commutation est double par rapport aux deux points précédemment étudiés. Pour autant, le rapport entre la puissance théorique et la mesure est très proche de 1 dans le cas des radiateurs RD1, RD2 et RD4.

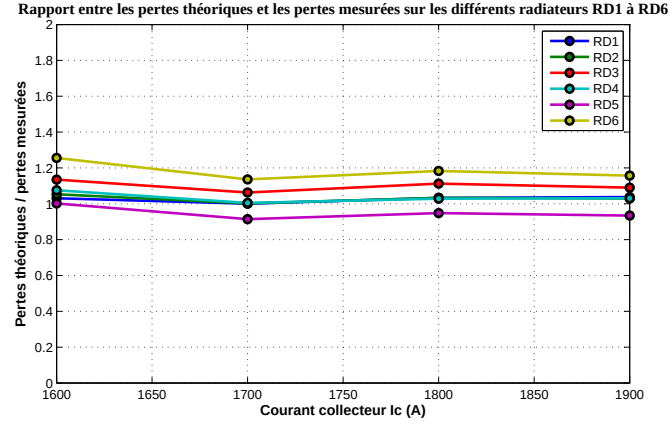


FIG. 3.48 – Comparaison de l'évolution des rapports entre les pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=900\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.6$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$

CONCLUSION :

La mesure des énergies sur les composants du bras NPP a permis de déterminer de nouveaux paramètres $Ki_{E_{ON}}$, $K0_{E_{ON}}$, $Ki_{E_{OFF}}$ et $K0_{E_{OFF}}$ qui sont propres au prototype MV7306 NPP. Avec ces nouvelles valeurs, l'outil de calcul analytique des pertes a été modifié. Ainsi, les pertes mesurées et les pertes prédéterminées avec les données de commutation sont tout à fait similaires, ce qui n'est pas le cas si l'on se tient aux données des spécifications du composant.

3.3.9 Courants maximums atteints expérimentalement

Afin de quantifier les performances de l'onduleur NPP, différents points de fonctionnement ont été testés sur le prototype. Pour chaque point de fonctionnement testé, les pertes dans la structure ainsi que les courants et tensions dans les différents composants ont été visualisés.

3.3.9.1 Courant de charge " I_{charge} " égal à 2600A rms

Pour ce point de fonctionnement, les températures de jonction des IGBTs T2+ et T1+ atteignent théoriquement les 122°C , ce qui est à la limite de la destruction thermique.

La figure 3.49 présente les tensions collecteur-émetteur des IGBTs T2+ (a) et TC+ (b) ainsi que leur courant collecteur lors d'un fonctionnement à 2600A. Le facteur de puissance étant égal à 1, les commutations au niveau de l'interrupteur TC+ se font à tension nulle.

Bien que les formes d'onde ne semblent pas déformées dû à une forte valeur du courant commuté, il n'y a pas eu d'essais au delà de 2600A de façon à ne pas détruire le banc de test. En effet, la température moyenne de jonction des IGBTs verticaux atteint 122°C , température très proche de celle donnée dans les données constructeur mais qui est au delà de la limite thermique que l'on s'impose, c'est à dire 100°C . Aucun convertisseur ne sera spécifié et vendu si la température des composants pour un point de fonctionnement donné se trouve au delà des 100°C .

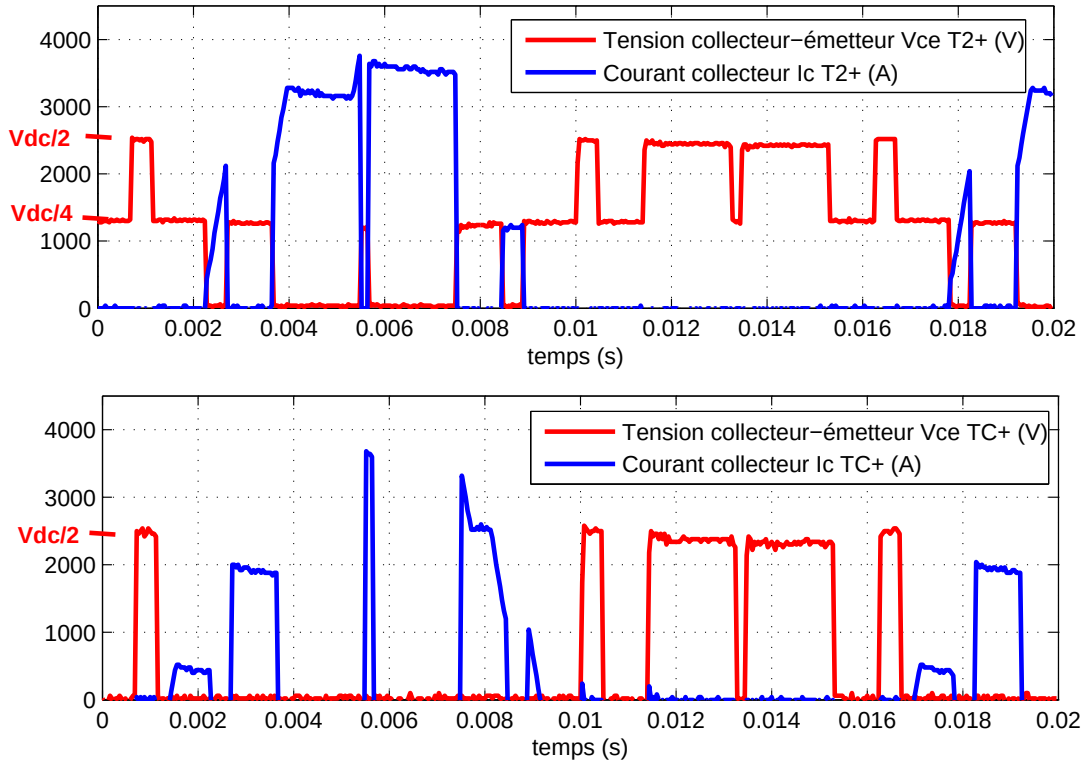


FIG. 3.49 – Visualisation des tensions Vce aux bornes de T2+ et TC+ ainsi que le courant dans ces composants obtenus pour le point de fonctionnement suivant : $I=2600\text{A}$, $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$

La figure 3.50 détaille la tension collecteur-émetteur et le courant collecteur de l'IGBT T2+ lors d'une commutation turn-off à 2600A.

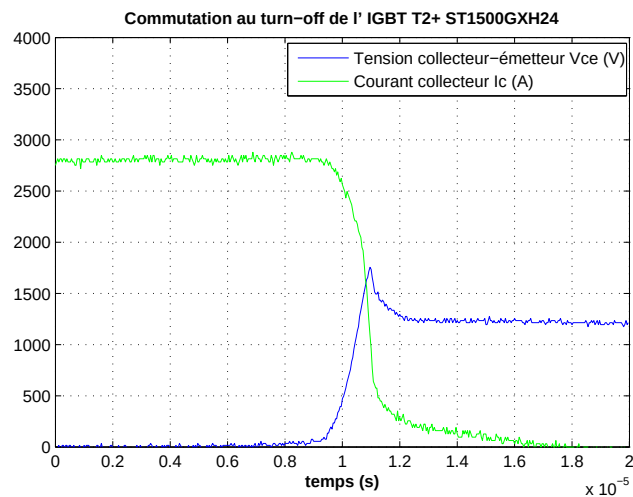


FIG. 3.50 – Visualisation d'un turn-off de T2+ pour le point de fonctionnement suivant : $I=2600\text{A}$, $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$

La tension Vce ne présente pas de caractéristiques laissant à penser que la commutation va être destructrice pour le composant. En effet, il n'y a pas de changement de pente au niveau de cette tension laissant paraître une avalanche dynamique.

3.3.9.2 Performances atteintes par le convertisseur et comparaison par rapport à la topologie NPC

Comme nous l'avons déjà précisé, les courants maximum atteints par le convertisseur MV7306 NPP sont de 2000A pour une fréquence de commutation de 900Hz et 2600A pour $F_{pwm}=450\text{Hz}$. Le tableau 3.14 résume les points atteints par les convertisseurs NPC et NPP expérimentalement.

Point de fonctionnement		NPC	NPP
POINT 1	Fpwm (Hz)	900	900
	I charge (A rms)	1250	2000
	RESULTAT	Casse de l'IEGT en T°	OK : Max T° = 125°C
POINT 2	Fpwm (Hz)	450	450
	I charge (A rms)	1700	2600
	RESULTAT	OK : Max T° = 135°C	OK : Max T° = 125°C

TAB. 3.14 – Comparaison des points de fonctionnement atteints avec les topologies MV7306 NPC et NPP avec une MLI sinusoïdale

Dans le cas du point de fonctionnement n°1, le courant dans le convertisseur NPP est 1.6 fois plus élevé que le courant maximum atteint dans le bras NPC. De surcroît, ce point de fonctionnement avait mené à la casse du composant à cause d'une température de jonction trop importante.

Dans le cas du point de fonctionnement n°2, la fréquence de commutation est diminuée de moitié par rapport au premier point. Le convertisseur NPP a atteint un courant 1.52 fois plus élevé que sur le bras NPC.

Les autres points de fonctionnement étudiés sont donnés en annexe D.

CONCLUSION :

Les essais effectués sur la maquette basse tension puis sur le prototype haute tension auront permis de valider plusieurs points de fonctionnement.

Les IGBTs verticaux de la topologie NPP commutent à mi-tension par rapport aux mêmes IGBTs sur le bras NPC. Leurs pertes par commutation sont donc également divisées par deux. De plus, les pertes totales des topologies NPC et NPP sont identiques. Enfin, il a été possible d'atteindre, pour un même point de fonctionnement, un courant 1.6 fois plus élevé sur un bras NPP que sur un bras NPC.

3.3.10 Définition de deux nouvelles gammes de convertisseurs

Compte-tenu de la meilleure répartition des pertes dans la structure NPP, la fréquence de découpage ou le courant de charge peuvent être augmentés en comparaison avec la topologie NPC. Ceci a donné lieu à deux gammes distinctes pour Converteam, à savoir la topologie NPP **HDI** (**H**igh **D**rive **I**nverter) et la topologie **HSI** (**H**igh **S**peed **I**nverter) qui sont exposées dans le tableau 3.15.

	MV7000 HDI	MV7000 HSI
Courant de charge	$I_n \times 1,5$	I_n
Fréquence de commutation	F_{PWM}	$F_{PWM} \times 2$

TAB. 3.15 – Caractéristiques des convertisseurs NPP HDI et HSI

Avec "**In**" la valeur du courant maximum des IGBTs utilisés dans la gamme MV7000 (Voir figure 1.11 page 50).

Le but du convertisseur HDI est d'augmenter la SOA en travaillant avec un courant élevé pour une fréquence de commutation donnée.

Dans le cas du convertisseur HSI, l'objectif est de fonctionner avec une fréquence de commutation élevée pour un courant de charge donné.

Ainsi, en mode **HDI**, le courant nominal visé pour le convertisseur MV7308 NPP est de 2600A pour une fréquence de commutation de 450Hz en MLI H3 (soit 900Hz en MLI GDPWM).

En mode **HSI**, le courant nominal visé pour le convertisseur MV7308 NPP est de 1800A pour une fréquence de commutation de 900Hz en MLI H3 (soit 1800 Hz en MLI GDPWM).

Le tableau 3.16 présente les caractéristiques des topologies NPC et NPP dans les gammes MV7306 et MV7308. Dans le cas de la topologie NPP, les caractéristiques des configurations HSI et HDI sont présentées.

CARACTÉRISTIQUES	MV7306		MV7308	
	NPC	NPP	NPC	NPP
Tension bus (V)	5000	5000	5000	5000
Tension commutée min (V)	2500	1250	2500	1250
Tension commutée max (V)	2500	2500	2500	2500
Nombre d'IGBTs	4	6	4	6
Nombre de diodes	2		6	6
Nombre de radiateurs	8	9	15	9
Courant nominal (A)	1350	HDI : 1800, HSI : 1350	1800	HDI : 2600, HSI : 1800
P_{max} à $\cos\varphi=0.8$ (MW)	6	HDI : 8, HSI : 6	8	HDI : 12, HSI : 8

TAB. 3.16 – Comparaison des performances des convertisseurs MV7306 et MV7308 dans les topologies NPC et NPP

Le courant nominal du convertisseur MV7306 NPP en mode HDI est 33% plus élevé que le courant du convertisseur MV7306 NPC. Dans le cas du convertisseur MV7308 NPP, le courant nominal est 44% plus élevé que pour le convertisseur MV7308 NPC. L'augmentation du gain entre les gammes MV7306 et MV7308 correspond au rapport du nombre de puces dans les composants utilisés. En effet, dans le cas du convertisseur MV7306 NPP, des IGBTs avec diodes intégrées sont utilisées. Le boîtier press-pack possède alors 12 puces de diodes et 30 puces d'IGBTs. Dans le cas du convertisseur MV7308 NPP, les IGBTs et diodes se trouvent dans deux boîtiers press-pack différents, le boîtier correspondant à l'IGBT possède 42 puces d'IGBTs et le boîtier correspondant aux diodes possède 21 puces de diodes.

D'après le tableau 3.16, on remarque que la puissance atteinte par le convertisseur MV7306 NPP en mode HDI est **33%** plus élevée que le convertisseur MV7306 NPC. De même, la puissance atteinte par le convertisseur MV7308 NPP en mode HDI est **50%** plus élevée que pour le convertisseur MV7308 NPC.

3.4 Conclusion

La partie expérimentale s'est découpée en deux phases : la validation sur une maquette basse tension et une validation sur le prototype MV7306 NPP.

Dans le cas de la maquette basse tension, il a été possible de valider le fonctionnement de la structure NPP et la théorie qui en avait été faite. La tension simple en sortie du bras NPP est identique à celle obtenue sur le bras NPC et les pertes totales des deux bras sont identiques.

Grâce à la mise en série de composants, associée au dispositif d'équilibrage des tensions, la tension commutée par les composants verticaux est deux fois plus faible que celle commutée par les IGBTs du bras NPC. Concernant ce prototype, il n'était pas possible de valider plus de points, notamment concernant les pertes car les IGBTs dissipaient trop peu de pertes.

Le prototype haute tension a permis d'aller plus loin dans le processus de validation. En effet, après avoir validé les formes d'onde au niveau des composants, les pertes théoriques ont été comparées aux pertes mesurées sur le prototype. Dans un premier temps, la différence entre la mesure et la théorie était assez importante. Après considération des énergies réellement mises en jeu sur le prototype, une nouvelle campagne de mesures a permis de montrer que l'erreur entre la théorie et la mesure était inférieure à 20%, ce qui est suffisamment faible pour valider la théorie et l'outil de calcul analytique des pertes. De plus, les pertes théoriques sont supérieures ou égales à la pratique, c'est à dire que l'étude théorique est plus pessimiste que la réalité, ce qui est préférable par rapport au cas inverse.

Dans le cadre des études menées sur le dispositif d'équilibrage des tensions du prototype moyenne tension, nous avons montré que l'absence de système d'équilibrage dégrade fortement la structure NPP et que la répartition des pertes entre les deux composants en série n'est plus assurée. En ajoutant un circuit d'équilibrage passif aux bornes des composants en série, on améliore fortement l'équilibrage mais une différence de tension non négligeable subsiste. En utilisant un système d'équilibrage à la fois passif et actif, modifiant le courant de grille de l'un des composants en série, l'équilibrage des tensions commutées des deux composants en série devient remarquablement efficace. C'est en s'appuyant sur ce résultat que la suite des études sur la structure NPP prend son sens.

Il est maintenant important de comprendre pourquoi les puissances mesurées au départ ne convergeaient pas avec la mesure. Plusieurs points déjà cités peuvent être à l'origine de cette différence, à savoir la température de jonction des composants du prototype qui est inférieure à la température donnée par la spécification du composant (c'est à dire 125°C). L'inductance de commutation du circuit est également différente. Les circuits RC pour l'équilibrage des tensions influent sûrement sur les commutations, mais il est important de connaître dans quelles proportions leur présence joue-t-elle sur la valeur des énergies de commutation. Enfin, la tension de commutation des IGBTs verticaux, égale au quart de la tension du bus continu, peut avoir des influences favorables sur ces derniers en comparaison avec des IGBTs d'un bras NPC qui commutent une tension double.

Ces points vont être abordés dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Etude du comportement des IGBTs lors des commutations à mi-tension

Sommaire

4.1	Introduction	137
4.2	Etude sur une puce d'IGBT	138
4.2.1	Objectifs du banc de test monocoup sur puce	138
4.2.2	Schéma électrique du banc de test	138
4.2.3	Description détaillée du banc de test	139
4.2.4	Dimensionnement des composants du banc de test	141
4.2.5	Comportement de l'IGBT lors des turn-on et turn-off	143
4.2.6	Les paramètres influençant les pertes par commutation	146
4.2.7	Equations du circuit avec RC d'équilibrage	148
4.2.8	Mesures effectuées sur le banc de test monocoup	150
4.2.9	Etude du circuit lors de commutations au turn-on	151
4.2.10	Etude du circuit lors de commutations au turn-off	154
4.2.11	Evolution de la queue de courant en fonction de la tension commutée	157
4.2.12	Comparaisons au turn-off et turn-on	158
4.2.13	Comparaison entre une commutation de puce et d'IGBT	159
4.2.14	Conclusion	160
4.3	Etude sur un IGBT entier	161
4.3.1	Le banc de test monocoup sur IGBT entier	161
4.3.2	Les premières mesures monocoup	162
4.3.3	Etude des circuits de commutation du bras NPP : schémas équivalents de commutation	167
4.4	Conclusion	175

La partie expérimentale présentée dans le chapitre précédent a souligné le fait qu'il existait une différence entre les pertes théoriques des IGBTs et les pertes mesurées. Ceci peut s'expliquer par le fait que les paramètres liés au fonctionnement de l'onduleur NPP sont différents de ceux donnés par les spécifications des constructeurs.

En effet, la température de jonction des composants n'était pas de 125°C en permanence pour les essais mais se situait plutôt aux environs de 80°C . L'inductance de commutation du circuit est inférieure à celle qui a été utilisée par le fabricant d'IGBTs pour qualifier les valeurs d'énergie en fonction du courant collecteur.

Un autre point qui diffère entre le prototype et les données constructeur est que les IGBTs verticaux possèdent des circuits RC d'équilibrage à leurs bornes afin d'assurer l'équilibrage des tensions. Cette différence est à analyser plus finement.

4.1 Introduction

Comme l'indique P. Aloïsi dans son livre [Alo01], le premier objectif des concepteurs de système est la fiabilité. La fiabilité des convertisseurs peut être améliorée grâce à différentes possibilités :

- Les marges de sécurité
- Les systèmes de protection
- Les produits fiabilisés
- La redondance

Dans le cas de la topologie NPP, la mise en série d'IGBTs permet à ces derniers de ne commuter qu'une tension égale à $V_{dc}/4$, soit deux fois moins de tension que pour une topologie NPC. Ce point améliore la fiabilité de la structure car les composants verticaux sont moins sollicités. Cette mise en série est rendue possible grâce à un système d'équilibrage des tensions passif (RC d'équilibrage) et actif.

Ce point permet également un gain au niveau des pertes par commutation dans les composants verticaux en comparaison avec les mêmes composants d'une structure NPC classique.

La réduction des pertes par commutation permet de réduire la température de jonction des IGBTs. En effet, pour des composants commutant des puissances supérieures au MVA, les pertes sont un critère majeur de dimensionnement. Ces pertes entraînent une augmentation de la température de jonction du composant. La température limite d'utilisation du composant est fixée à 125°C, ce qui correspond à la limite thermique de sécurité fixée par le constructeur.

Ainsi, la thermique a un impact direct sur le fonctionnement des composants de forte puissance. Les variations de température sont également à prendre en considération car elles ont une influence directe sur la durée de vie du composant.

Aussi, l'objectif de ce chapitre est d'étudier en détails le comportement des IGBTs lors de commutation à mi-tension grâce à des essais expérimentaux sur une puce d'IGBT puis sur un IGBT entier afin d'expliquer le gain obtenu sur le prototype MV7306 NPP par rapport aux données constructeur.

L'étude se découpe en deux parties. La première consiste à étudier l'influence de différents paramètres sur les pertes dans les composants semi-conducteurs. Elle sera effectuée sur des puces d'IGBT.

La seconde partie consiste à effectuer des essais monocoups sur un IGBT entier, de façon à reproduire les formes d'onde en tension et en courant qui ont été obtenues sur le prototype MV7306 NPP.

Nous montrons que si le schéma de réalisation du banc de test monocoup ne prend pas en compte les différents paramètres intervenant lors de la commutation d'un bras NPP, les formes d'onde en courant et en tension produites lors des commutations du banc de test diffèrent de celles obtenues sur le prototype.

Après une analyse fine des commutations d'un bras NPP, nous proposons un schéma équivalent de commutation du bras NPP prenant en compte les inductances parasites présentes sur les chemins de commutation et les circuits équivalents des systèmes d'équilibrage des tensions. Le banc de test monocoup réalisé à partir de ce schéma permet, comme nous le montrons à la fin du chapitre, de reproduire les commutations typiques d'un bras NPP.

4.2 Etude sur une puce d'IGBT

4.2.1 Objectifs du banc de test monocoup sur puce

Le but du banc de test monocoup sur puce d'IGBT est de comprendre l'influence des paramètres qui peuvent influencer sur une différence au niveau des énergies de commutation des composants IGBTs et diodes. Ces paramètres peuvent être la valeur de la résistance de grille, le serrage de la pile, la valeur de l'inductance de commutation du circuit.

Les principaux phénomènes qui nous intéressent et dont l'influence sera étudiée en détails sont :

1. Température de jonction des semi-conducteurs
2. Tension commutée par le composant
3. Présence d'un circuit RC d'équilibrage

La particularité de ce banc de test est que l'on travaille non pas sur un IGBT press pack mais uniquement sur une des puces que contient cet IGBT. L'avantage de ne travailler que sur une puce est la simplicité de mise en oeuvre du banc de test.

De plus, la caractérisation d'une puce d'IGBT n'a jamais été étudiée au sein de Converteam.

Un autre avantage de la puce IGBT est que la pile sur laquelle est montée le composant est rapidement modulable, les contraintes de montage à respecter sont plus restreintes.

4.2.2 Schéma électrique du banc de test

La figure 4.1 présente le circuit électrique de test de la puce IGBT.

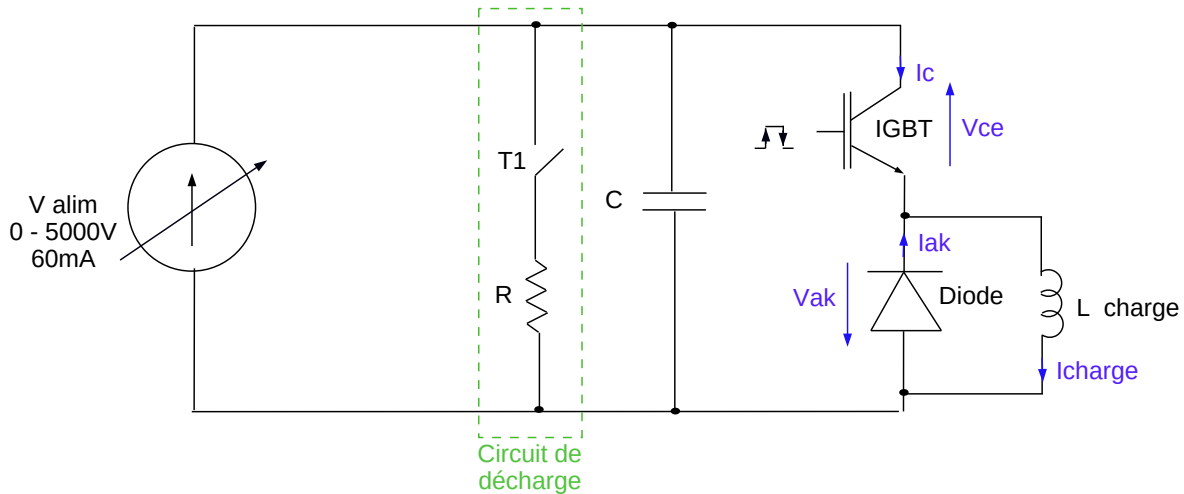


FIG. 4.1 – Schéma électrique de la pile de test

L'alimentation du circuit est assurée par une source de tension variable (0-5000V ; 60mA). Un circuit de décharge à l'aide d'un relais est connecté aux bornes de l'alimentation afin de décharger rapidement le condensateur du bus continu.

La figure 4.2 représente le schéma de test avec le détail de la commande de l'IGBT.

La commande de grille de l'IGBT se fait avec une tension V_{ge} comprise entre -15V et +15V. En effet, à cause des capacités élevées de Miller des IGBTs et pour éviter l'apparition d'un court-circuit ponctuel dans les bras d'onduleur, il est recommandé par la plupart des constructeurs d'utiliser une commande négative de grille au blocage pour les IGBTs de fort calibre.

Le courant maximum admissible donné par la SOA d'un IGBT ST1500GXH24 est de 3000A pour 30 puces IGBT. Ainsi, dans notre cas, le courant maximum qui respecte la SOA est de $I=100A$.

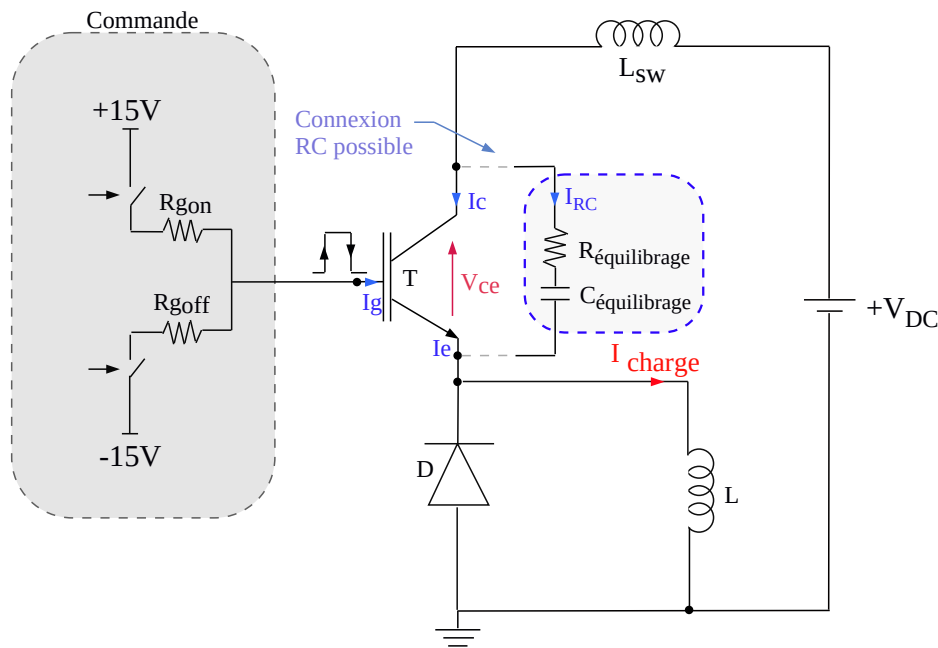


FIG. 4.2 – Détail de la commande de l'IGBT

L'inductance de commutation est modélisée par l'inductance L_{sw} .

Les mesures prises sur ce banc de test sont détaillées dans le tableau 4.1 avec les appareils de mesure correspondant :

Mesure	Appareil de mesure	Calibre	Bande passante
I_c	Sonde Pearson	0.1 V/A	20MHz
I_{rc}	Sonde Pearson	0.1 V/A	20MHz
I_g	Sonde Pearson	0.1 V/A	20MHz
V_{ce}	Sonde différentielle Tektronix	1000V	20MHz
V_{ge}	Sonde différentielle Tektronix	1000V	20MHz
T° IGBT	Sonde PT100 MM6RTD TCSA	précision : 0.3°C	

TAB. 4.1 – Mesures effectuées sur le banc de test et appareils de mesure correspondants

4.2.3 Description détaillée du banc de test

La figure 4.3 présente le schéma du banc de test de la puce IGBT. Le maintien des pièces est réalisé par la mise en pression des composants grâce à un clamp vissé sur un socle.

On peut observer sur la figure 4.3 des plaques de molybdène. Ces parties conductrices permettent le maintien des IGBTs et une bonne liaison électrique. Le molybdène est utilisé car ce matériau se déforme peu sous les fortes pressions de montage et son coefficient d'expansion thermique est proche de celui du silicium.

Le collecteur de l'IGBT est référencé à la masse afin de pouvoir accéder plus facilement à la grille de l'IGBT. On peut d'ailleurs voir sur la figure 4.4 la connexion de la grille qui se fait grâce à un morceau de métal.

Une **cartouche chauffante**, placée dans le socle en aluminium sur lequel se trouve l'IGBT, va nous permettre d'effectuer des commutations à des températures élevées, afin de recréer les

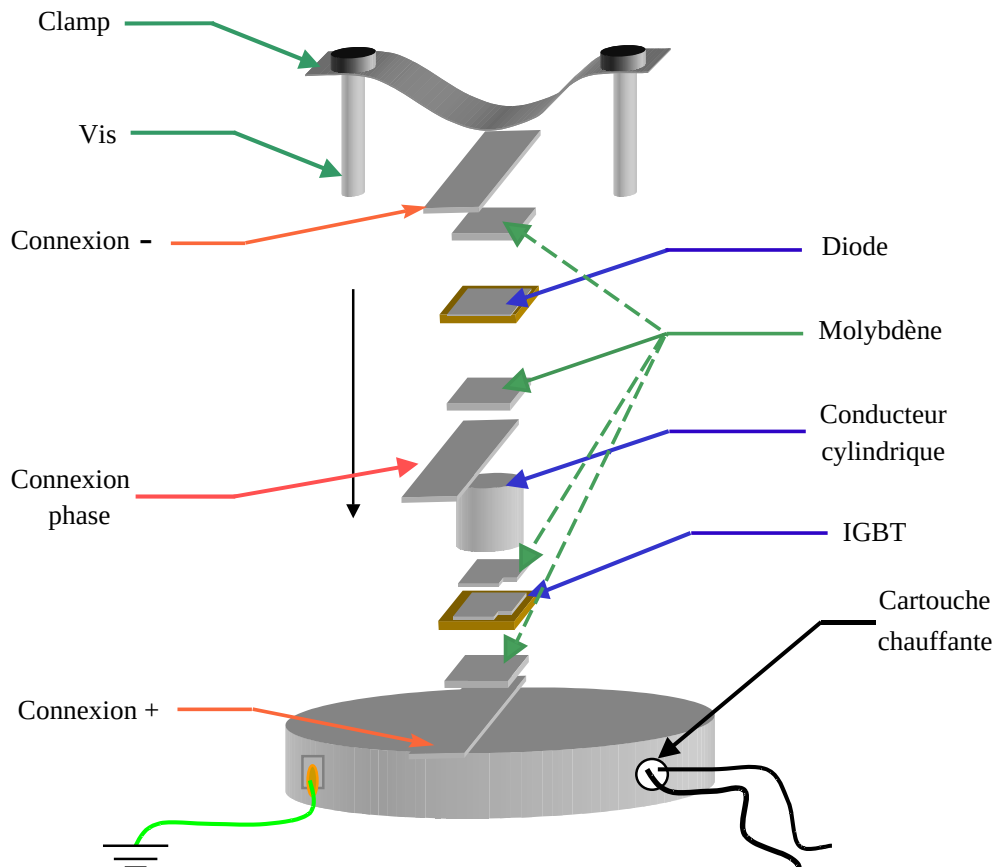


FIG. 4.3 – Schéma de montage de la pile de test

conditions de fonctionnement de l'IGBT lorsqu'il est placé dans la pile. Un thermocouple donnera la valeur de la température sur le socle, température qui sera assez proche de la celle atteinte au niveau de la jonction de la puce IGBT.

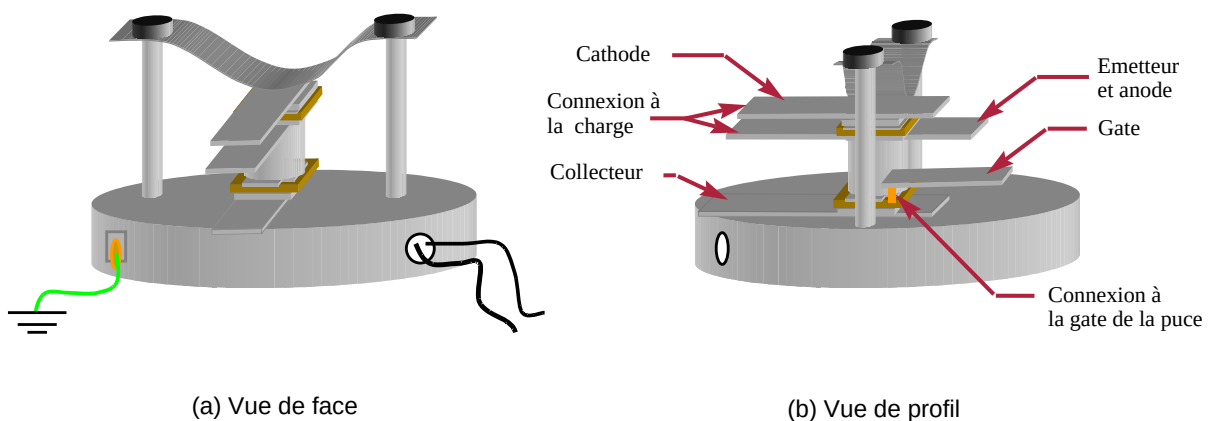


FIG. 4.4 – Schéma de montage de la pile de test avec la vue de face (a) et la vue de profil (b)

La figure 4.5 présente une photo du banc de test monocoup sur puce d'IGBT ainsi que le détail de la pile sous test.

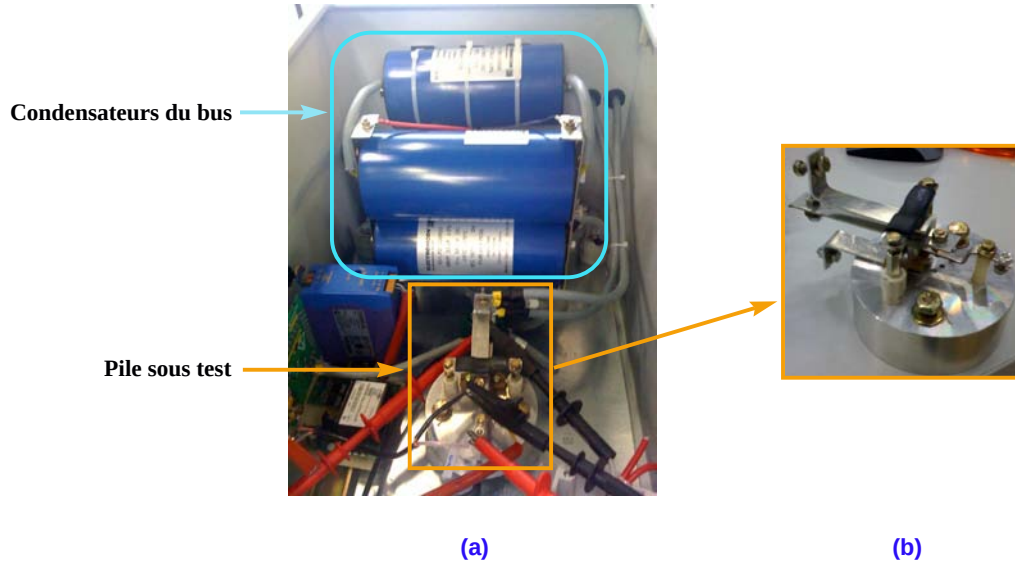


FIG. 4.5 – Photo du banc de test monocoup sur puce d'IGBT dans son coffret (a) et détail de la pile de test (b)

4.2.4 Dimensionnement des composants du banc de test

La valeur des composants passifs du circuit RC d'équilibrage doivent être adaptés aux paramètres du circuit de test. Ainsi, il faut tenir compte du fait que l'on travaille sur une puce d'IGBT et non sur un IGBT entier (contenant 30 puces).

4.2.4.1 Le condensateur $C_{\text{équilibrage}}$

La valeur du condensateur $C_{\text{équilibrage}}$ est divisée par 30 par rapport à la valeur calculée pour le prototype MV7306. La méthode de calcul est par ailleurs détaillée page XXXIX.

4.2.4.2 La résistance $R_{\text{équilibrage}}$

Afin de conserver la bonne constante de temps par rapport à la commutation du prototype MV7306, en restant homothétiques, la valeur de la résistance du circuit d'équilibrage est 30 fois plus élevée que celle du prototype.

4.2.4.3 L'inductance de charge

L'inductance de charge d'un banc de test monocoup sur un IGBT entier varie entre $400\mu H$ et $100\mu H$. Nous allons donc multiplier par 30 la valeur la plus faible de cette inductance de charge pour obtenir la valeur théorique de la self de charge qu'il faudrait avoir approximativement sur le banc de test monocoup de puce d'IGBT, de manière à ce que le temps de réponse soit le même sur le prototype et sur le banc de test. Nous obtenons alors $L=3mH$.

4.2.4.4 Les condensateurs du bus DC

La valeur des condensateurs du bus DC doit être choisie de manière à stabiliser la tension du bus lors des commutations. En effet, la tension du bus a tendance à s'écrouler lors des commutations de l'IGBT. Lorsque l'on commute, on obtient le schéma équivalent composé d'un condensateur en série avec l'inductance de charge.

L'énergie du condensateur est emmagasinée par l'inductance, on peut donc écrire :

$$E_C = E_L \quad (4.1)$$

En notant V_i la valeur initiale de la tension de bus avant commutation et V_f sa valeur finale, on en déduit l'expression des énergies mises en jeu dans le circuit par l'équation 4.2 :

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}C \times (V_i^2 - V_f^2) \quad (4.2)$$

On en déduit l'expression du condensateur du bus DC :

$$C = \frac{L \times I^2}{(V_i^2 - V_f^2)} \quad (4.3)$$

La valeur de la capacité va dépendre de la chute de tension que l'on s'autorise. Ainsi, dans le cas où l'on s'autorise une chute de tension de 150V par rapport à un bus à 3000V, avec un courant de charge de 150A, la valeur de la capacité du bus sera de :

$$C = \frac{L \times I^2}{(V_i^2 - V_f^2)} = \frac{3e^{-3} \times 150^2}{(3000^2 - 2850^2)} = 77\mu F \quad (4.4)$$

Nous prendrons donc $C=99\mu F$ grâce à 3 condensateurs de $33\mu F$ en parallèle.

4.2.4.5 Les résistances de grille Ron et Roff

Les valeurs des résistances Ron et Roff sont multipliées par 30 en comparaison avec leur valeurs utilisées sur un IGBT complet lorsque l'on a 30 composants. Il faut en effet un courant de grille plus faible pour commander une puce au lieu de 30, cela se justifie par l'équation :

$$R_{g_{puce}} = \frac{V_{com} - V_{ge}}{I_{g_{puce}}} = \frac{V_{com} - V_{ge}}{I_{g_{IGBT}}/30} \quad (4.5)$$

Avec V_{com} qui correspond à la tension de commande (+15V à la fermeture et -15V à l'ouverture du composant). Ainsi, on obtient $R_{on}=150\Omega$ et $R_{off}=300\Omega$.

4.2.4.6 Bilan : valeur des composants du banc de test

Les valeurs des composants du banc de test sont précisées dans le tableau 4.2.

Composant	Valeur
C	99 μ F, 3000V
L	3.34mH et 400 μ H
puce IGBT	ST1500GXH24 Toshiba
V alim	0 - 5000V
$R_{\text{équilibre}}$	45 Ω , 3W
$C_{\text{équilibre}}$	11nF
R_{gON}	150 Ω
R_{gOFF}	300 Ω

TAB. 4.2 – Définition des composants du banc de test ainsi que leur valeur

L'inductance de câblage de la pile peut être négligée car la longueur des câbles est minimisée.

4.2.5 Comportement de l'IGBT lors des turn-on et turn-off

Avant de présenter les phases de commutation de l'IGBT, il est important de connaître les principales particularités de la structure du composant.

L'appellation IGBT est d'ailleurs employée pour des raisons de facilité, mais en réalité, le composant utilisé est un IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). La différence entre les deux composants réside dans une particularité de la structure physique de l'IEGT qui est bénéfique pour ce dernier.

La figure 4.6 présente deux structures d'IGBTs, à savoir les structures Punch Through (PT) et Non Punch Through (NPT).

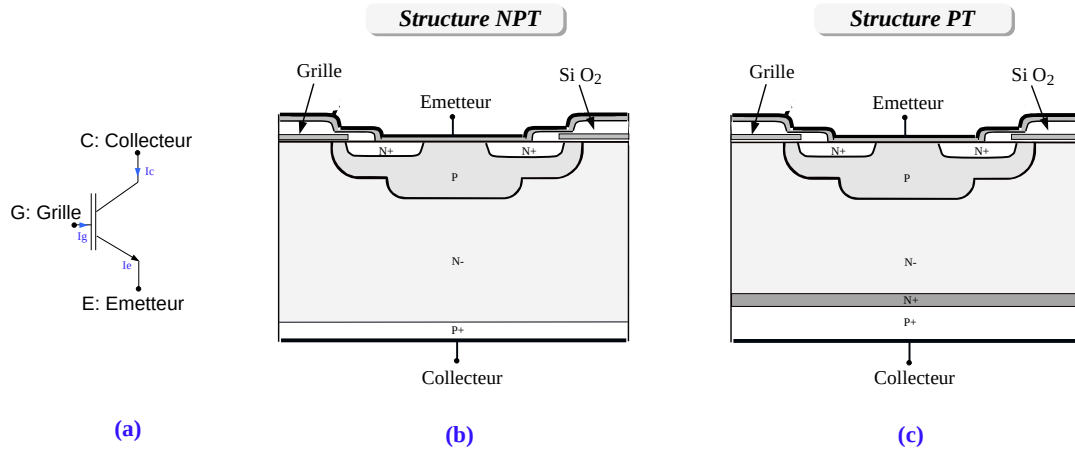


FIG. 4.6 – Symbole de l'IGBT (a) et structure basique du composant (b)

Comme l'explique [Val03], la structure NPT possède une couche P+ très mince (dite "transparente") et modérément dopée. L'objectif est de contrôler l'injection. La zone de tenue en tension est à durée de vie élevée. Le résultat est un courant de traînage de faible amplitude initiale (β de l'ordre de 10%) mais pouvant durer plusieurs microsecondes. De plus, le traînage en courant varie peu avec la température.

La structure PT possède une couche N+, dite "tampon" et est dotée d'un émetteur P+ très efficace (épais et dopé à plus 10^{18}cm^{-3}). La zone de tenue en tension est en revanche à durée de vie réduite. Le résultat est un courant de traînage d'amplitude initiale plus élevée (β pouvant atteindre 50%), mais ne durant que quelques centaines de ns. Dans cette technologie, la durée du traînage est fortement liée à la température, ce qui signifie également que les pertes augmentent avec la température.

L'IEGT, composant de type PT dont la structure est représentée sur la figure 4.7, possède une couche d'accumulation qui permet de diminuer la tension de saturation et d'augmenter la tension de blocage.

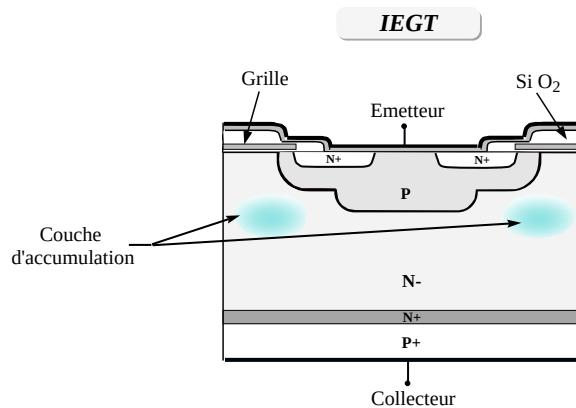


FIG. 4.7 – Structure de l'IEGT

4.2.5.1 Commutation au turn-on

La figure 4.8 illustre l'évolution temporelle des principales grandeurs électriques d'un IGBT, à savoir le courant collecteur I_c , la tension collecteur-émetteur V_{ce} et la tension grille-émetteur V_{ge} .

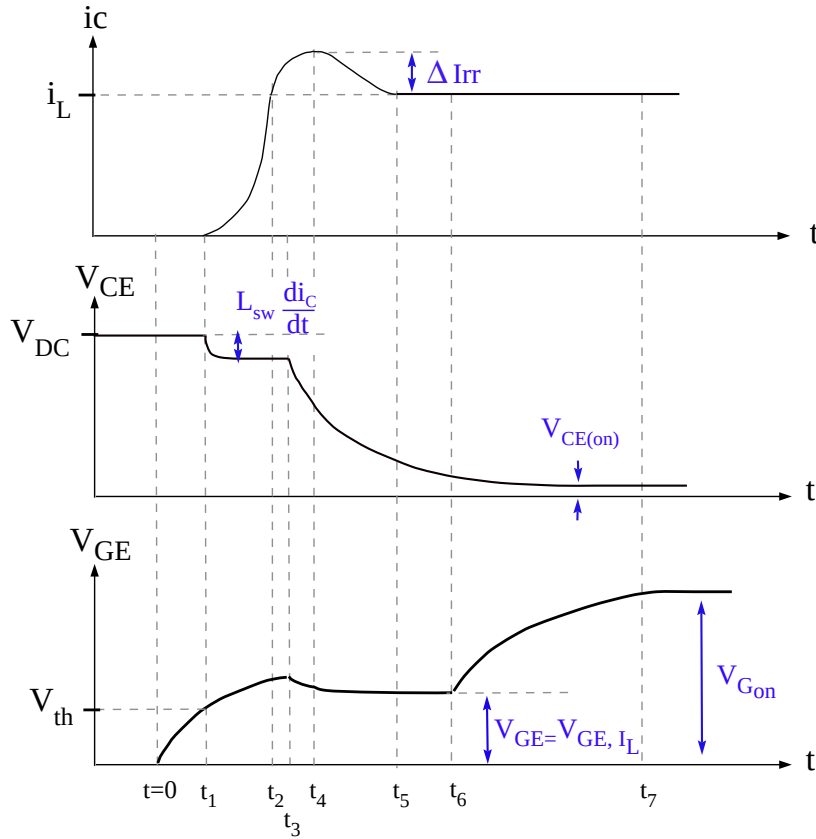


FIG. 4.8 – Formes d'onde du comportement au turn-on d'un IGBT [Lin06]

L'amorçage de l'IGBT s'effectue à partir du moment où le driver applique une tension de +15V entre la grille et l'émetteur. Lorsque la tension de grille atteint la tension de seuil V_{th} , l'IGBT entre en conduction. Lorsque le courant dans l'IGBT vaut $I_L + I_{rr}$, avec I_{rr} le courant de recouvrement de la diode, les charges stockées dans la diode ont été évacuées et donc la tension aux bornes de la diode devient négative. Pendant cette phase, la tension aux bornes de l'IGBT est égale à la tension du bus moins la tension aux bornes de l'inductance parasite due au câblage.

Durant la phase $[t_1-t_2]$, il est donc possible de mesurer la valeur de l'inductance de commutation connaissant la chute de tension V_{ce} et le di/dt du courant commuté.

4.2.5.2 Commutation au turn-off

La figure 4.9 présente les formes d'onde de l'IGBT au turn-off.

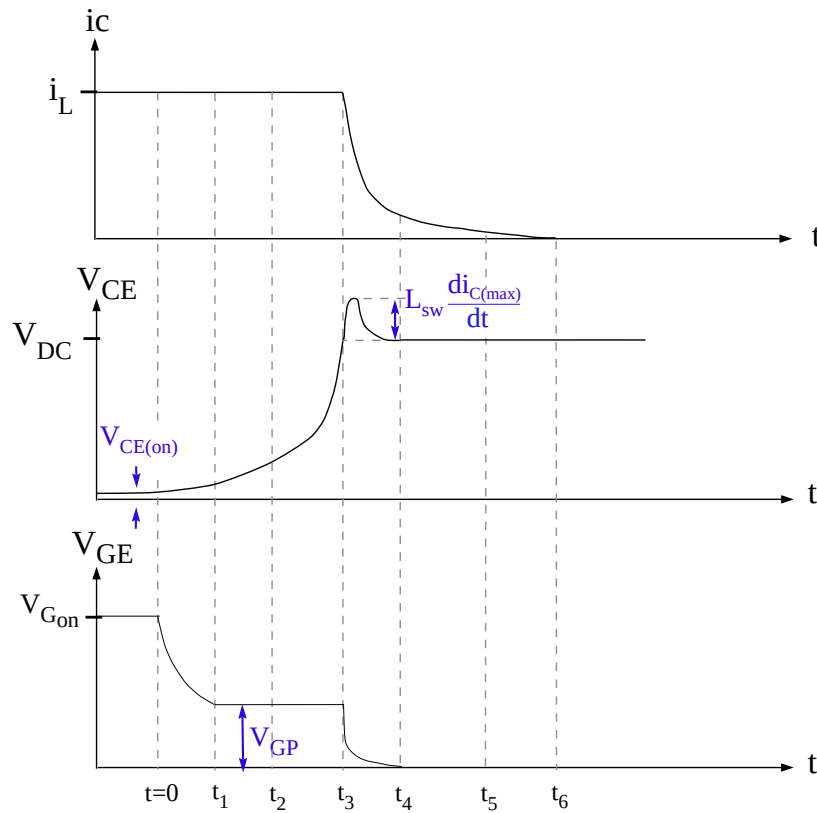


FIG. 4.9 – Formes d'onde du comportement au turn-off d'un IGBT [Lin06]

Durant le turn-off de l'IGBT, la tension V_{ce} augmente progressivement jusqu'à atteindre la tension V_{DC} qui représente la tension commutée. Ensuite, une surtension est observée. Elle est d'autant plus importante que l'inductance de commutation est élevée.

Le courant dans l'IGBT commence alors à chuter (à partir de t_3). Ce courant peut mettre plus ou moins longtemps à atteindre une valeur nulle, ce qui a pour effet d'augmenter les pertes par commutation. Ce courant est appelé le "courant de queue".

4.2.6 Les paramètres influençant les pertes par commutation

Avant d'étudier de façon détaillée l'influence des paramètres tels que la température de jonction des composants ou le RC d'équilibrage, une introduction rapide de certains autres paramètres va être faite. Ainsi, dans cette partie, il va être question de l'influence de l'inductance de commutation, de la valeur des résistances de grille de l'IGBT et du serrage de la pile. Ces paramètres seront fixes pour le reste de l'étude.

4.2.6.1 L'inductance de commutation du circuit

L'inductance de commutation L_{sw} due aux câbles était de 190nH sur le prototype MV7306 NPP. Ainsi, l'inductance de commutation du banc de test doit être 30 fois supérieure à cette valeur, soit une valeur de $L_{sw} = 5.7\mu H$. Cependant, dans un premier temps, une valeur extrêmement faible de L_{sw} va être utilisée afin d'exclure l'influence de l'inductance de commutation car le but de la manipulation est de comparer les énergies de commutation à 1250V et 2500V. On imposera alors $L_{sw} = 7nH$, valeur qui représente une connexion quasi idéale et qui est difficilement atteignable avec des IGBTs entiers.

La mesure de l'inductance L_{sw} de commutation est réalisée par la mesure du di/dt lors du turn-on de l'IGBT. Les courbes de la figure 4.10 montrent l'influence de deux câblages différents sur les di/dt , les dV et sur la valeur de L_{sw} .

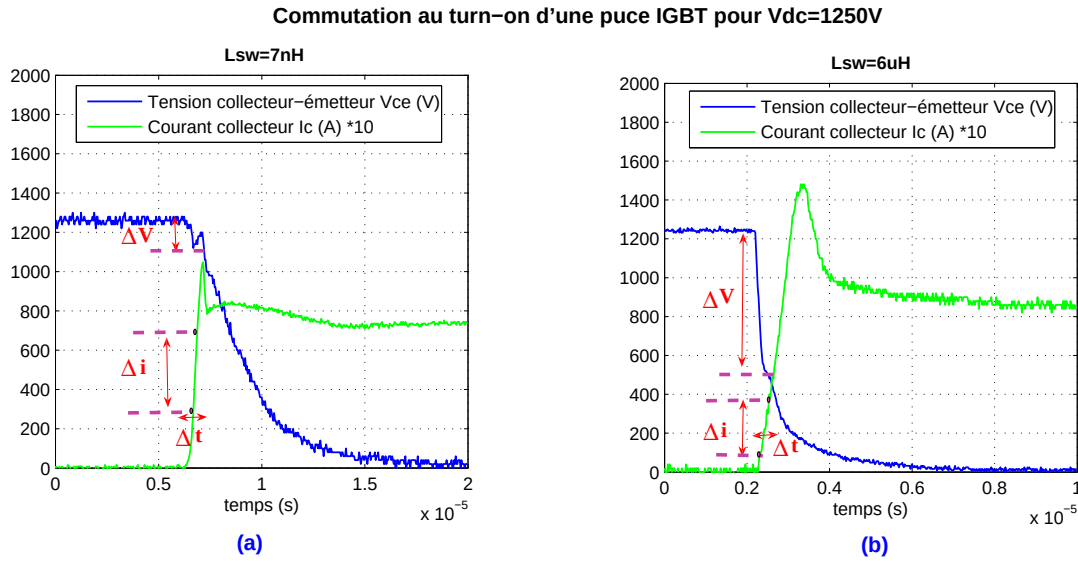


FIG. 4.10 – Mesure de l'inductance de commutation du montage pour deux valeurs de L_{sw} : Cas 1 : $L_{sw} \approx 7nH$ (a) et Cas 2 : $L_{sw} \approx 6\mu H$ (b)

Durant cette phase de montée du courant collecteur, la tension aux bornes de l'IGBT est donnée par l'équation suivante :

$$V_{CE} = V_{DC} - L_{sw} \frac{di_C}{dt} \quad (4.6)$$

On en déduit alors l'expression de l'inductance de commutation :

$$L_{sw} = \Delta V \times \frac{dt}{di_C} \quad (4.7)$$

Avec $\Delta V = V_{DC} - V_{CE}$.

La valeur des inductances de commutation peut varier de façon significative suivant le câblage, la longueur des fils utilisés et les boucles de courant réalisées. Ces différentes valeurs sont ensuite résumées dans le tableau 4.3.

	CAS 1	CAS 2
$\frac{di}{dt}$ (A/ μ s)	200	120
dv (V)	160	728
Lsw	7nH	6 μ H

TAB. 4.3 – Evolution des paramètres di/dt , dv et L_{sw} pour deux câblages de longueur différente

4.2.6.2 Les résistances de grille R_{on} et R_{off}

Les résistances R_{on} et R_{off} sont respectivement utilisées pour le turn-on et pour le turn-off. Elles apportent un degré de liberté lorsque l'on veut optimiser les caractéristiques du turn-on et du turn-off.

Les avantages de choisir une faible valeur de résistance sont que l'on augmente le di/dt , ce qui réduit les pertes dans les IGBTs et on évite les conductions simultanées. Les conductions simultanées impliquent que deux composants sur le même bras de l'onduleur sont fermés et causent ainsi un court-circuit. Les pertes par commutation sont réduites car une valeur faible de résistance donne lieu à des commutations plus rapides des composants.

Le problème lorsque les transitions sont trop rapides est que les transitoires en tensions ont un niveau plus élevé et on augmente les interférences électromagnétiques. Une valeur plus élevée de résistance de grille limite les transitoires en tension.

La figure 4.11 montre l'influence de la résistance R_{goff} sur la tension commutée lors d'un turn-off.

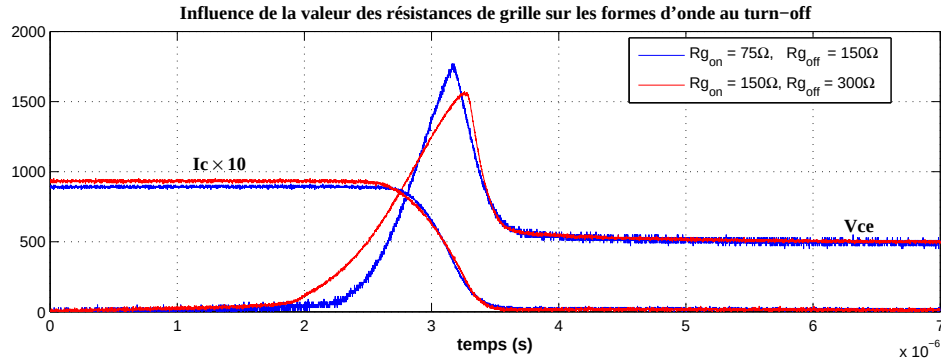


FIG. 4.11 – Comparaison des commutations au turn-off avec deux valeurs de R_{goff} différentes : 150 Ω et 300 Ω

Les énergies calculées avec les deux couples de valeurs de résistances de grille sont résumées dans le tableau 4.4.

Résistance $R_{goff}(\Omega)$	Energie turn-off (mJ)
150	59.7
300	75.1

TAB. 4.4 – Comparaison des énergies au turn-off suivant la valeur de la résistance de grille R_{goff}

Plus la valeur de la résistance de grille est élevée et plus la pente de la montée en tension est faible. Il y a donc augmentation des pertes par commutation.

4.2.6.3 Influence du serrage de la pile sur les formes d'onde

Sur la pile de test de puce d'IGBT, il n'existe pas de mesure de la pression de serrage. Ainsi, il faut s'assurer que la pression soit suffisante afin d'obtenir des commutations correctes. La figure 4.12 présente des courbes de commutation au turn-on de la puce IGBT pour trois serrages différents de la pile.

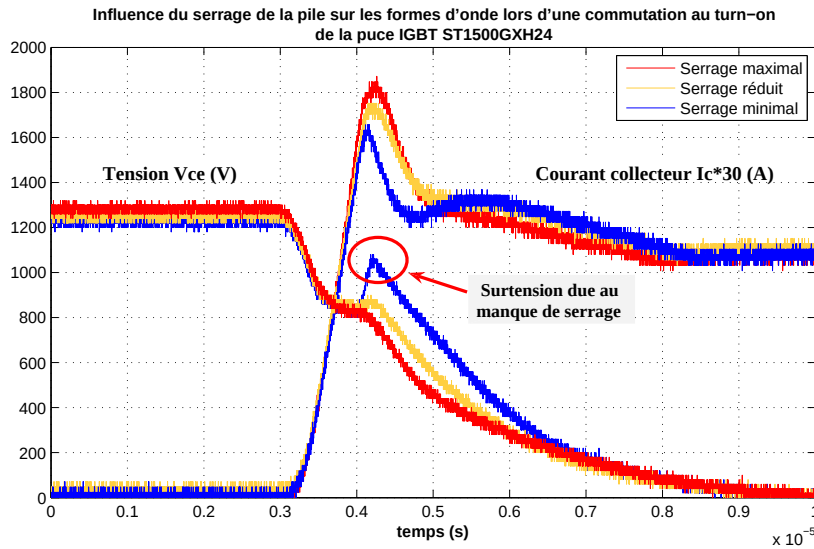


FIG. 4.12 – Influence du serrage de la pile sur les formes d'onde en courant et tension de la puce IGBT

Moins la pile est serrée et plus les formes d'onde en tension et courant se déforment. Il est alors possible d'endommager la puce car celle-ci voit une tension non nulle à ses bornes alors que le courant est également non nul. La tension lors de la commutation au turn-on peut augmenter de près de 40%, ce qui peut entraîner la destruction de la puce.

La photo 4.13 présente un IGBT intact ainsi qu'un IGBT détruit lors d'un des essais avec une pile trop peu serrée.

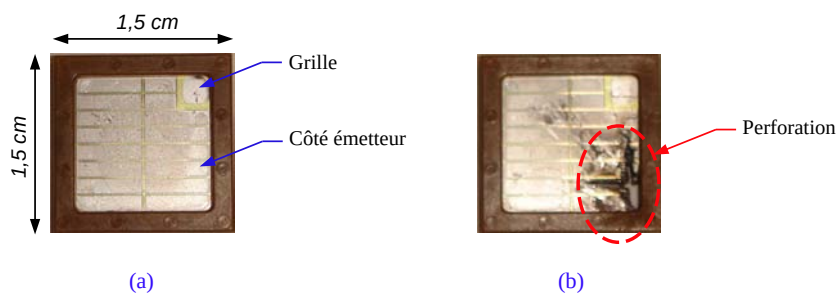


FIG. 4.13 – Photo d'un IGBT intact (a) et d'un IGBT détruit lors d'une commutation (b)

4.2.7 Equations du circuit avec RC d'équilibrage

Nous pouvons analyser brièvement le fonctionnement du circuit étudié en prenant en compte le circuit RC d'équilibrage, comme illustré sur la figure 4.14. On suppose un courant de charge constant durant le processus complet de commutation.

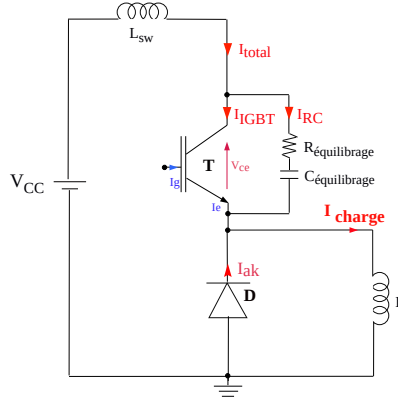


FIG. 4.14 – Circuit de test avec RC

4.2.7.1 Commutations au turn-on avec RC d'équilibrage

Lorsque T est complètement fermé, le circuit d'équilibrage est chargé à sa valeur maximale. Durant la phase de turn-on, le courant dans l'IGBT T (présenté sur la figure 4.14) augmente après un certain délai lorsque le signal de grille passe à +15V.

On peut exprimer la relation entre le courant total (égal au courant de charge) et le courant circulant dans l'IGBT et le circuit RC d'équilibrage par l'équation 4.8.

$$i_{IGBT}(t) = i_{total}(t) - i_{RC}(t) \quad (4.8)$$

Le courant dans le circuit RC d'équilibrage peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{RC}(t) = C_{équilibre} \frac{dV_{C_{équilibre}}(t)}{dt} \quad (4.9)$$

Lorsque l'IGBT se ferme, la tension à ses bornes s'annule et le $\frac{dV_{ce}(t)}{dt}$ devient négatif. Ainsi, le courant i_{RC} qui était nul lorsque l'IGBT était ouvert devient négatif et augmente à la même vitesse que la tension. Le courant dans l'IGBT (équation 4.8) voit donc un courant supérieur au courant de charge car le courant circulant dans le RC d'équilibrage vient s'ajouter à ce dernier, il présente donc plus de pertes que sans RC.

4.2.7.2 Commutations au turn off avec RC d'équilibrage

A $t=0$, on considère l'IGBT fermé et le condensateur complètement déchargé. Le courant de charge passe à travers l'IGBT.

Si l'on considère le schéma électrique du banc de test (figure 4.14), à chaque fois que l'IGBT sera allumé, le courant va le traverser et venir charger l'inductance. Lors de l'ouverture de l'IGBT, le courant va se décharger en passant par la diode de roue libre.

Au turn-off, la tension Vce aux bornes de l'IGBT va passer d'une valeur égale à $V_{ce_{on}}$ à une valeur égale à la tension du bus DC. Le courant dans le circuit RC, donné par l'équation 4.9 va augmenter avec la même vitesse que Vce. Ce courant passe d'une valeur nulle à une valeur positive et va donc se soustraire au courant de charge suivant l'équation 4.8. Le courant dans l'IGBT est donc inférieur au courant de charge, il présente donc moins de pertes que sans RC. Lorsque l'IGBT est ouvert, le condensateur du circuit RC est chargé.

4.2.8 Mesures effectuées sur le banc de test monocoup

Dans cette partie, nous allons comparer les mesures faites pour différentes conditions de fonctionnement, c'est à dire :

1. A des températures de jonction différentes, c'est à dire à 25°C et 125°C, valeurs de référence des données constructeur.
2. A différentes valeurs de bus continu.
3. Avec et sans RC d'équilibrage.

Les mesures vont être effectuées lors des turn-on et turn-off sur l'IGBT qui seront générés grâce à des pulses envoyées sur la grille du composant, comme le montre la figure 4.15.

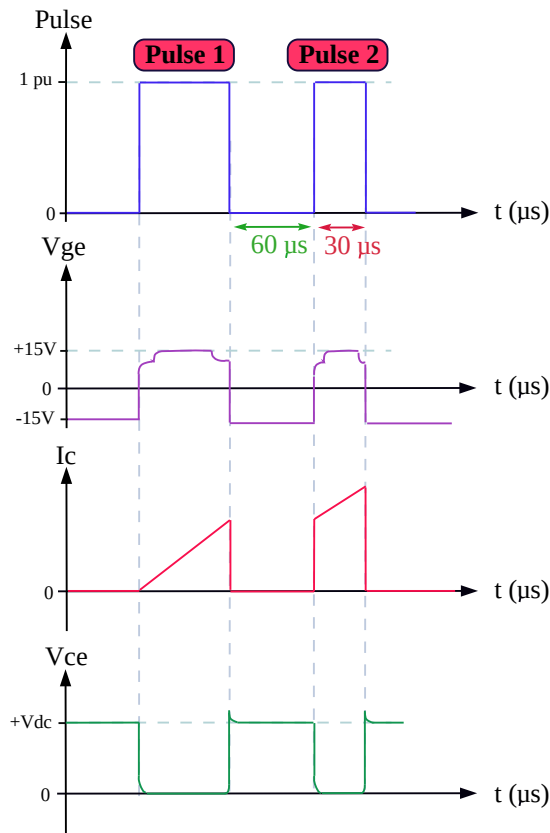


FIG. 4.15 – Représentation idéalisée des signaux électriques du banc de test monocoup

Lors de la première pulse, il est possible de traiter les courbes pour le turn-off. Par contre, au turn-on de la première pulse, le courant de charge n'est pas encore établi, c'est pourquoi une deuxième pulse est générée. Le courant de charge a ainsi le temps d'atteindre sa valeur de référence, le calcul des énergies au turn-on est alors possible. La largeur de la première pulse est variable et dépend du courant de charge souhaité, de l'inductance de charge et de la tension commutée. On peut en effet donner l'expression de la durée d'une pulse par l'équation 4.10.

$$\Delta t = \frac{L \times I}{V_{dc}} \quad (4.10)$$

Avec :

- Δt : durée de la pulse (s)
- L : inductance de charge (H)
- V_{dc} : tension du bus continu (V)

La figure 4.16 présente typiquement les signaux qui sont mesurés sur le banc de test monocoup. Dans le cas de l'essai effectué sur la figure, un courant de charge de 100A est souhaité.

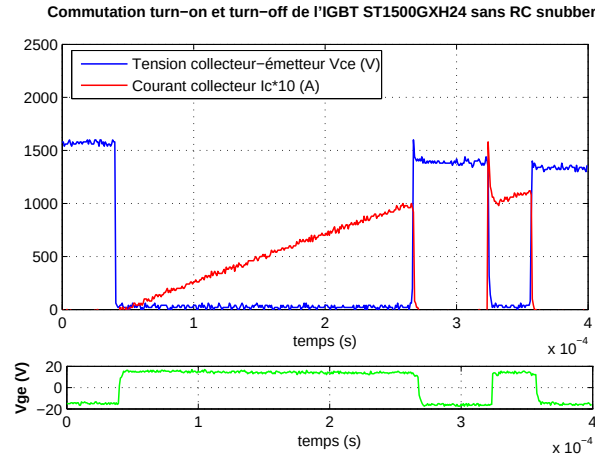


FIG. 4.16 – Evolution des grandeurs mesurées sur le banc de test monocoup sans le RC d'équilibrage pour une tension de bus de 1500V

4.2.9 Etude du circuit lors de commutations au turn-on

La figure 4.19 présente les grandeurs V_{ce} et I_c lors du turn-on de la puce pour une tension commutée de 1250V et 2500V et ce, avec et sans circuit RC d'équilibrage.

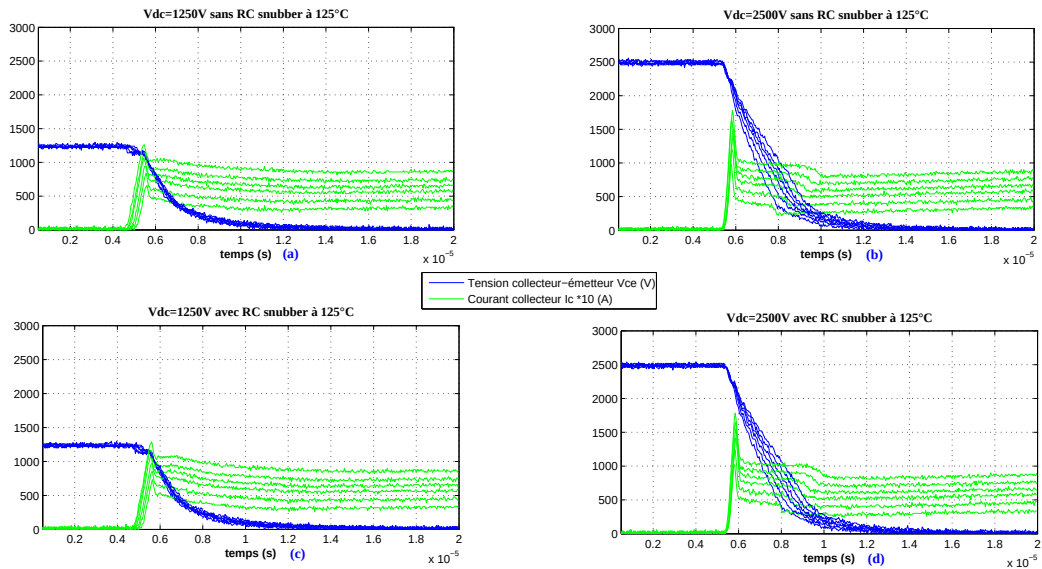


FIG. 4.17 – Evolution des grandeurs V_{ce} et I_c avec une tension de commutation de 1250V et 2500V sans circuit RC d'équilibrage (a) et (b) et avec circuit RC d'équilibrage (c) et (d)

La figure 4.18 présente les courants de commutation au turn-on de la puce avec un circuit RC d'équilibrage à ses bornes. Le courant commuté est faible, ce qui résulte en un courant dans le circuit RC d'équilibrage de faible valeur.

Le courant circulant dans le circuit RC d'équilibrage est plus important lorsque la tension du bus est de 2500V, comme le montre l'équation 4.9 page 149.

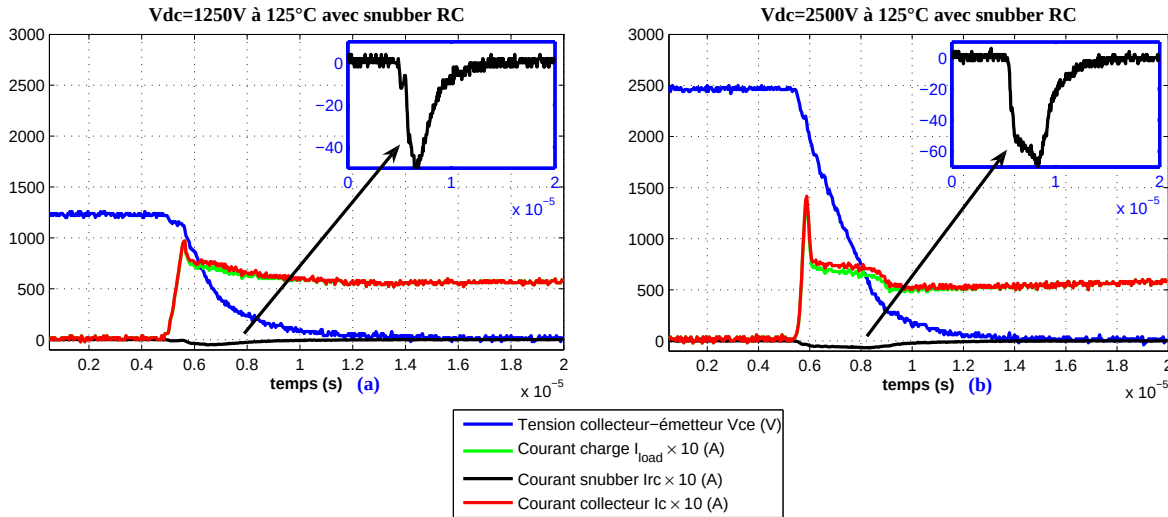


FIG. 4.18 – Grandeurs de l'IGBT avec un circuit RC d'équilibrage pour une tension de commutation de 1250V (a) et de 2500V (b) à $125^{\circ}C$

La figure 4.19 présente les énergies au turn-on des puces IGBTs en fonction du courant collecteur. Les mesures sont toutes effectuées à $125^{\circ}C$. Les résultats comparés sont avec et sans circuit RC pour un bus DC de 1250V et 2500V.

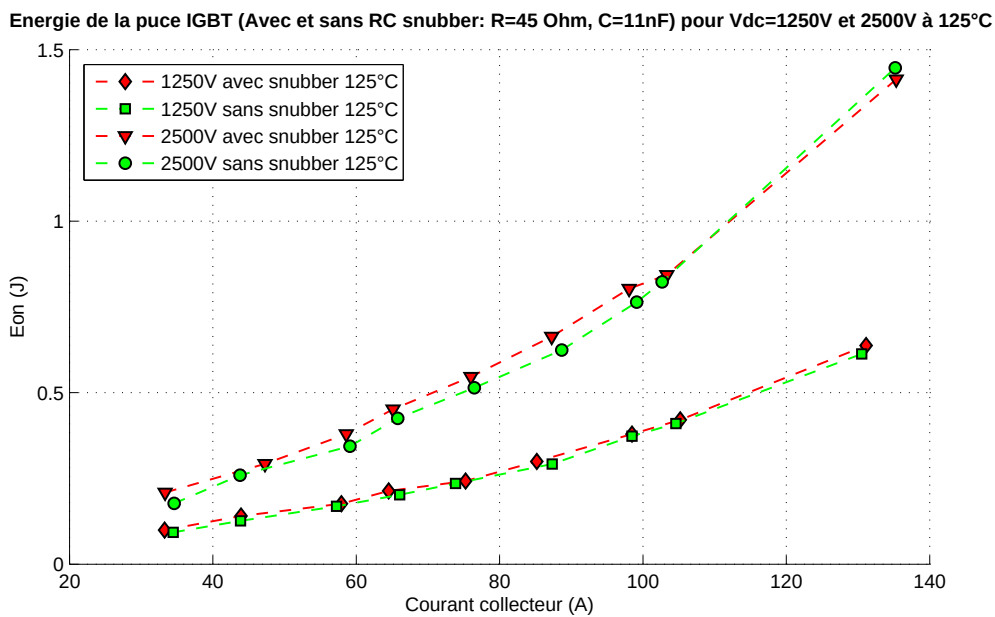


FIG. 4.19 – Comparaison des énergies avec et sans circuit RC pour $V_{dc}=1250V$ et $2500V$ à $125^{\circ}C$ au turn-on de l'IGBT

L'énergie au turn-on est légèrement différente (inférieure) lorsqu'il n'y a pas de circuit RC plutôt qu'avec présence de ce dernier.

Afin de quantifier s'il existe un gain à commuter à mi-tension, la figure 4.20 présente le rapport des énergies en commutant à 2500V et 1250V et ce, avec et sans circuit RC d'équilibrage.

Le rapport des énergies est légèrement supérieur à 2, ce qui signifie que les pertes au turn-on sont légèrement inférieures lorsque l'on commute à mi-tension. Ce rapport est également inférieur à 2 lorsque l'on travaille sans RC d'équilibrage.

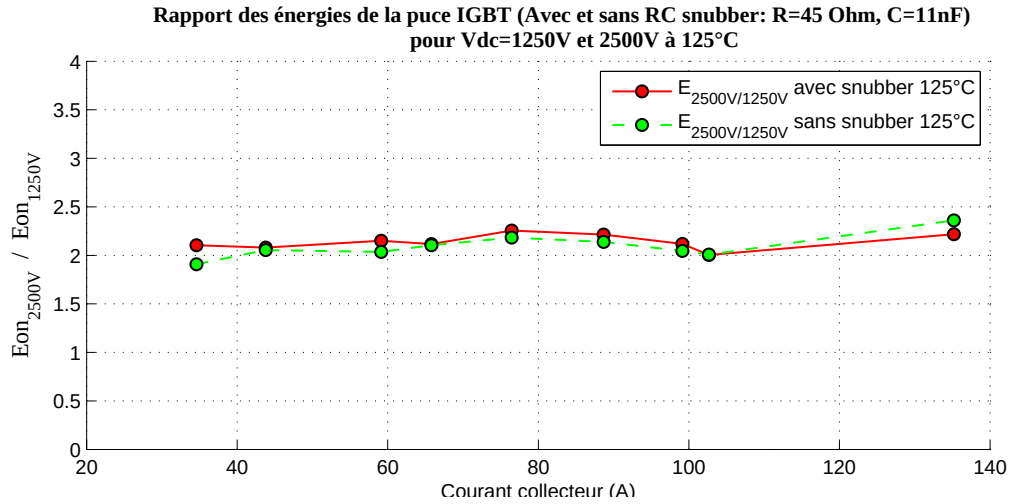


FIG. 4.20 – Comparaison du rapport des énergies au turn-on à 2500V et 1250V avec et sans circuit RC d'équilibrage à 125°C $\frac{E_{on_{2500V}}}{E_{on_{1250V}}}$

La figure 4.21 présente le rapport des énergies au turn-on avec et sans circuit RC d'équilibrage pour une tension de commutation donnée.

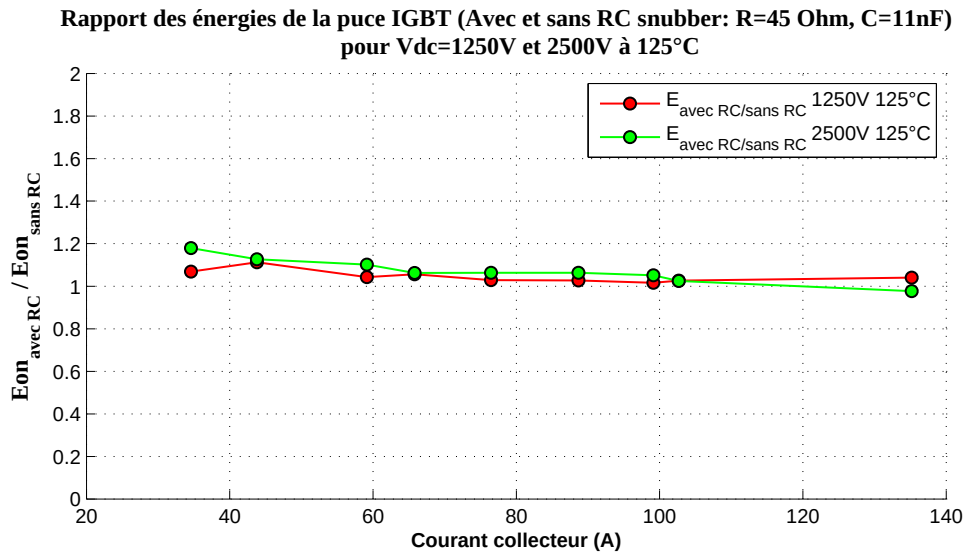


FIG. 4.21 – Comparaison du rapport des énergies au turn-on avec et sans circuit RC d'équilibrage à 1250V et 2500V avec et sans circuit RC à 125°C $\frac{E_{on_{avec RC}}}{E_{on_{sans RC}}}$

Au turn-on, on remarque que le rapport d'énergies entre des commutations avec et sans circuit RC pour une tension de bus donnée, est supérieur à 1. Cela montre que les pertes au turn-on sont plus élevées avec circuit RC que sans circuit RC.

CONCLUSION :

L'étude des commutations au turn-on a montré que les énergies dans le composant sont légèrement supérieures avec circuit RC que sans circuit RC (5% en moyenne). Cette différence entre énergie avec RC et sans RC est d'autant plus importante que la tension commutée est grande.

4.2.10 Etude du circuit lors de commutations au turn-off

La figure 4.22 présente les grandeurs V_{ce} et I_c lors du turn-off de la puce pour une tension commutée de 1250V et 2500V et ce, avec et sans circuit RC d'équilibrage.

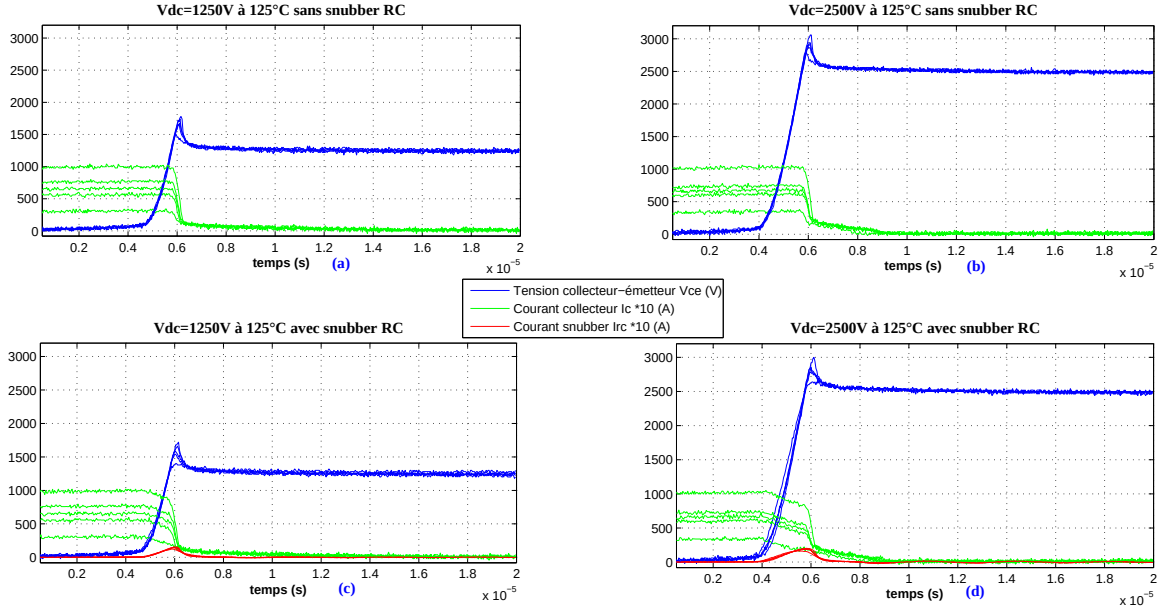


FIG. 4.22 – Evolution des grandeurs V_{ce} et I_c avec une tension de commutation de 1250V et 2500V sans circuit RC (a) et (b) et avec circuit RC (c) et (d)

A faible courant, l'influence du circuit d'équilibrage RC est proportionnellement plus importante qu'à fort courant.

La figure 4.23 présente les courants de commutation au turn-off de la puce avec un circuit RC à ses bornes avec un courant commuté de 56A.

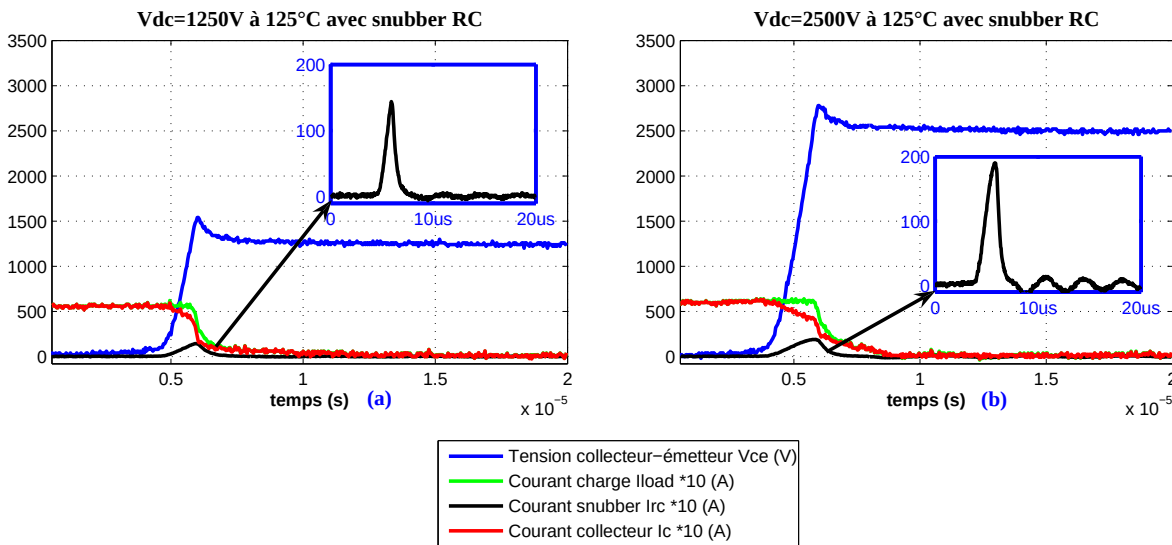


FIG. 4.23 – Grandeurs de la puce avec un circuit RC pour un tension de 1250V (a) et de 2500V (b) à une température de jonction de 125°C

La figure 4.24 présente les évolutions de V_{ce} et de I_c dans la puce IGBT pour une tension V_{dc} de 2500V avec et sans circuit RC.

Les mesures ont été effectuées pour des courants collecteur de 56A et de 110A sans circuit RC (a) et avec circuit RC (b).

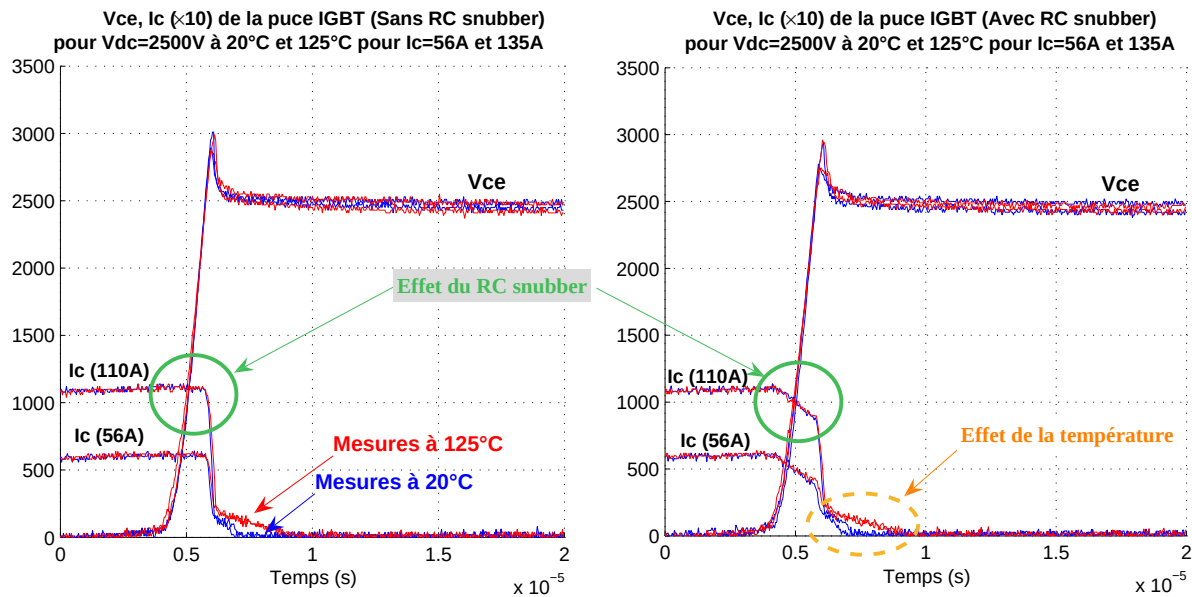


FIG. 4.24 – Evolution de Vce et Ic dans la puce IGBT pour une tension de bus de 2500V sans circuit RC (a) et avec circuit RC (b)

Sur la figure 4.24 (b), nous voyons l'effet positif du circuit RC d'équilibrage qui permet une commutation au turn-off avec un courant plus faible.

Il est possible de constater l'influence de la température sur la durée de la queue de courant. En effet, à chaud, elle dure plus longtemps qu'à froid.

L'évolution du courant de queue ne varie pas beaucoup avec le courant commuté mais plutôt avec la température. Pour une tension de commutation de 1250V (qui n'est pas représenté pour des raison de lisibilité), le même constat est effectué mais le phénomène est moins net qu'à 2500V.

CONCLUSION :

L'observation des commutations au turn-off avec et sans circuit RC à chaud et à froid montre que le RC diminue les pertes par commutation car il dérive une partie du courant dans le circuit RC.

De plus, il est possible de noter que plus la température de jonction est élevée et plus le courant met de temps à s'annuler, ce qui, là encore, augmente les pertes.

Le graphe 4.25 présente les énergies au turn-off avec et sans circuit RC d'équilibrage pour une tension de bus de 1250V et 2500V à 20°C et 125°C. On remarque que l'énergie au turn-off sans circuit RC est supérieure à l'énergie au turn-off avec RC. De même, l'énergie augmente avec la température.

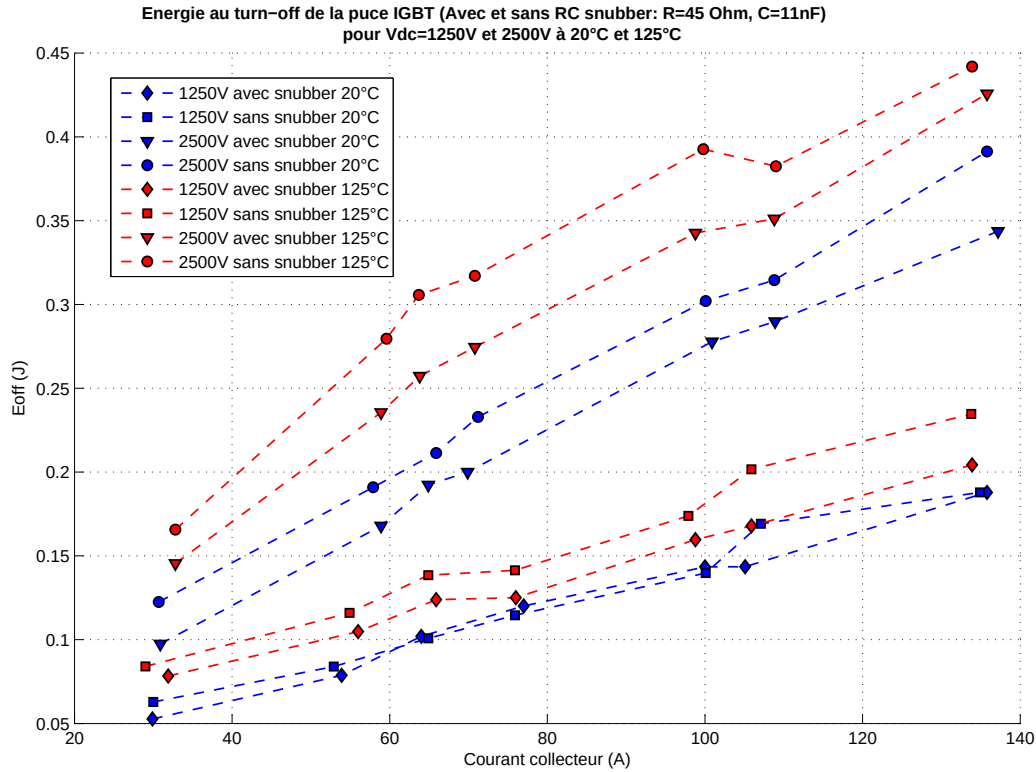


FIG. 4.25 – Comparaison des énergies avec et sans circuit RC d'équilibrage pour Vdc=1250V et 2500V à 20°C et 125°C

Il est possible de représenter les grandeurs Vce et Ic de façon à les comparer à l'aire de sécurité (ou SOA) théorique du composant. La figure 4.26 présente les évolutions du courant collecteur Ic en fonction de la tension Vce de la puce IGBT obtenues pour un bus DC de 1250V (a) et 2500V (b). Les courbes sont tracées à 20°C et à 125°C avec et sans circuit RC. La SOA d'un composant IGBT de type ST1500GXH24 monte jusqu'à 3000A pour 30 composants. Pour une puce, les valeurs du courant sont divisées par 30, soit 100A, comme l'indique la figure 4.26.

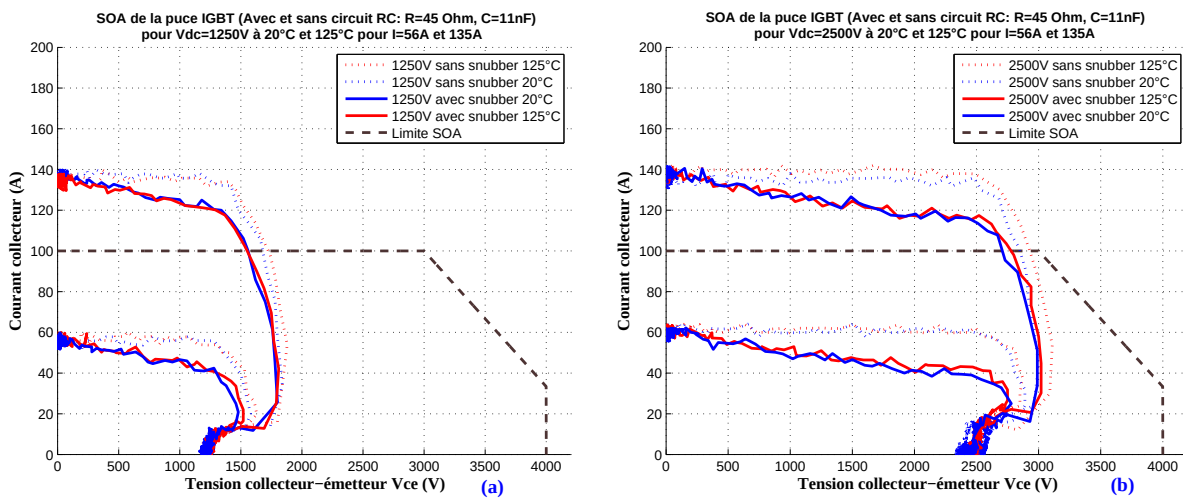


FIG. 4.26 – Comparaison des SOA obtenues avec un bus DC à 1250V (a) et 2500V (b) pour des courants de charge de 30 et 135A à 20°C et 125°C avec et sans circuit RC

La figure 4.27 présente le rapport des énergies pour un courant donné entre le fonctionnement à 2500V et 1250V à 20°C et 125°C (ces résultats d'essais sont relatifs à la figure 4.25).

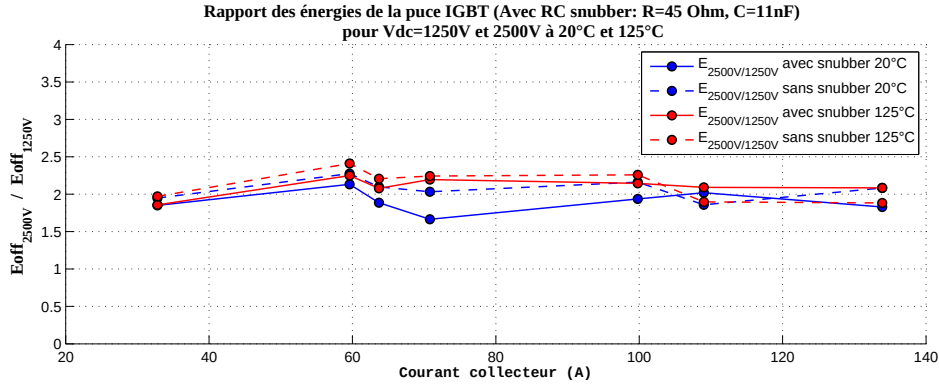


FIG. 4.27 – Comparaison des rapports des énergies avec et sans circuit RC $\frac{E_{off_{2500V}}}{E_{off_{1250V}}}$

On remarque que le rapport des énergies est environ égal à 2, ce qui signifie que le gain à travailler à mi-tension n'est pas visible pour les tensions mises en jeu.

La figure 4.28 présente le rapport des énergies au turn-off pour un courant donnée entre le fonctionnement avec et sans circuit RC à 1250V et 2500V pour des températures de 20°C et 125°C.

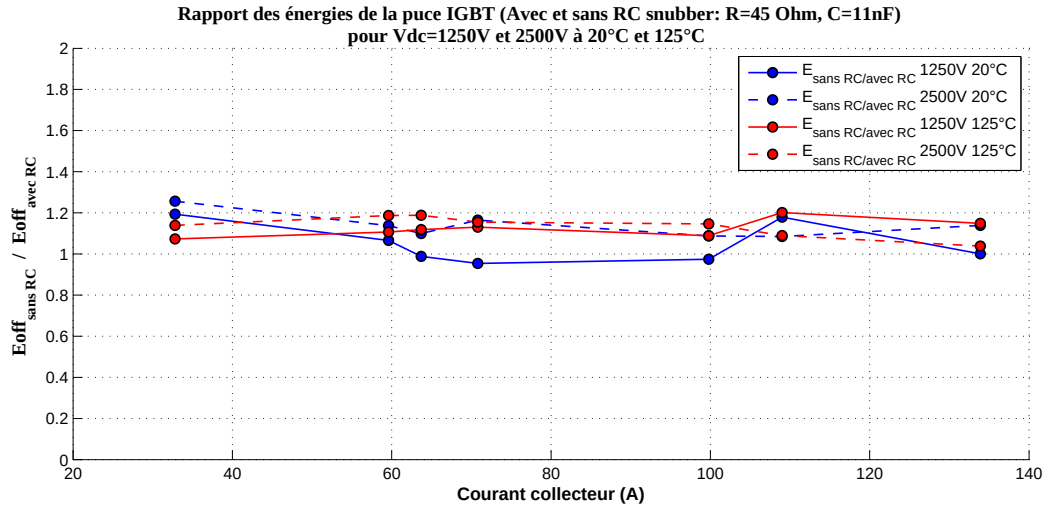


FIG. 4.28 – Comparaison des rapports des énergies avec et sans circuit RC $\frac{E_{off_{sans RC}}}{E_{off_{avec RC}}}$

Le rapport des énergies varie autour de valeurs légèrement supérieures à 1, ce qui montre que le circuit RC d'équilibrage ne diminue que très peu les pertes. Son rôle consiste, comme son nom l'indique, à équilibrer les tensions lors de la mise en série d'IGBTs.

4.2.11 Evolution de la queue de courant en fonction de la tension commutée

La figure 4.29 présente la comparaison de l'évolution de la durée de la queue de courant en fonction de la tension commutée dans une configuration où aucun circuit RC n'est connecté.

Les temps t1 à t4 indiquent les instants où les courants commutés aux tensions allant respectivement de 3000V à 1500V s'annulent. Il est possible de remarquer que la durée de la queue de courant diminue lorsque la tension commutée augmente.

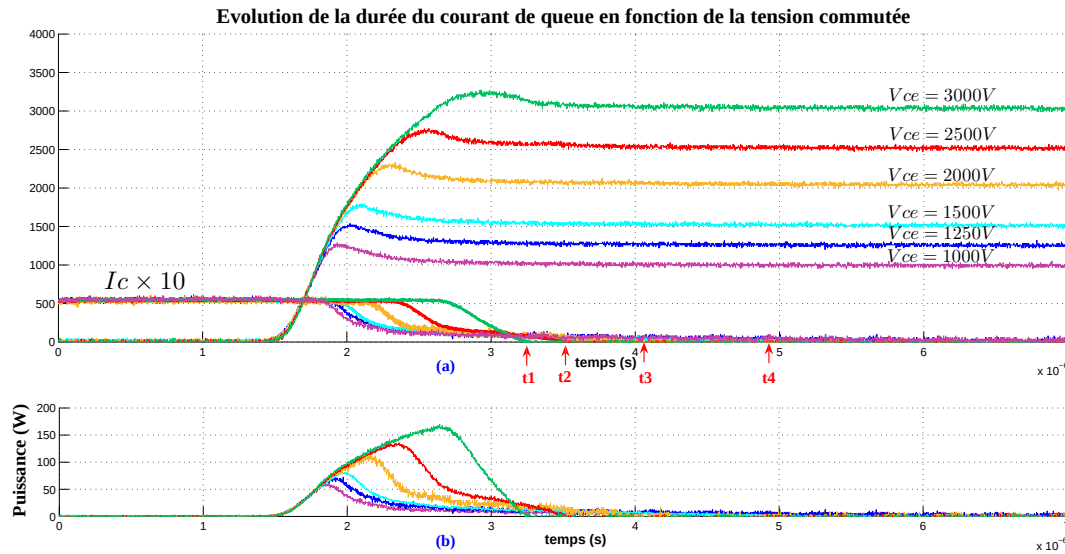


FIG. 4.29 – Evolution de la durée de la queue de courant en fonction de la tension commutée pour une configuration sans circuit RC sur la puce IGBT à 20°C pour un courant commuté de 50A (le courant collecteur est multiplié par 10 sur la figure)

4.2.12 Comparaisons au turn-off et turn-on

La figure 4.30 présente les énergies au turn-on et au turn-off ainsi que les pertes totales $E_{on}+E_{off}$, pour une tension de bus de 1250V et 2500V, avec et sans circuit RC. Elle détaille également les pertes dans le circuit RC à 125°C pour une tension de bus de 1250V (a) et 2500V (b).

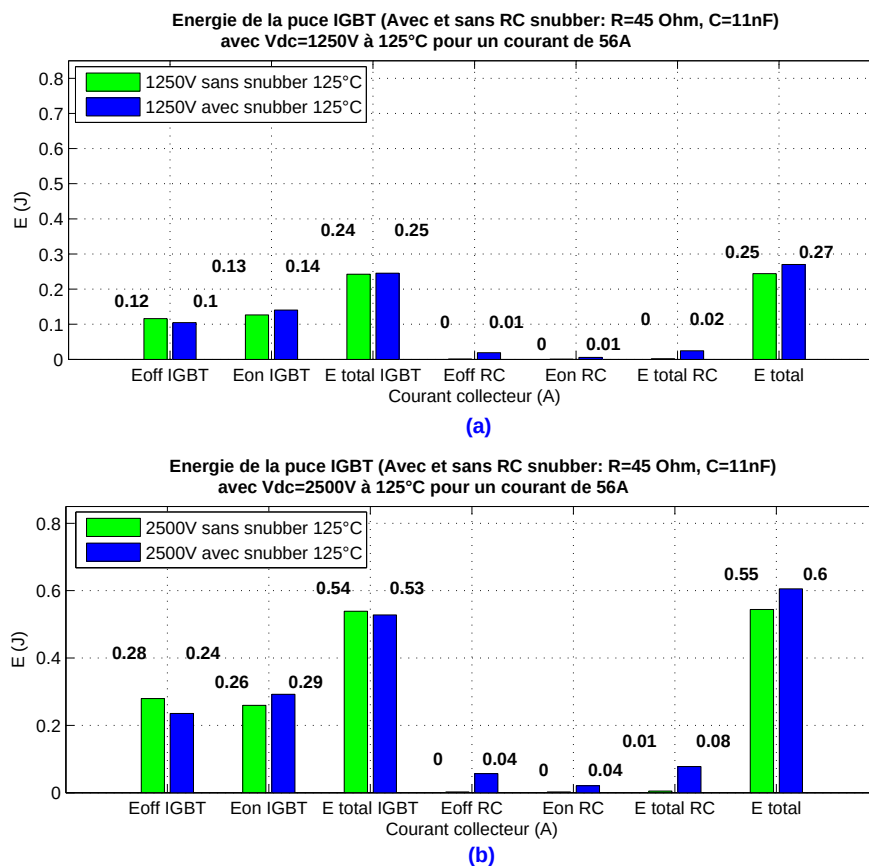


FIG. 4.30 – Comparaison des énergies avec et sans circuit RC pour Vdc=1250V et 2500V à 125°C pour un courant de charge de 56A

On remarque que les pertes totales sont supérieures avec RC plutôt que sans RC. Les pertes à 2500V sont égales à 2.2 fois les pertes à 1250V.

CONCLUSION :

L'énergie de commutation au turn-off est inférieure lorsqu'il y a présence d'un circuit RC aux bornes de l'IGBT. Cependant, au turn-on, les pertes dans le composant sont inférieures lorsqu'il n'y a pas de circuit RC à ses bornes.

Ainsi, l'énergie totale de commutation est quasiment égale avec et sans RC.

4.2.13 Comparaison entre une commutation de puce et d'IGBT

4.2.13.1 Commutation sans circuit RC d'équilibrage

La figure 4.31 présente la comparaison d'une commutation au turn-off entre une puce d'IGBT et un IGBT entier. Pour cela, les mêmes conditions de fonctionnement ont été réunies pour les deux composants. Le courant collecteur de la puce a été multiplié par 30 sur la figure afin de montrer l'homothétie des résultats. Il n'y a pas de circuit RC sur les circuits de commutation. L'inductance de commutation est de 190nH sur le circuit de l'IGBT et est égale à 6 μ H sur le circuit de test de la puce.

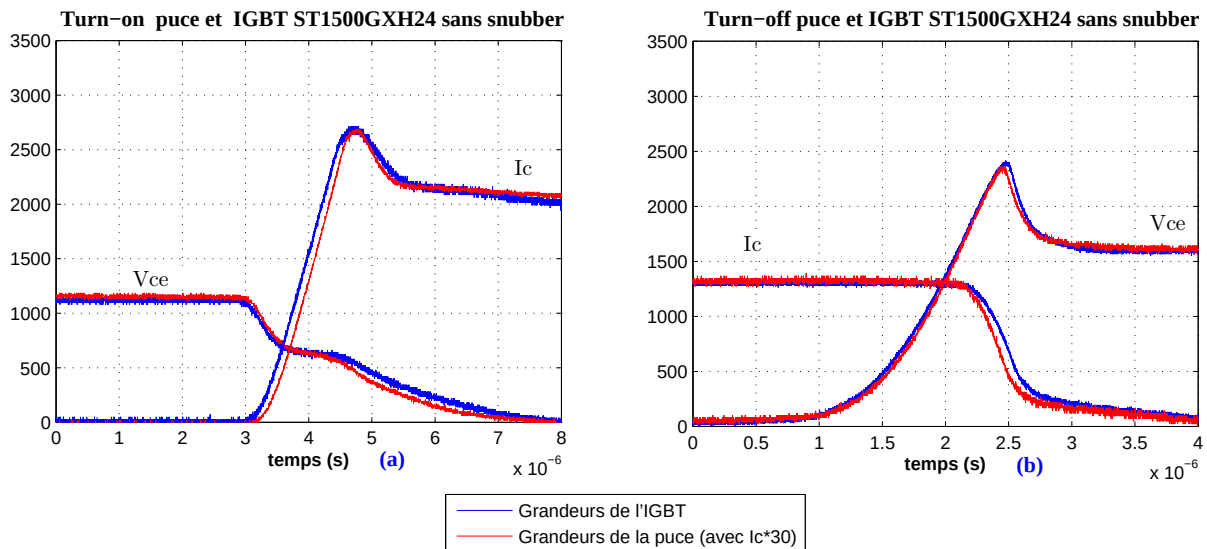


FIG. 4.31 – Comparaison des commutations au turn-on (a) et au turn-off (b) sans aucun circuit RC d'un IGBT entier de type ST1500GXH24 ainsi que d'une puce de cette IGBT

Les courbes obtenues sur un IGBT entier et sur une puce sont très proches, ce qui permet de conclure que les résultats sont homothétiques.

4.2.13.2 Commutation avec circuit RC d'équilibrage

L'étude du comportement d'une puce d'IGBT n'est vraiment homothétique que sans le circuit RC d'équilibrage, compte-tenu de la figure 4.31. Lorsque l'on ajoute un circuit RC aux bornes de la puce, le banc de test monocoup ne peut pas reproduire les commutations effectuées sur un bras NPP.

4.2.14 Conclusion

Cette partie concernant le test d'une puce d'IGBT a permis de noter plusieurs points concernant l'influence de paramètres tels que la température, la présence de circuit RC ou non, la tension de commutation. Les différentes conclusions déduites des courbes sont résumées dans le tableau 4.5.

Paramètres	TURN-ON	TURN-OFF
Influence de la température	Les pertes sont plus élevées à forte température plutôt qu'à basse température.	Le courant dans le RC diminue, donc les pertes dans l'IGBT augmentent. La traînée en courant dure plus longtemps.
Influence de la tension commutée	Le di/dt du courant collecteur est plus faible à mi-tension.	Le traînage en courant dure d'autant plus longtemps que la tension commutée est faible.
Influence du circuit RC	Les pertes dans l'IGBT sont plus élevées avec un RC	Les pertes dans l'IGBT sont plus faibles avec un RC.

TAB. 4.5 – Comparaison de l'influence de différents paramètres durant le turn-on et le turn-off

Les pertes mesurées sur le prototype MV7306 NPP étaient plus faibles que celles données par les spécifications du constructeur. La différence pouvait provenir de plusieurs sources comme la valeur de l'inductance de commutation, la température de jonction, mais aussi la tension commutée et la présence de circuit RC sur les IGBTs verticaux.

Cependant, la partie consacrée à l'étude du comportement des puces selon différents paramètres a montré qu'en commutant à mi-tension, il n'y a pas un gain supérieur ou égal à deux par rapport à la pleine tension. En effet, bien que l'effet du RC soit bénéfique pour les pertes au turn-off, la queue de courant dure plus longtemps à mi-tension qu'à pleine tension. Ainsi, il n'est pas possible de tirer une conclusion sur le gain à commuter à mi-tension.

L'étude des énergies a montré que le gain obtenu lors du turn-off au niveau des pertes est compensé par des pertes supplémentaires au turn-on, ce qui résulte en une énergie totale dans l'IGBT avec circuit RC équivalente à une énergie totale dans le composant sans RC.

Il serait maintenant intéressant de comprendre d'où vient le gain observé sur le prototype car on voit qu'il ne vient pas directement des paramètres pré-cités mais sûrement du schéma de commutation. L'idée serait de modéliser dans l'essai monocoup le circuit réel de commutation de chaque composant de la pile MV7306 NPP.

Ainsi, la seconde partie de ce chapitre va se consacrer à la recherche des circuits équivalents de commutation des composants du bras MV7306 NPP grâce à des monocoups sur des IGBTs entiers.

4.3 Etude sur un IGBT entier

Les essais sur le prototype MV7306 NPP ont montré que les énergies lors des turn-on et turn-off sont inférieures aux énergies données par les spécifications du constructeur.

Nous avons pu voir l'influence des différents paramètres tels que la température, la valeur de l'inductance de commutation sur la forme d'onde de la tension collecteur-émetteur et du courant collecteur lors des essais monocoup sur une puce d'IGBT. Maintenant, une étude de commutations monocoup sur un IGBT entier va être effectuée pour voir d'une part si les commutations sur une puce et sur un IGBT sont bien homothétiques et d'autre part si les énergies lors d'essais monocoups sur un IGBT entier sont semblables à celles déterminées sur le prototype MV7306 NPP.

Ceci permettra d'effectuer certains essais sur le banc de test monocoup plutôt que sur le prototype NPP et de comprendre pourquoi les énergies obtenues sur le prototype NPP sont inférieures à celles attendues (données par les spécifications du constructeur).

4.3.1 Le banc de test monocoup sur IGBT entier

Le banc de test monocoup, présenté sur la figure 4.32 suivante, a été mis en place afin de tester des IGBTs et diodes dans des configurations multiples. En effet, de nombreux paramètres influençant le comportement des composants semi-conducteurs sont modulables.

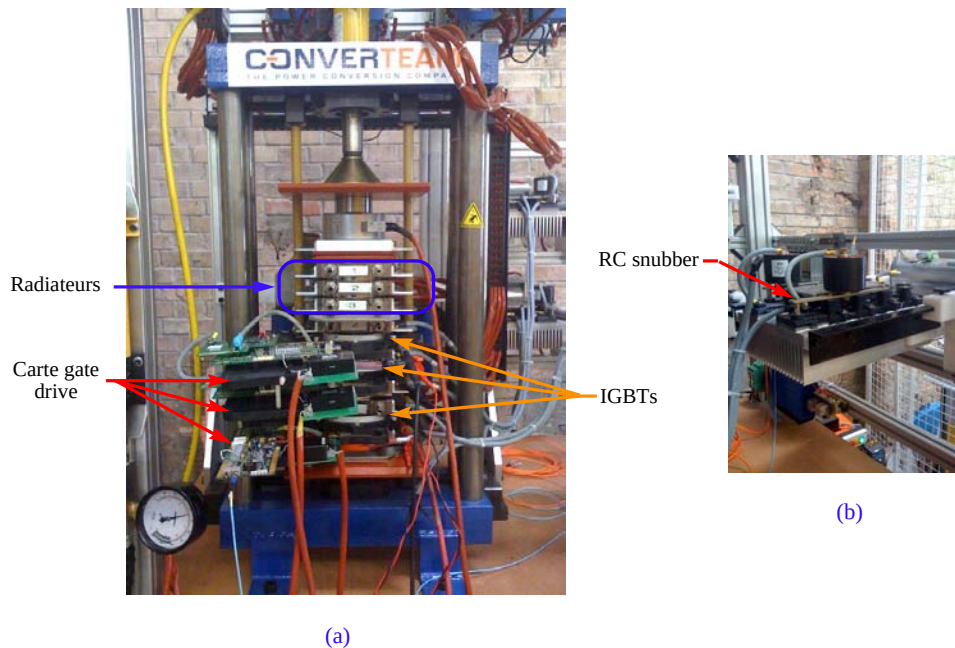


FIG. 4.32 – Banc de test monocoup d'IGBT entier (a) avec la connexion possible d'un circuit RC (b)

Ainsi, il est possible de faire varier l'inductance de commutation (typiquement de 120nH à 360nH) car la pile est fixée sur un support permettant de s'écarter plus ou moins des condensateurs de clamp. La valeur de l'inductance de commutation varie alors en fonction de l'écartement de la pile.

De plus, les IGBTs et diodes sont placés entre des boîtes à eau dont la température est ajustée grâce à des cartouches chauffantes. On peut ainsi faire des essais à des températures variant de 20°C à plus de 125°C.

Des circuits RC, placés sur des radiateurs, sont disponibles sur le banc et peuvent être positionnés plus ou moins loin de la pile. Il faut prendre soin lors du câblage du circuit RC de ne pas introduire d'inductance parasite. Il faut donc faire en sorte de placer le circuit RC au plus près de l'IGBT et que la longueur des fils entre le $R_{\text{équilibre}}$ et l'IGBT ainsi qu'entre le $C_{\text{équilibre}}$ et l'IGBT soit égale.

On évitera ainsi des résonances non désirées et des pertes supplémentaires dans le composant.

La pile peut contenir au maximum 10 composants semi-conducteurs, ce qui permet d'envisager de nombreux tests et effectuer de la mise en série de composants.

Contrairement au banc de test monocoup de puce d'IGBTs, ici la pression de la pile est contrôlée. La valeur de la tension du bus continu est réglable de 0V à 5000V.

4.3.2 Les premières mesures monocoup

Dans un premier temps, des essais monocoup ont été effectués en respectant la configuration de la figure 4.33. La diode de roue libre est assurée par la diode interne de l'IGBT auquel la charge est connectée. Une tension V_{GE} égale à -15V est en effet appliquée en permanence sur ce dernier afin d'assurer qu'il reste bien ouvert et que seule la diode D conduise.

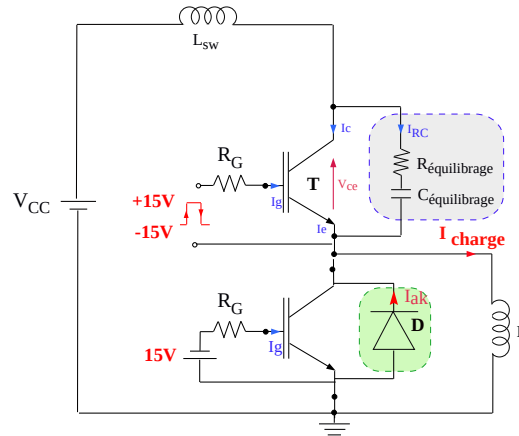


FIG. 4.33 – Configuration initiale des essais monocoup sur l'IGBT ST1500GXH24 ($R_{\text{équilibre}} = 1.56\Omega$, $C_{\text{équilibre}} = 0.33\mu F$)

Une batterie de mesures a été effectuée pour observer l'influence des paramètres tels que la présence ou non de circuit RC, l'influence de la tension de commutation et l'influence du circuit RC.

4.3.2.1 Comparaison des commutations au turn-off avec et sans RC

La figure 4.34 présente la comparaison des formes d'onde Vce-Ic au turn-off pour une tension de bus de 1250V et 2500V avec et sans circuit RC.

Pour les deux valeurs de tension de commutation, il est évident que l'effet du circuit RC est bénéfique au niveau des pertes. Les puissances de commutation au turn-off calculées sont plus faibles lorsqu'il y a un circuit RC d'équilibre. Le gain apporté par le circuit RC est plus important lorsque la tension de commutation est de 2500V.

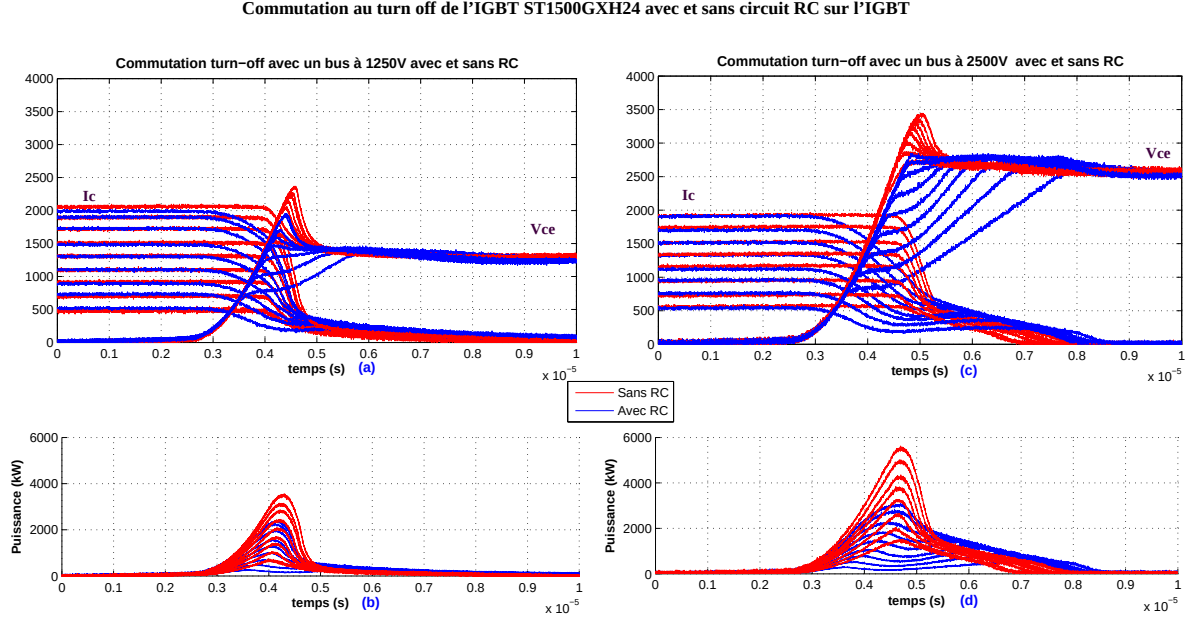


FIG. 4.34 – Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXH24 avec et sans RC pour un bus à 1250V (a) et 2500V (b) ainsi que les puissances associées (c) et (d) à 125°C

Lors des commutations à 1250V avec circuit RC, la queue de courant dure plus longtemps que sans RC, comme on peut le constater sur la figure 4.35.

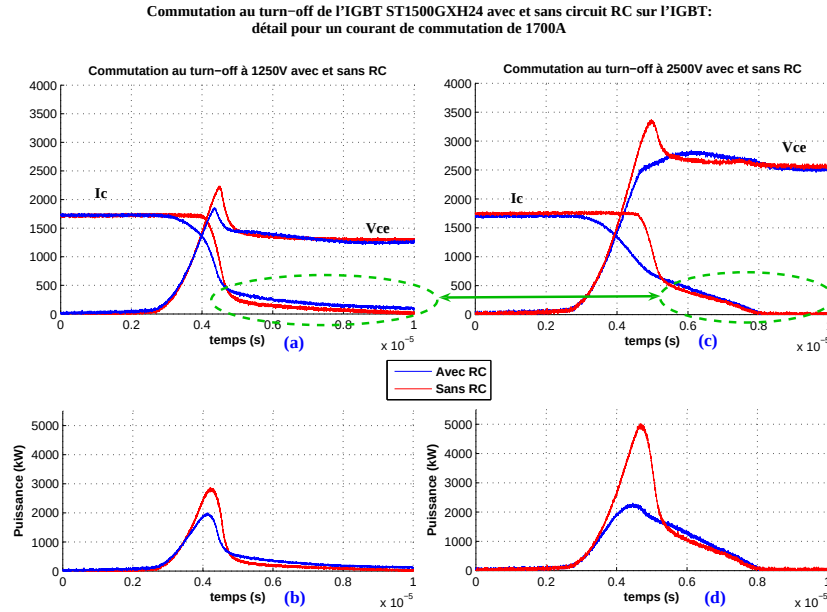


FIG. 4.35 – Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXH24 avec et sans RC pour un bus à 1250V (a) et 2500V (b) ainsi que les puissances associées (c) et (d), détail pour un courant commuté de 1700A sur la queue de courant

A 2500V par contre, la queue de courant disparaît plus rapidement qu'à 1250V.

4.3.2.2 Comparaison des commutations au turn-on avec et sans RC

La figure 4.36 présente la comparaison des formes d'onde Vce-Ic au turn-on pour une tension de bus de 1250V et 2500V avec et sans circuit RC d'équilibrage.

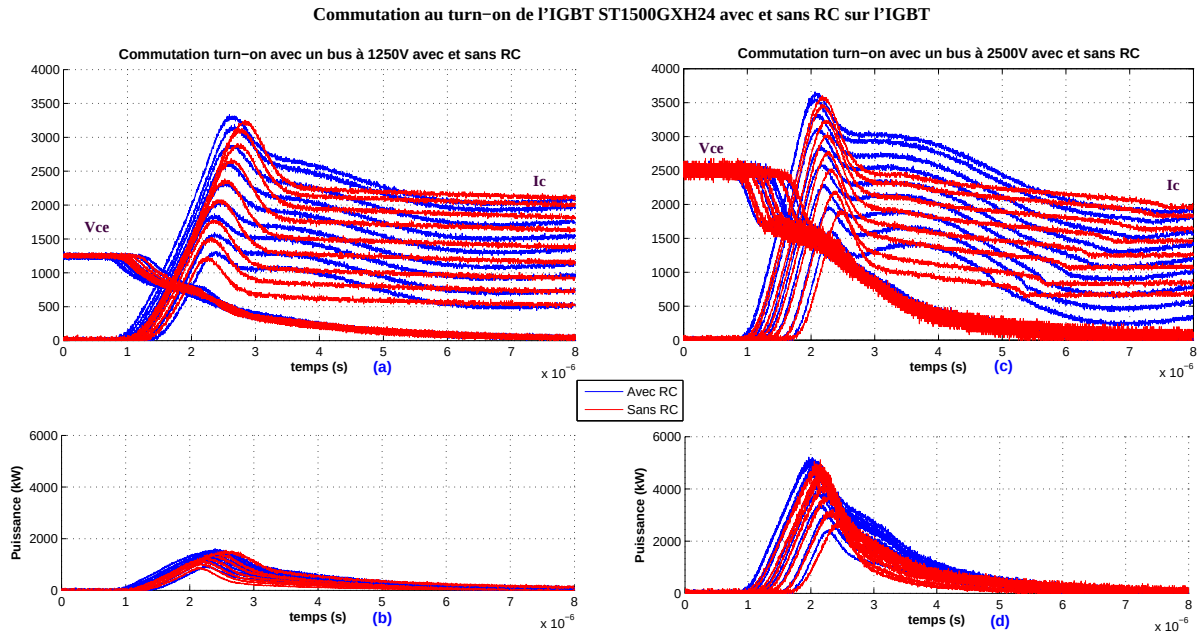


FIG. 4.36 – Comparaison des commutations au turn-on de l'IGBT ST1500GXH24 avec et sans RC pour un bus à 1250V (a) et 2500V (b) ainsi que les puissances associées (c) et (d)

Bien que les tensions V_{ce} au turn-on soient quasiment identiques avec et sans circuit RC d'équilibrage, le courant est légèrement plus important avec le circuit RC.

4.3.2.3 Bilan des premières mesures monocoup

La figure 4.37 présente la comparaison des rapports des énergies de commutation obtenues avec un bus DC de 2500V et 1250V. Les rapports $\frac{E_{on2500V}}{E_{on1250V}}$ et $\frac{E_{off2500V}}{E_{off1250V}}$ ont été déterminés pour des commutations avec et sans circuit RC.

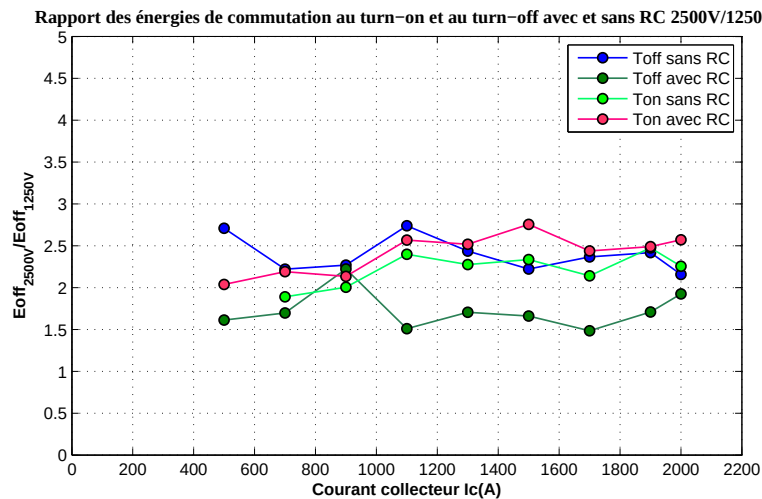


FIG. 4.37 – Comparaison des rapport entre les énergies de commutation obtenues à 2500V et 1250V pour des turn-on et turn-off avec et sans RC

Trois courbes sur les quatre possèdent des rapports d'énergie $\frac{Energie_{2500V}}{Energie_{1250V}}$ supérieurs à deux, ce qui montre le gain de commuter à mi-tension. Cependant, dans le cas de la commutation au turn-off avec circuit RC, le rapport des énergies est inférieur à 2. Ceci est du à la queue de courant qui met du temps à s'annuler à 1250V.

4.3.2.4 Comparaison des commutations au turn-off avec les mesures effectuées sur le prototype MV7306 NPP

A présent, il est intéressant de comparer les commutations d'un IGBT possédant un circuit RC à ses bornes avec les mesures prises sur le prototype MV7306 NPP afin de constater les possibles différences.

Les caractéristiques de chaque banc de test est résumé dans le tableau 4.6.

	Prototype MV7306 NPP	Banc de test monocoup
Tension commutée (V)	1250	1250
Inductance de commutation (nH)	191	180
Température de jonction (°C)	80	125

TAB. 4.6 – Définition des paramètres du banc de test monocoup ainsi que du prototype

La figure 4.38 présente la comparaison des formes d'onde Vce-Ic au turn-off obtenues lors des essais sur le prototype MV7306 NPP et pour des essais monocoup à 125°C en plaçant un circuit RC aux bornes de l'IGBT.

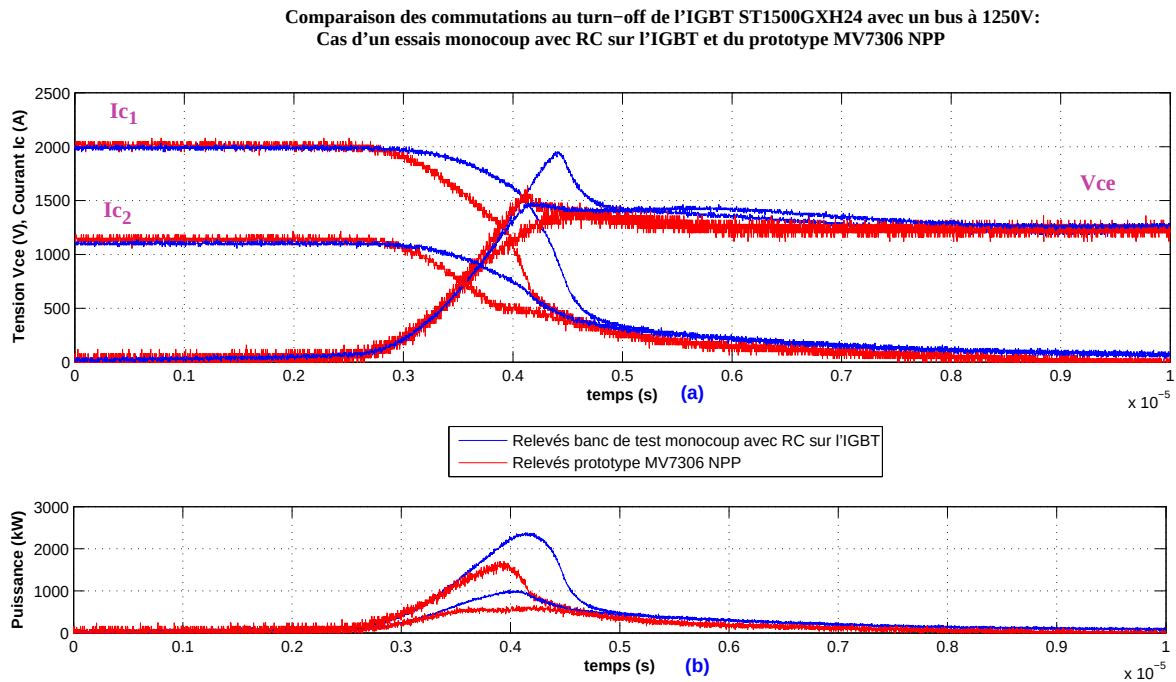


FIG. 4.38 – Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXH24 pour un bus à 1250V (a) ainsi que la puissance associée (b) dans le cas d'essais monocoups avec RC sur l'IGBT à 125°C et dans le cas du prototype MV7306 NPP

Les courbes de commutation obtenues sur le banc de test monocoup diffèrent des courbes obtenues sur le prototype MV7306 NPP et ce, pour les deux valeurs de courant de commutation étudiées. Le dV/dt de la tension V_{ce} est identique pour les deux bancs de tests, mais la surtension est plus importante sur le banc de tests monocoup. Le courant commuté dans le prototype NPP est bien plus faible que dans le cas du banc de tests monocoup. En effet, sur le prototype, le courant dévié est plus important que sur le banc de tests monocoup, ce qui est favorable aux IGBTs du prototype.

Les pertes dans le prototype sont ainsi plus faibles que sur le banc de test monocoup.

4.3.2.5 Comparaison des commutations au turn-on avec les mesures effectuées sur le prototype MV7306 NPP

La figure 4.39 présente la comparaison des formes d'onde Vce-Ic au turn-on obtenues lors des essais sur le prototype MV7306 NPP et pour des essais monocoup à 125°C en plaçant un circuit RC aux bornes de l'IGBT.

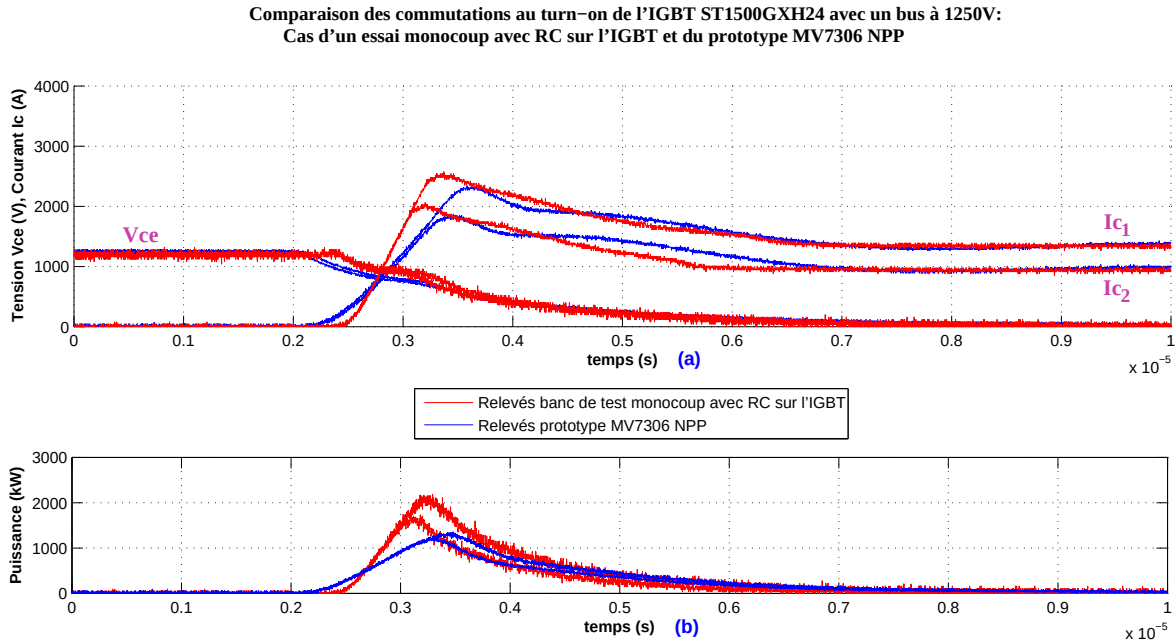


FIG. 4.39 – Comparaison des commutations au turn-on de l'IGBT ST1500GXH24 pour un bus à 1250V (a) ainsi que la puissance associée (b) dans le cas d'essais monocoups avec RC sur l'IGBT à 125°C et dans le cas du prototype MV7306 NPP

CONCLUSION : Les premières comparaisons faites entre les commutations au turn-on et au turn-off des bancs de test monocoup et du prototype MV7306 NPP montrent qu'il y a une différence significative dans les formes d'onde. Les circuits de commutation sont donc différents, ce qui confirme les conclusions faites lors de l'étude réalisée sur un puce d'IGBT.

Afin de comparer les pertes entre les essais monocoups et les résultats expérimentaux sur le prototype, il est donc important de définir le circuit de commutation équivalent de chaque composant du bras NPP.

4.3.3 Etude des circuits de commutation du bras NPP : schémas équivalents de commutation

4.3.3.1 Commutation de l'IGBT T2+ au turn-on et au turn-off

Le composant T2+ commute lorsque l'on passe d'une configuration où l'on obtient une tension simple V_{a0} en sortie de l'onduleur égale à $+V_{dc}/2$ à une configuration où l'on obtient une tension nulle comme le montre la figure 4.40.

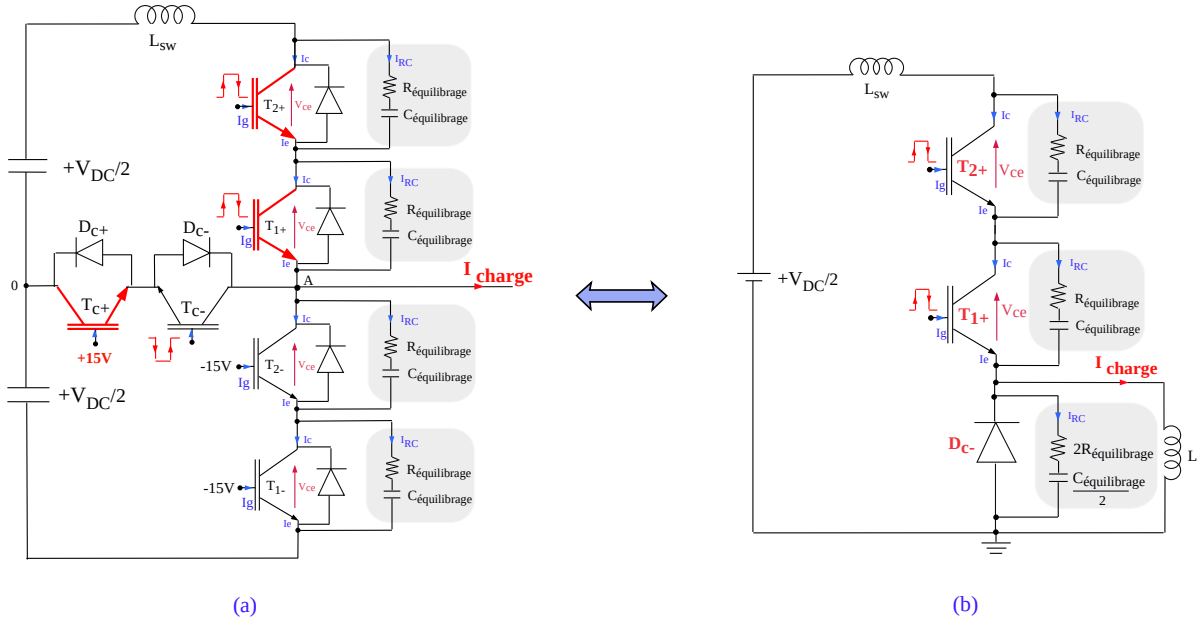


FIG. 4.40 – Schéma de l'onduleur NPP avec mise en évidence des composants qui commutent (a) et schéma équivalent de commutation de T2+ (b)

Ainsi, le courant, lorsqu'il est positif, va passer par les IGBTs T2+ puis T1+ lorsque la tension V_{a0} attendue est de $+V_{dc}/2$. Ensuite, le courant va passer par l'IGBT TC+ puis par la diode DC- pour obtenir une tension V_{a0} de 0V. Durant ces configurations de fonctionnement, les IGBTs TC-, T2- et T1- sont toujours ouverts.

Le schéma équivalent lors des commutations au turn-on et au turn-off de l'IGBT T2+ est donné par la figure 4.40 (b). Les IGBTs T2+ et T1+ possèdent un circuit RC d'équilibrage à leurs bornes et commutent chacun le quart de la tension du bus. Les IGBTs T2- et T1- sont ouverts, donc leur circuit RC d'équilibrage se retrouvent en parallèle avec les interrupteurs horizontaux à l'échelle de la commutation, c'est à dire en parallèle sur la diode DC-. La mise en série des deux circuits RC donne un RC équivalent de valeur : $2R_{équilibrage}$ et $\frac{C_{équilibrage}}{2}$. Le condensateur de la demi-tension négative du bus continu est en série avec les circuits RC d'équilibrage. Cependant, sa valeur étant très supérieure à celle des condensateurs $C_{équilibrage}$, elle peut donc être négligée.

Ici, l'inductance de commutation est égale à celle d'une phase complète du convertisseur. Lors du calcul de celle-ci, il faut prendre en compte la somme des chutes de tension V_{ce} sur les IGBTs T2+ et T1+.

Remarque : Une résistance de $22k\Omega$ est placée en parallèle avec chaque condensateur $C_{équilibrage}$. Pour des raisons de visibilité et vu qu'elle n'a pas d'effets lors des commutations, cette dernière n'a pas été représentée sur les schémas.

Le schéma de la figure 4.40 (b) est également équivalent au circuit représenté sur la figure 4.41

qui ne possède qu'un IGBT, représentant T2+. La tension du bus passe alors à 1250V soit le quart de la tension du bus continu.

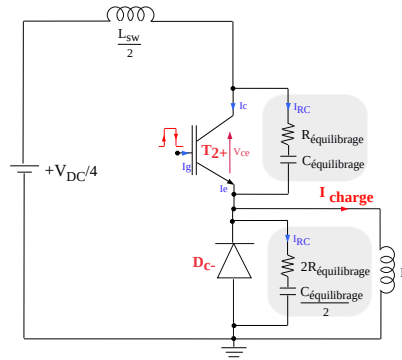


FIG. 4.41 – Deuxième version du schéma équivalent de commutation de l'IGBT T2+

L'inductance de commutation du circuit équivalent est égale à la moitié de l'inductance de commutation présente dans le circuit complet NPP représenté sur la figure 4.40 (a). En effet, lorsqu'on calcule l'inductance de commutation sur une phase du convertisseur NPP, on doit prendre en compte la somme des variations de tension sur les IGBTs T2+ et T1+ ou, tout simplement prendre $2 \times \Delta V_{ce}$ de T2+, comme le montre la figure 4.42, car les tensions collecteur-émetteur de ces deux composants sont équilibrées.

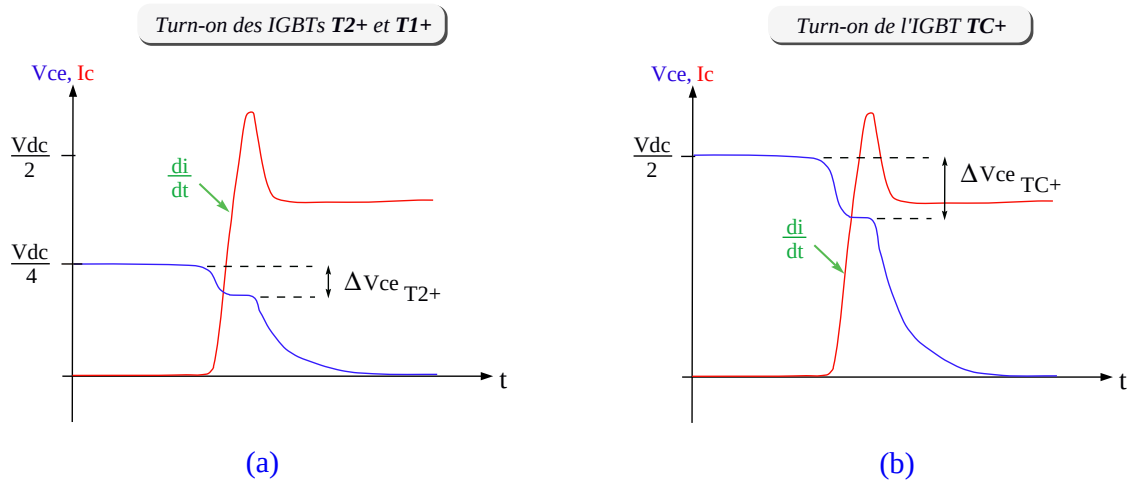


FIG. 4.42 – Mise en évidence de la variation de tension collecteur-émetteur V_{ce} lors d'un turn-on des IGBTs T1+ et T2+ du bras NPP (a) et de l'IGBT TC+ (b)

Par contre, concernant l'IGBT TC+, l'inductance de commutation est calculée en fonction de la tension V_{ce} de ce dernier uniquement. La chute de tension dans la diode DC- associée est à prendre en compte.

Le schéma de commutation des IGBTs verticaux T2+ et T1+ (ainsi que T2- et T1-) est identique pour une commutation au turn-on et au turn-off.

La figure 4.43 présente des commutations au turn-on de l'IGBT T2+ obtenues sur le prototype MV7306 NPP ainsi que sur le circuit équivalent du banc de test monocoup.

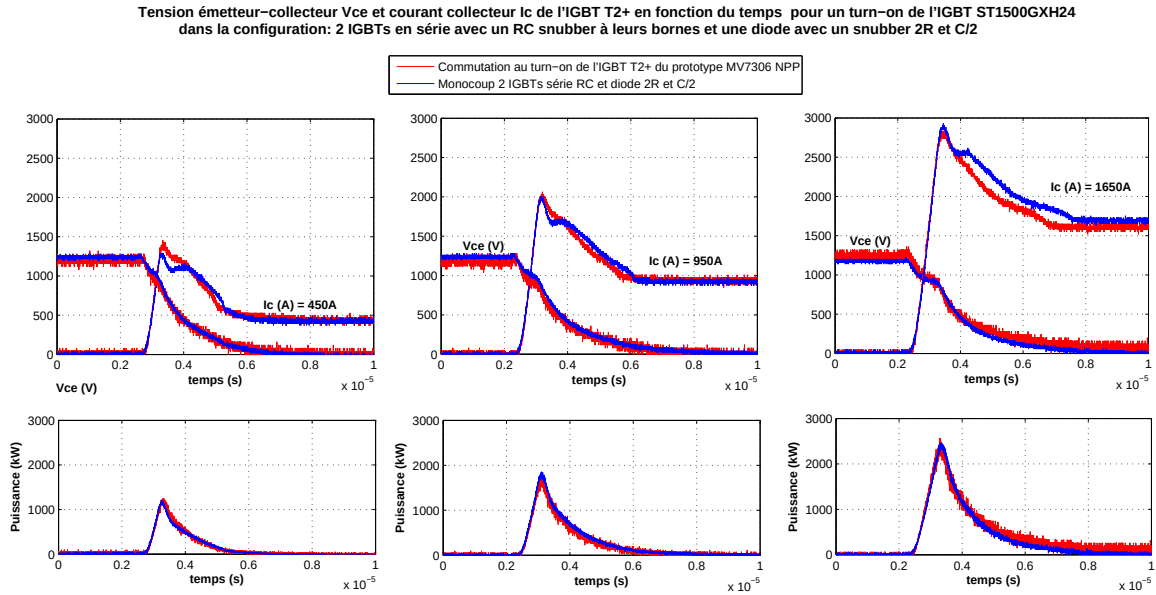


FIG. 4.43 – Comparaison des tensions collecteur-émetteur V_{ce} et des courants collecteur I_c obtenus lors de turn-on du composant T2+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monocoup

Les formes d'onde en tension et courant sont similaires lors du turn-on entre les résultats obtenus sur le prototype MV7306 NPP et sur le banc de test monocoup. Les puissances dissipées par les IGBTs lors des commutations au turn-on sont également similaires au vu de la figure 4.43. Les énergies de commutation au turn-on de l'IGBT testé sur le banc monocoup seront donc quasiment identiques à celles obtenues sur le prototype MV7306 NPP.

La figure 4.44 présente des commutations au turn-off de l'IGBT T2+ obtenues sur le prototype MV7306 NPP ainsi que sur le circuit équivalent du banc de test monocoup et ce, pour différentes valeurs de courants de commutation.

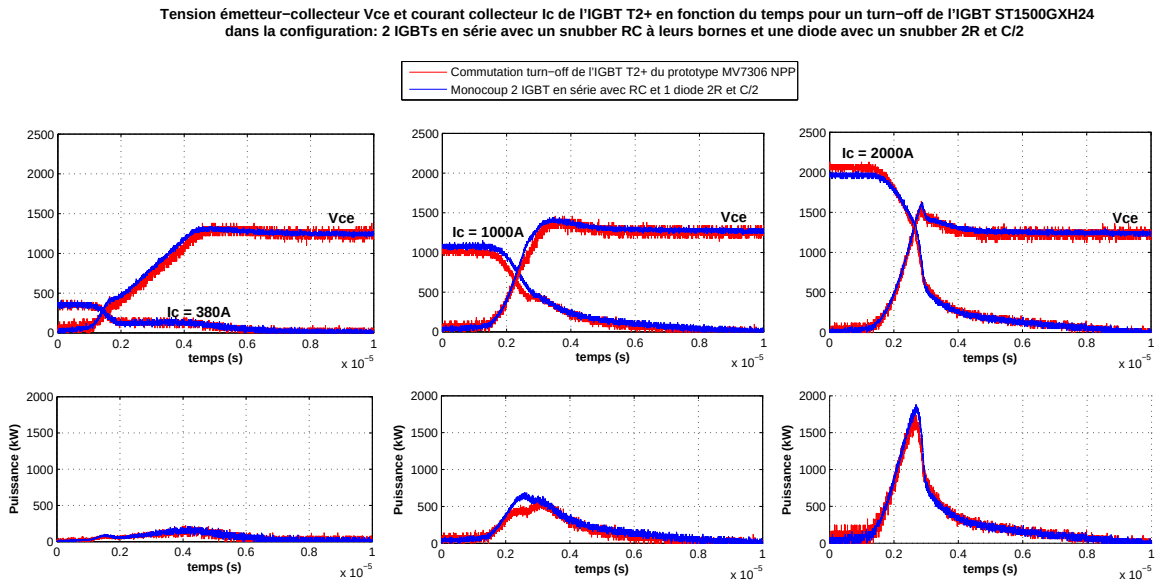


FIG. 4.44 – Comparaison des tensions collecteur-émetteur V_{ce} et des courants collecteur I_c obtenus lors de turn-off du composant T2+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monocoup

Là encore, les tensions et courants commutés sont similaires entre le banc de test monocoup et le prototype MV7306 NPP.

L'influence de la température ne fait pas varier les formes d'onde en tension et courant de manière importante, comme le montre la figure 4.45.

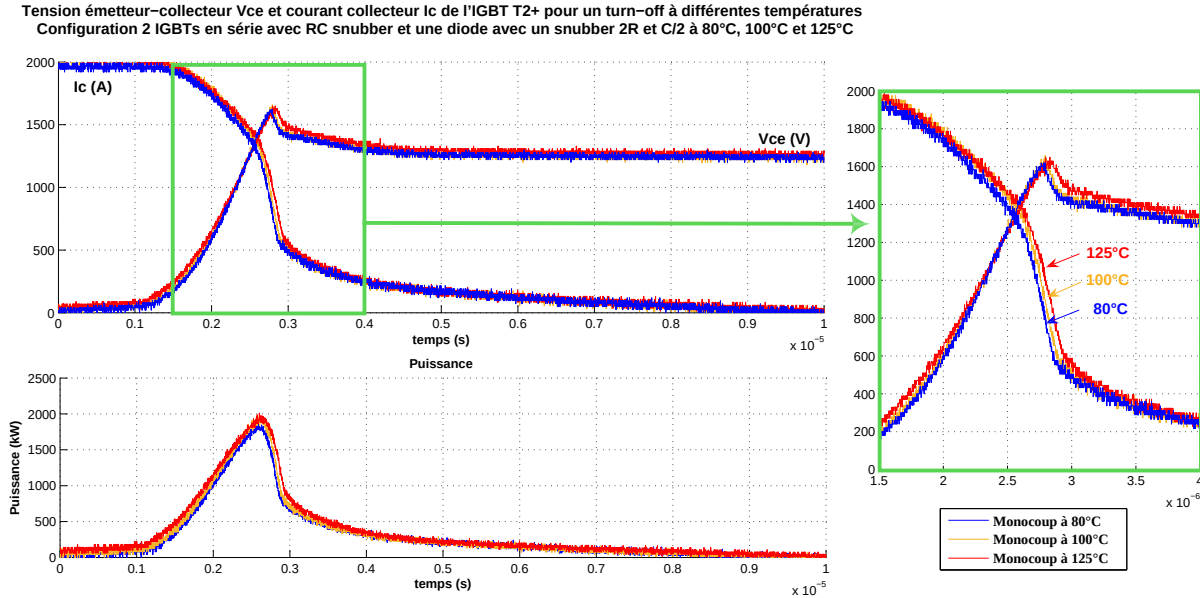


FIG. 4.45 – Influence de la température lors des commutations au turn-off de l'IGBT T2+ sur le banc de test monocoup pour des commutations à 80°C, 100°C et 125°C

La figure 4.46 présente une comparaison des énergies correspondant à l'IGBT T2+ du bras NPP pour des commutations au turn-on et au turn-off.

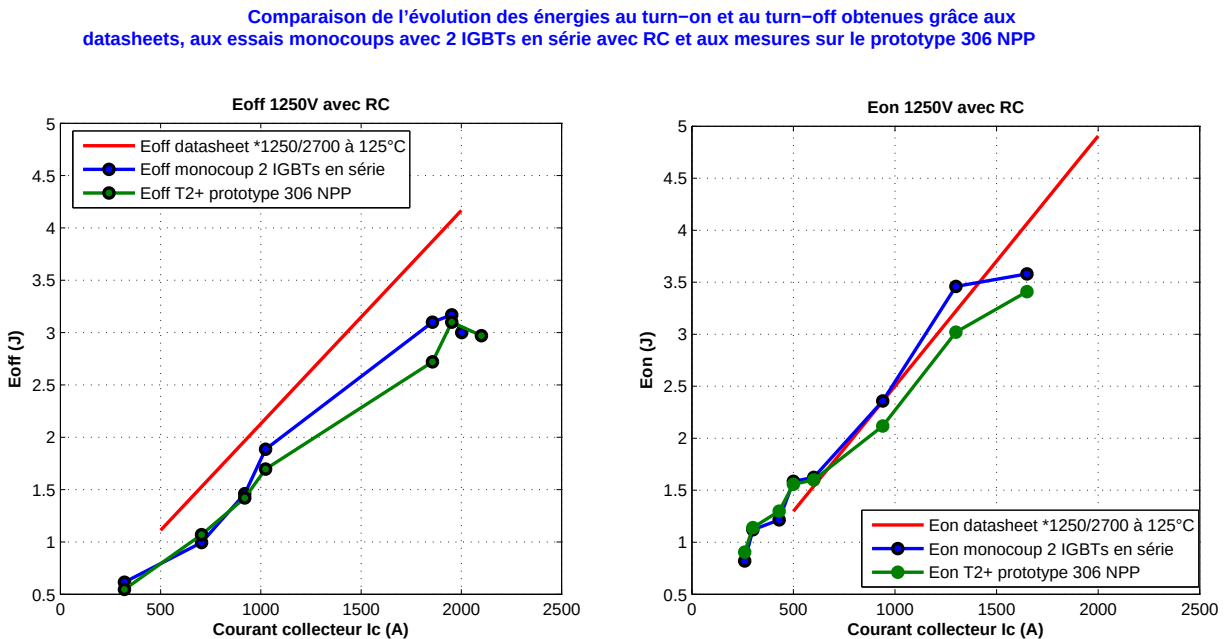


FIG. 4.46 – Comparaison des énergies correspondant au composant T2+ au turn-off (a) et au turn-on (b) obtenues par les données constructeur, sur le prototype MV7306 NPP et sur le banc de test monocoup

Les énergies comparées sont les suivantes :

- Les énergies provenant des spécifications constructeur à 125°C et ramenées à la tension de commutation de 1250V
- Les énergies obtenues lors des essais sur le prototype MV7306 NPP
- Les énergies obtenues sur le banc de test monocoup avec deux IGBTs possédant chacun un circuit RC de valeur R et C et d'une diode avec un circuit RC de valeur $2R$ et $C/2$.

Sur le prototype MV7306 NPP, la température de jonction de l'IGBT T2+ a été estimée à 80°C . Les essais monocoups ont donc été effectués à cette température. Les énergies déduites des essais monocoup et des mesures sur le prototype MV7306 NPP concordent pour les commutations au turn-on et au turn-off.

On peut comparer sur la figure 4.47 les grandeurs de commutations au turn-off obtenues par les premières mesures (un IGBT avec un RC à ses bornes et pas de RC sur la diode) avec la deuxième configuration (2 IGBTs en série avec RC et une diode avec $2R$ et $C/2$) par rapport aux mesures faites sur l'IGBT T2+ du prototype MV7306 NPP.

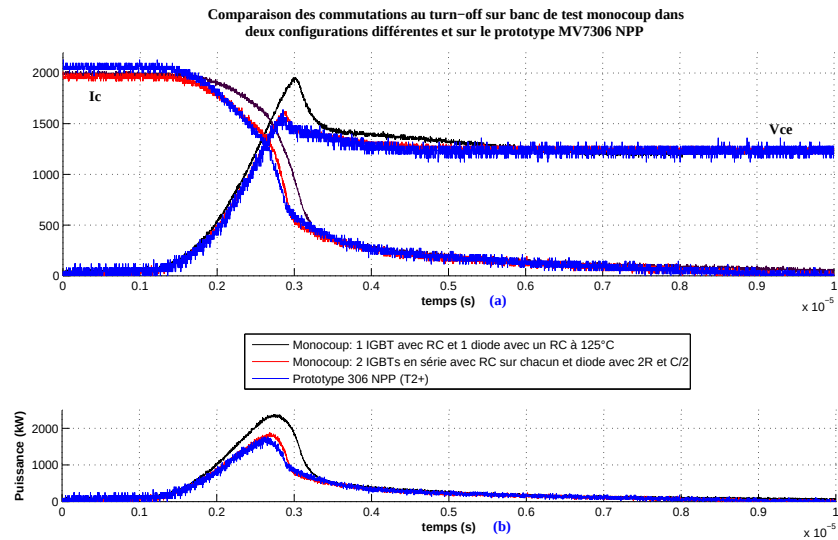


FIG. 4.47 – Comparaison des grandeurs commutées au turn-off dans 3 configurations différentes : en utilisant un IGBT avec RC et un diode sans RC, puis 2 IGBTs en série avec un circuit RC sur chacun et une diode avec $2R$ et $C/2$ à ses bornes puis le prototype MV7306 NPP.

Alors que les grandeurs de commutation obtenues avec le banc de test monocoup respectant le circuit de commutation sont très proches des courbes obtenues sur le prototype MV7306 NPP, ce n'est pas le cas avec le premier circuit monocoup étudié. Ceci montre l'importance de connaître le circuit de commutation équivalent du prototype étudié.

4.3.3.2 Commutation de l'IGBT TC+ au turn-on et au turn-off

Pour un facteur de puissance égal à -1, les pertes par commutation dans l'IGBT TC+ sont non nulles, contrairement à un fonctionnement à $\cos\varphi = 1$ où ce composant est fermé et commute à tension nulle donc sans pertes.

Ainsi, l'énergie de commutation dans ce composant est mesurée pour un facteur de puissance égal à -1. La figure 4.48 (a) présente une phase de l'onduleur NPP avec mise en évidence des composants qui commutent pour ce facteur de puissance.

Les IGBTs T2+ et T1+ sont ouverts et TC- est constamment fermé. Le courant de charge va circuler au travers de l'IGBT TC+ et de la diode DC-.

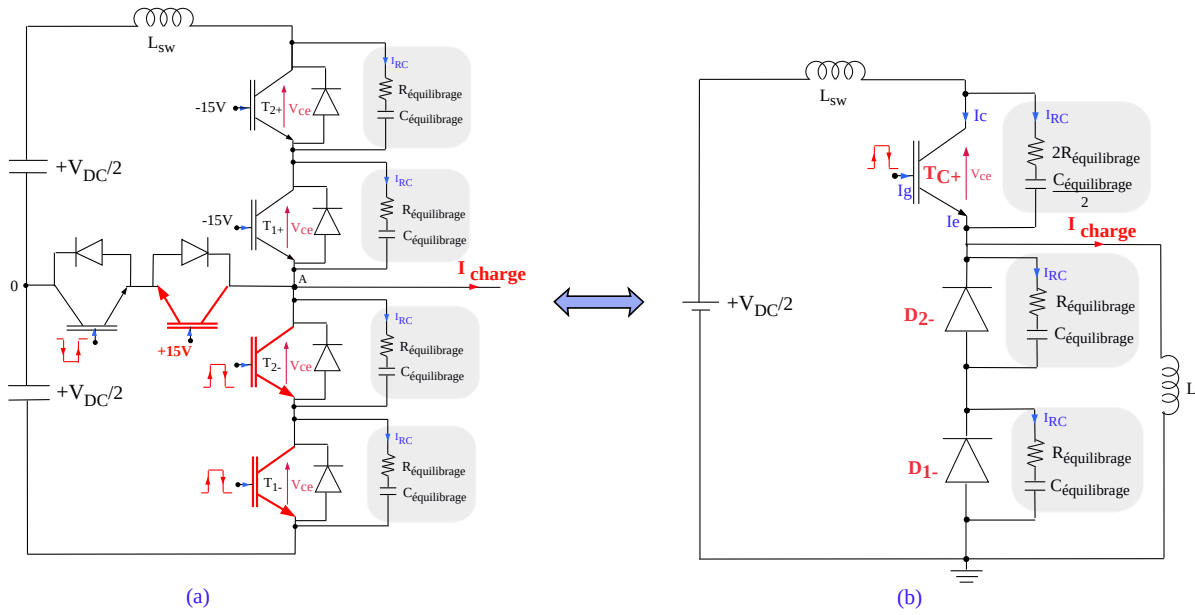


FIG. 4.48 – Schéma de l'onduleur NPP avec mise en évidence des composants qui commutent (a) et schéma équivalent de commutation de TC+ (b)

Les circuits RC d'équilibrage présents aux bornes des IGBTs T2+ et T1+ vont se retrouver aux bornes de l'IGBT TC+ (la diode DC- conduit). La mise en série de ces éléments passifs va donner $2R_{\text{équilibrage}}$ et $\frac{C_{\text{équilibrage}}}{2}$. L'IGBT TC+ commute sur les diodes de roue libre des IGBTs T2- et T1-, c'est à dire D2- et D1-. Ces deux diodes possèdent à leurs bornes des circuits RC d'équilibrage. L'inductance de commutation est égale à celle présente sur un bras entier de la structure NPP.

La figure 4.49 présente des commutations au turn-on de l'IGBT TC+ obtenues sur le prototype MV7306 NPP ainsi que sur le circuit équivalent du banc de test monocoup et ce, pour différentes valeurs de courants de commutation.

On remarque que les courbes obtenues sur le prototype MV7306 NPP et celles obtenues lors des essais sur le banc de test monocoup sont équivalentes, ce qui montre que le circuit de commutation estimé est correct.

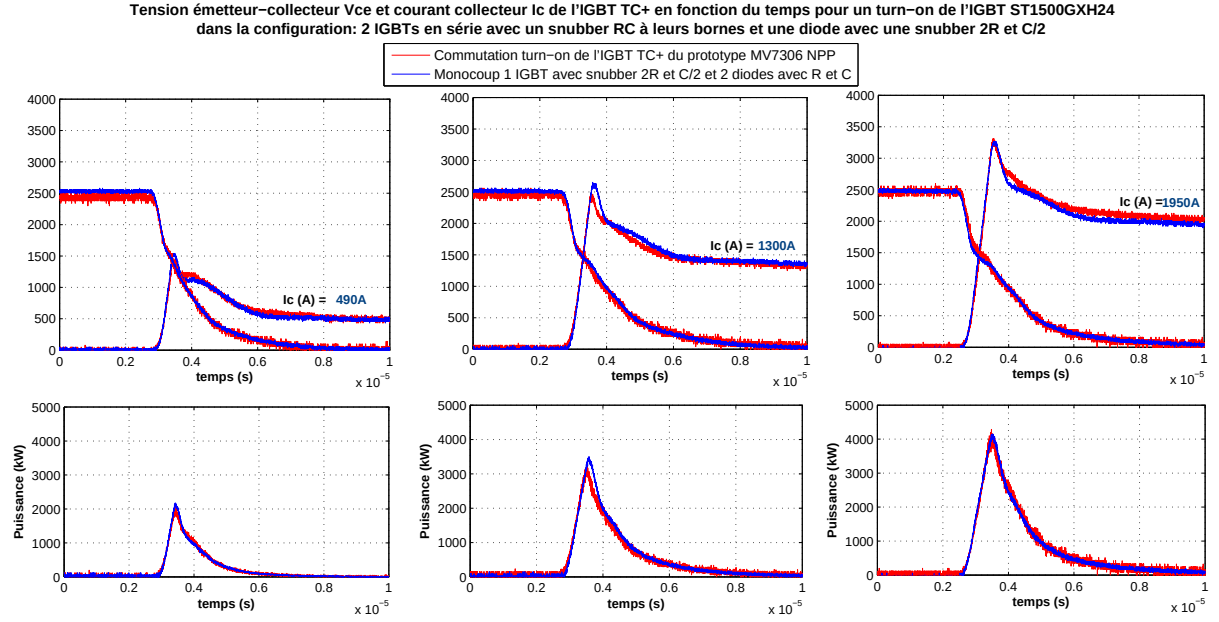


FIG. 4.49 – Comparaison des tensions collecteur-émetteur V_{ce} et des courants collecteur I_c obtenus lors de turn-on du composant TC+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monopole

La figure 4.50 présente des commutations au turn-off de l'IGBT TC+ obtenues sur le prototype MV7306 NPP ainsi que sur le circuit équivalent du banc de test monopole et ce, pour différentes valeurs de courants de commutation.

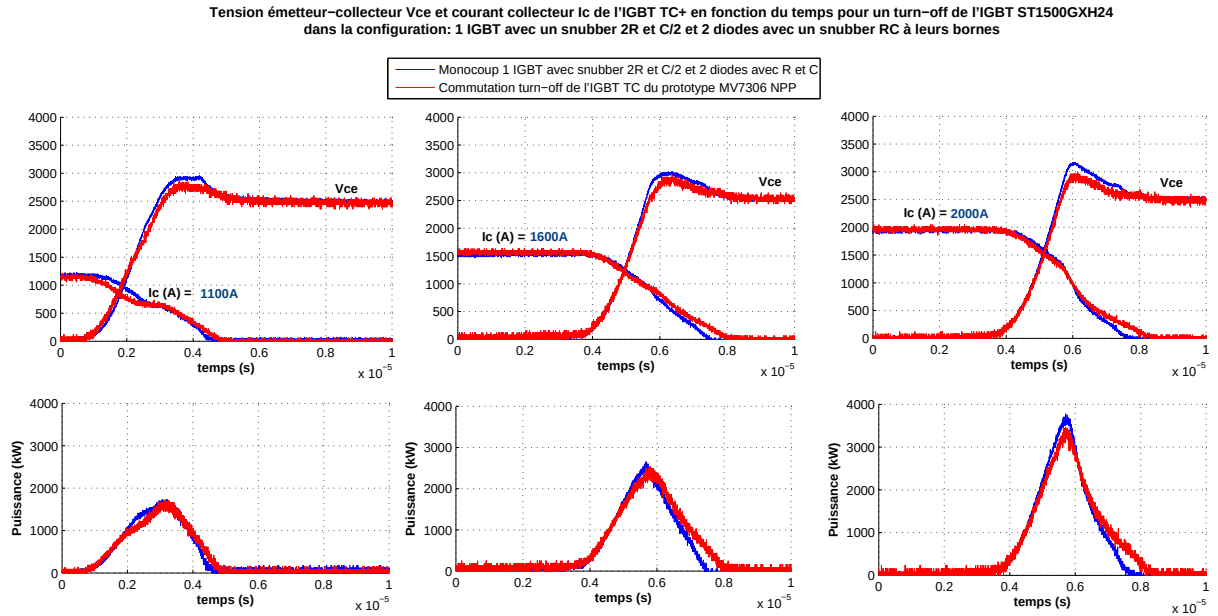


FIG. 4.50 – Comparaison des tensions collecteur-émetteur V_{ce} et des courants collecteur I_c obtenus lors de turn-off du composant TC+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monopole

Tout comme pour le turn-on, les grandeurs V_{ce} et I_c obtenues lors des commutations au turn-off pour différentes valeurs de courant commuté sont équivalentes entre la mesure sur le prototype et celles obtenues sur le banc de tests monopole.

La figure 4.51 présente une comparaison des énergies correspondant à l'IGBT TC+ du bras NPP pour des commutations au turn-on et au turn-off.

Les énergies comparées sont les suivantes :

- Les énergies provenant des spécifications du composant à 125°C et ramenées à la tension de commutation de 2500V
- Les énergies obtenues lors des essais sur le prototype MV7306 NPP
- Les énergies obtenues sur le banc de test monocoup avec un IGBT possédant un circuit RC de valeur 2R et C/2 et deux diodes en série avec chacune un circuit RC de valeur R et C.

Comparaison de l'évolution des énergies au turn-on et au turn-off obtenues grâce aux datasheets, aux essais monocoups avec 1 IGBT avec 2R et C/2 et 2 diodes en série avec RC et aux mesures sur le prototype 306 NPP

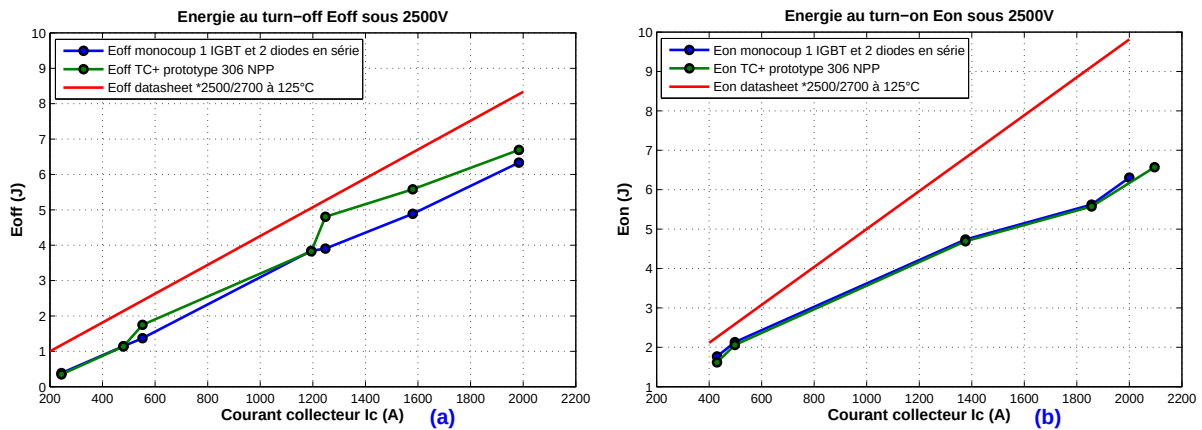


FIG. 4.51 – Comparaison des énergies correspondant au composant TC+ au turn-off (a) et au turn-on (b) obtenues par les données constructeur, sur le prototype MV7306 NPP et sur le banc de test monocoup

Les énergies au turn-off (4.51 (a)) et au turn-on (4.51 (b)) lors des essais monocoup sont tout à fait représentatives de celles obtenues sur le prototype MV7306 NPP. Les différences peuvent venir de la valeur du courant commuté qui n'est pas forcément rigoureusement identique entre les essais monocoup et le prototype.

De plus la température de jonction n'est pas non plus exactement la même. Cependant, ce facteur ne doit pas influencer de trop car l'erreur sur la température entre le prototype et le banc de test n'est au maximum que de 10°C, ce qui ne modifie pas de manière significative les formes d'onde.

Les énergies données par les spécifications à 125°C sont supérieures à celles obtenues sur le banc de test monocoup et sur sur le prototype. Au turn-on, cette différence est d'autant plus importante que le courant collecteur augmente. On obtient en effet une énergie de 5J à 1000A sur les données constructeur et une énergie de 3,5J sur le prototype, soit un gain de 42%.

A 1500A, l'énergie donnée par les spécifications est de 7,5J alors que celle obtenue sur le prototype n'est que de 5J, soit un gain de 50%.

CONCLUSION :

Les énergies déduites des essais monocoup sont très proches des énergies déduites des mesures effectuée sur le prototype MV7306 NPP. Le schéma équivalent de la commutation de chaque composant permet donc d'obtenir des résultats proches de ceux du prototype. La détermination des coefficients des énergies pourrait se faire sur le banc de test monocoup et non sur le prototype, mais à condition de tenir compte de l'inductance de commutation propre au prototype.

4.4 Conclusion

Le but de ce chapitre était de comprendre pourquoi les pertes mesurées sur le prototype MV7306 NPP étaient inférieures à celles prédites à partir des données du fabricant.

La première partie de ce chapitre a permis de mettre en évidence l'influence de plusieurs paramètres tels que la valeur de l'inductance de commutation, la température ou encore la valeur de la tension commutée, sur l'énergie commutée par les composants semi-conducteurs.

Ensuite, l'influence d'un circuit RC de même type que le circuit RC d'équilibrage utilisé pour la mise en série des composants a été étudiée. Vu la valeur des composants RC, le courant dévié dans ce circuit passif est relativement faible. De ce fait, les pertes de l'IGBT ne sont qu'en partie transférées vers ce circuit, il ne joue donc pas le rôle d'un snubber classique. C'est pour cette raison que l'ajout de ce circuit RC ne changent que très peu les durées de commutation.

En effet, alors qu'au turn-off, une partie du courant de charge est déviée dans le circuit RC de telle sorte que le courant commuté par l'IGBT est réduit, au turn-on, le courant du circuit RC vient s'ajouter au courant de charge de telle sorte que le courant commuté par l'IGBT est supérieur au courant de charge. Cela implique que l'énergie totale de commutation avec et sans circuit RC est quasiment identique.

De plus, des essais effectués pour différentes valeurs de tension commutée ont montré que le traînage en courant est d'autant plus important que la tension commutée est faible. De ce fait, la commutation à mi-tension ne justifie donc pas les écarts supérieurs à deux constatés entre les mesures effectuées sur le prototype et les spécifications du constructeur.

Dans la deuxième partie du chapitre, l'objectif a été de comprendre quels phénomènes permettent d'obtenir des énergies de commutations favorables sur le prototype NPP, sachant que la tension de commutation à elle seule ne représente pas une explication complète.

Ainsi, le même circuit électrique que celui effectué en première partie sur des puces a été testé sur un IGBT entier. Les formes d'onde en tension et courant lors des commutations ont été comparées aux relevés obtenus sur le prototype MV7306 NPP. Cela a conduit à la conclusion qu'il faut tenir compte du circuit de commutation réel si l'on veut prédire les pertes que l'on va avoir dans les composants.

L'étude des circuits équivalents réels de commutation, prenant en compte l'inductance de commutation réelle, le nombre de composants en série, la tension commutée, la température de jonction des composants et notamment la présence des circuits RC d'équilibrage sur le bras NPP a permis de définir des schémas équivalents de commutation. Ces schémas ont été validés expérimentalement et ont conduit à reproduire fidèlement les formes d'onde de courant et de tension constatés sur le bras NPP du prototype MV7306.

Les pertes moins élevées constatées dans les composants du prototype comparées à celles prédites par les données du constructeur proviennent donc du fait que les conditions de commutation des composants n'étaient pas identiques dans les deux cas. Les schémas de commutation proposés permettent de prédire les pertes dans les composants d'un bras de NPP.

Compte-tenu des résultats obtenus, nous validons ainsi les résultats obtenus dans le troisième chapitre et confirmons donc la supériorité des onduleurs multiniveaux de structure NPP dans les applications pour l'alimentation des moteurs grande vitesse.

Chapitre 5

Etude d'un filtre sinus pour le convertisseur MV7308 NPP

Sommaire

5.1	Introduction	179
5.2	Les différents types de filtre sinus	179
5.2.1	Notion d'amplification du système	180
5.2.2	Expression de la fréquence de résonance du système	181
5.3	Critères de dimensionnement du filtre sinus	182
5.4	Choix de la MLI à utiliser en fonction de la vitesse	183
5.5	Les leviers du système	185
5.6	Une alternative aux filtres classiques : le filtre sinus LCL à inductance couplée	186
5.6.1	Expressions de l'inductance couplée	187
5.6.2	L'amplification du système	188
5.6.3	Comparaison des signaux obtenus avec les filtres LCL classiques et à inductances couplées	189
5.7	Bilan : comparaison des différentes topologies de filtres sinus	190
5.8	Moteurs asynchrones haute vitesse étudiés	191
5.9	Critère d'auto-excitation de la machine	192
5.9.1	Détermination de Cf_{MAX} par calcul analytique	193
5.9.2	Détermination de Cf_{MAX} par simulation sous Saber	193
5.10	Critère de distorsion harmonique sur les grandeurs moteur	194
5.10.1	Notion de taux de distorsion harmonique	194
5.10.2	Evolution du THD en courant	195
5.11	Critère de puissance dissipée dans les IGBTs	197
5.12	Critère d'amplification des harmoniques	198
5.13	Critère de l'ondulation maximum	201
5.14	Prototype de self couplée	202
5.14.1	Présentation	202
5.14.2	Validation expérimentale de la self couplée	203
5.15	Comparaison du filtre sinus obtenu avec les topologies NPC et NPP	206
5.16	Conclusion	208

Les compresseurs de gaz modernes dans le domaine du mégawatt sont entraînés par des moteurs rapides à induction alimentés par des onduleurs moyenne tension. Le moteur haute vitesse peut être directement couplé au compresseur sans avoir à utiliser de boîte de vitesse. Ceci rend le système de compression fiable et efficace.

Cependant, il est indispensable que le moteur soit alimenté par une source possédant une faible distorsion harmonique.

Pour cela, il est possible d'utiliser des onduleurs ayant un nombre de niveaux élevés, ou une fréquence de commutation élevée.

Dans le cas de l'onduleur NPP, même avec une fréquence de découpage plus élevée que celle de l'onduleur NPC et ce, pour un point de fonctionnement équivalent, il est parfois nécessaire de filtrer les signaux de sortie qui alimenteront le moteur.

Dans les parties qui vont suivre, plusieurs topologies de filtres associées à différentes commandes de l'onduleur vont être décrites et la distorsion harmonique au niveau du moteur ainsi que les pertes dans l'onduleur vont être déterminées.

L'étude va porter particulièrement sur le filtre de type LCL avec et sans inductance couplée.

Le but de l'étude du filtre sinus est de faire en sorte d'obtenir un filtre standard pour la gamme de moteurs haute vitesse allant de 130Hz à 200Hz, ceci pour des raisons de standardisation et de coût.

5.1 Introduction

Les onduleurs 3 niveaux utilisant des IGBTs press pack sont appropriés pour la gamme forte puissance (plusieurs mégawatts) des entraînements électriques grande vitesse (plusieurs milliers de tours par minute). La fréquence fondamentale des Moteurs Grande Vitesse (ou MGV) utilisés dans le domaine de l'Oil & Gas peut aller jusqu'à 300Hz.

Comme il a été précisé dans l'introduction générale, ces compresseurs sont directement connectés à l'arbre du moteur sans utiliser de boîte de vitesse (ou multiplicateur). Ainsi, alors qu'avant on pouvait se permettre d'avoir des onduleurs dont la fréquence de commutation n'était pas trop importante, l'absence du multiplicateur implique d'utiliser une MLI dont la fréquence de découpage est au minimum égale à 10 fois la fréquence fondamentale, dans le but d'obtenir une forme d'onde correcte en sortie de l'onduleur.

A un tel point de fonctionnement, les pertes dans les composants du convertisseur NPC seraient trop importantes, alors qu'avec le convertisseur NPP, grâce à une répartition des pertes dans les composants, il est possible d'atteindre ce point. Ainsi, le convertisseur NPP trouve tout son intérêt dans le contexte des MGV par rapport à la topologie NPC.

Malgré une augmentation de la fréquence de découpage, il peut être nécessaire d'introduire un filtre, appelé filtre sinus, entre le convertisseur et le moteur dans le cas où le moteur est particulièrement sensible à la distorsion harmonique. Du fait de l'augmentation de la fréquence de découpage en topologie NPP, les éléments constitutifs du filtre sinus ont une valeur réduite par rapport à la topologie NPC. L'encombrement ainsi que le prix du filtre s'en trouvent diminués.

Dans ce chapitre, une étude de dimensionnement d'un filtre sinus destiné aux applications MGV va être effectuée. Cette étude doit être réalisée sur une gamme de moteurs dont la fréquence varie de 130 à 200Hz. Ainsi, le filtre étudié doit être dimensionné de manière à répondre aux critères d'acceptation pour toute la gamme de fréquence citée, ceci pour des raisons économiques. En effet, il peut être intéressant de pouvoir utiliser un même filtre pour la gamme sans avoir à refaire une étude pour chaque moteur. Le variateur de vitesse utilisé lors de cette étude est un MV7308 NPP dont l'étude détaillée ainsi que les mesures expérimentales sont présentées en annexe A.

5.2 Les différents types de filtre sinus

Le but premier du filtre sinus, représenté sur la figure 5.1, est de réduire le taux de distorsion harmonique des grandeurs d'entrée du moteur.

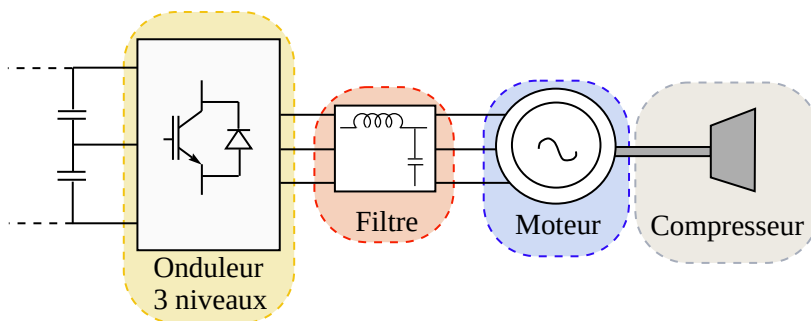


FIG. 5.1 – Schéma de la connexion du filtre entre l'onduleur et le moteur

Pour cela, différentes topologies de filtre sinus peuvent être utilisées, notamment celles présentées sur la figure 5.2.

La topologie (a) correspond à un filtre LC, la structure (b) correspond à un filtre LCL et la topologie (c) à un filtre LCL amorti. Le filtre LCL amorti correspond à un cas particulier du filtre LCL classique.

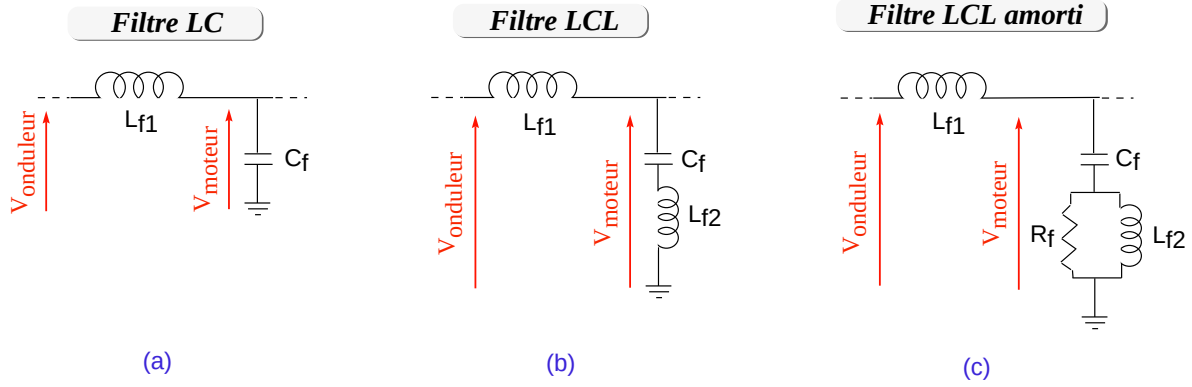


FIG. 5.2 – Les topologies de filtres sinus classiques

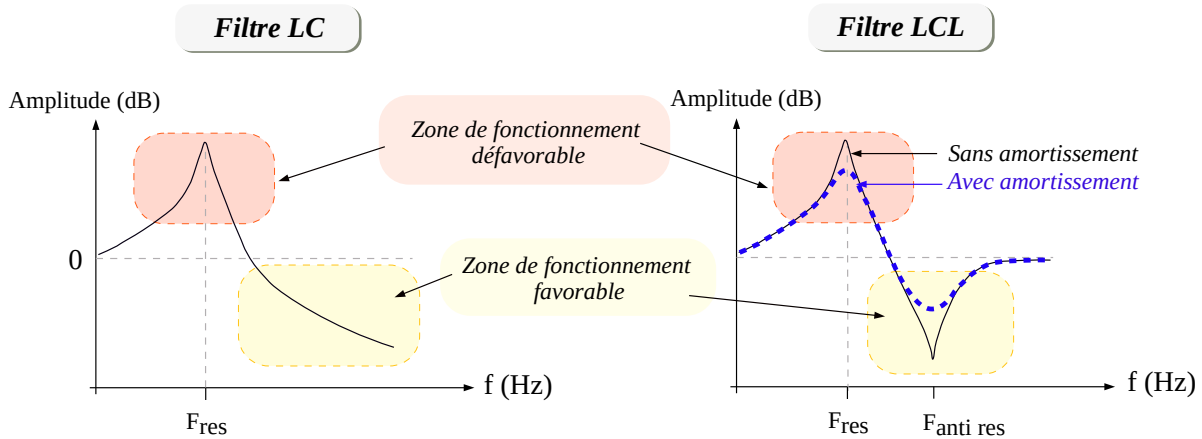
5.2.1 Notion d'amplification du système

L'amplification du système, est un critère important à prendre en compte lors du dimensionnement d'un filtre. En effet, elle détermine les fréquences dont les harmoniques seront amplifiés. On obtiendra donc des courants et tensions aux bornes du moteurs dont l'amplitude sera dangereusement élevée et pourra mener à la destruction du matériel.

L'amplification est définie comme le rapport entre la tension simple au bornes du moteur et la tension simple en sortie de l'onduleur et s'écrit :

$$A = \frac{|V_{moteur}|}{|V_{onduleur}|} \quad (5.1)$$

Les filtres LC et LCL ne donnent pas lieu à la même courbe d'amplification. En effet, comme on peut le voir sur la figure 5.3 (a), le filtre LC atténue tous les harmoniques haute fréquence. Le filtre LCL, quant à lui, filtre moins bien ces mêmes harmoniques.

FIG. 5.3 – Amplification de tension $V_{moteur}/V_{onduleur}$ due à un filtre sinus de type LC (a) et LCL (b)

On note F_{res} la fréquence de résonance du système et $F_{antires}$ la fréquence d'anti-résonance ou fréquence d'accord du filtre LCL.

5.2.2 Expression de la fréquence de résonance du système

L'expression de la fréquence de résonance de l'ensemble onduleur+filtre+moteur est différente selon que le filtre soit de type LC ou LCL.

Le schéma 5.4 présente la modélisation de l'ensemble *onduleur+filtre+moteur* d'un point de vue harmonique dans le cas d'un filtre LC (a) et d'un filtre LCL amorti (b).

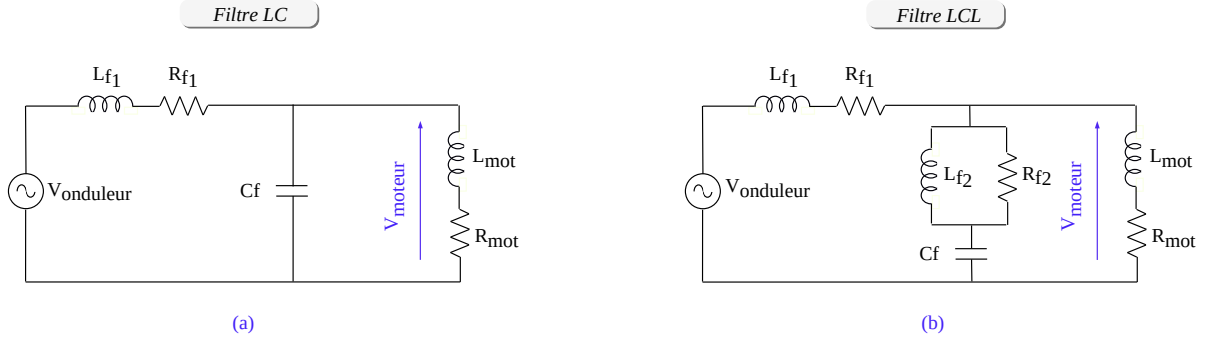


FIG. 5.4 – Modélisation du système onduleur+filtre+moteur d'un point de vue harmonique : avec un filtre LC (a) et LCL (b)

Les inductances du filtre sont modélisées en tenant compte des pertes Joule des enroulements, comme le montre la figure 5.5. Les pertes fer, modélisées par une résistance en parallèle de l'inductance, ne seront pas prises en compte dans notre étude.

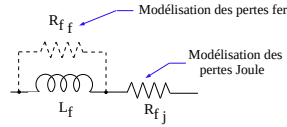


FIG. 5.5 – Modélisation des pertes fer et des pertes Joule dans les inductances du filtre

Le facteur de qualité des inductances du filtre est exprimé par :

$$Q_{fj} = \frac{L_f \times \omega}{R_{fj}} \quad (5.2)$$

Avec ω la pulsation à la fréquence fondamentale. La valeur de Q_{fj} est environ égale à 35. Elle est donnée pour la fréquence fondamentale nominale du moteur.

La **fréquence de résonance** du système représenté par l'équation 5.1 est déterminée lorsque l'on respecte la condition décrite par l'expression 5.3 en négligeant les pertes :

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_{res}} \left(\frac{V_{moteur}}{V_{onduleur}} \right) = \infty \quad (5.3)$$

La **fréquence d'anti-résonance** du système représenté par l'équation 5.1, dans le cas d'un filtre LCL, est déterminée lorsque l'on respecte la condition décrite par l'expression 5.4 :

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_{anti_res}} \left(\frac{V_{moteur}}{V_{onduleur}} \right) = 0 \quad (5.4)$$

5.2.2.1 Cas du filtre LC

La relation entre la tension simple du moteur et la tension simple de l'onduleur est donnée par l'équation 5.5.

$$\frac{V_{moteur}}{V_{onduleur}} = \frac{R_{mot} + j \cdot L_{mot} \cdot \omega}{(j \cdot L_{f1} \cdot \omega + R_{f1}) (1 + j \cdot C_f \cdot \omega (R_{mot} + j \cdot L_{mot} \cdot \omega)) + R_{mot} + j \cdot L_{mot} \cdot \omega} \quad (5.5)$$

La fréquence de résonance du système est donnée par l'équation 5.6.

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{Lf_1 \times L_{mot}}{Lf_1 + L_{mot}} \times Cf}} \quad (5.6)$$

Avec :

- Lf_1 : inductance série en sortie de l'onduleur
- L_{mot} : inductance du moteur (somme des inductances de fuite)

5.2.2.2 Cas du filtre LCL

Pour un filtre de type **LCL**, l'expression de la relation entre la tension simple du moteur et la tension simple de l'onduleur est donnée par l'équation 5.7, en posant : $p = j \cdot \omega$

$$\frac{V_{moteur}}{V_{onduleur}} = \frac{\left(Lf_2 \cdot p + R_{f2} + \frac{1}{C_f \cdot p}\right) (L_{mot} \cdot p + R_{mot})}{\left(Lf_2 \cdot p + R_{f2} + \frac{1}{C_f \cdot p}\right) (L_{mot} \cdot p + R_{mot}) + (Lf_1 \cdot p + R_{f1}) \left(Lf_2 \cdot p + R_{f2} + \frac{1}{C_f \cdot p} + L_{mot} \cdot p + R_{mot}\right)} \quad (5.7)$$

La fréquence de résonance du système est donnée par l'équation 5.8.

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{mot} + Lf_1}{Lf_2 \times L_{mot} \times Cf + Cf \times Lf_1 \times (Lf_2 + L_{mot})}} \quad (5.8)$$

La fréquence d'anti-résonance du filtre LCL est donnée par l'équation suivante :

$$F_{ar} = \frac{1}{2\pi \sqrt{Lf_2 \times Cf}} \quad (5.9)$$

5.3 Critères de dimensionnement du filtre sinus

Le choix du filtre sinus à utiliser va dépendre de plusieurs critères inter-dépendants, qui vont être décrits en détail dans la suite du chapitre :

1. Il ne doit pas y avoir d'auto-excitation du moteur.
2. Le THD du courant moteur ne doit pas être trop élevé (typiquement, il doit être inférieur à 3% du courant fondamental nominal).
3. Les pertes de l'onduleur doivent rester inférieures à 100°C pour une fréquence allant de 0 à 300Hz.
4. L'ondulation du courant en sortie de l'onduleur ne doit pas être trop importante. En effet, il est nécessaire que le courant maximal crête circulant dans les IGBTs ne doit pas être destructif pour ces derniers.
5. La tension demandée en sortie de l'onduleur ne doit pas être supérieure au maximum de tension délivrable par le convertisseur.
6. Les harmoniques générés par l'onduleur ne doivent pas venir exciter la fréquence de résonance du filtre.
7. La chute de tension aux bornes de l'inductance série Lf_1 doit rester dans les limites acceptables (typiquement 5% de la tension du moteur).
8. Pendant toute la phase de démarrage du moteur, il ne doit pas y avoir d'amplification des harmoniques, et ce, même durant les changements de profil de MLI.
9. Si le filtre est amorti, les pertes dans la résistance doivent rester acceptables.

Les différents points qui viennent d'être énumérés ont des incidences sur le choix des composants du filtre sinus.

Dans les applications où la fréquence fondamentale du moteur est inférieure à 100Hz, le condensateur du filtre sinus possède une valeur élevée afin de compenser la chute de tension aux bornes de l'inductance série, en sortie de l'onduleur. Dans ce cas, il faut prévoir un système de décharge du condensateur du filtre en cas d'auto-excitation. Ce système de décharge, appelé "crow-bar", est constitué d'un thyristor en série avec une résistance que l'on place en parallèle avec chaque condensateur du bus continu.

Cependant, la mise en oeuvre d'un tel système de décharge est contraignant au niveau de l'encombrement, de la commande, du coût mais surtout au niveau de la fiabilité.

Ainsi, dans les applications haute vitesse, on se pose comme contrainte de limiter la valeur de la capacité du filtre sinus pour éviter l'auto-excitation et ce, afin de ne plus utiliser de crow-bar, tout en sachant que cela entraîne l'inconvénient de ne plus compenser suffisamment la chute de tension aux bornes de L_{f1} .

5.4 Choix de la MLI à utiliser en fonction de la vitesse

Le choix de la MLI à utiliser pour commander l'onduleur va dépendre du point de fonctionnement. En effet, si l'on travaille avec un moteur dont la fréquence fondamentale est élevée, il sera nécessaire d'avoir une fréquence de commutation élevée afin d'obtenir une tension de sortie suffisamment proche de la consigne.

Cependant, plus la fréquence de commutation est élevée, plus les pertes sont élevées. Dans le cas des applications moteurs rapides, le fondamental pouvant être situé aux alentours de 300Hz, il faut travailler à une fréquence de commutation au minimum de 3000Hz.

A haute vitesse, une solution pour éviter les pertes trop importantes dans l'onduleur est de travailler avec une **MLI synchrone** car le nombre de commutations est limité. Un autre avantage de fonctionner avec une MLI synchrone est que le spectre de la tension en sortie de l'onduleur est connu et en particulier, le premier harmonique présent sur la tension en sortie de l'onduleur est connu à l'avance. Il faut faire en sorte qu'il soit suffisamment éloigné de la fréquence de résonance du système. Le choix de la fréquence du premier harmonique à éliminer sera différent suivant que l'on fonctionne avec un filtre LC et un filtre LCL du fait de la différence dans la valeur de la fréquence de résonance.

En utilisant une **MLI asynchrone**, les harmoniques sont plus difficiles à déterminer. En effet, le spectre est composé des fréquences multiples de la fréquence de découpage dont la fréquence est égale à : $n_1 \times F_{pwm} \pm n_2 \times Fn$, avec n_1 et n_2 des entiers positifs, Fn la fréquence nominale du moteur et F_{pwm} la fréquence de découpage. Pour éviter la résonance, il faudra commuter avec une fréquence de commutation élevée.

Dans le cas du **filtre LC**, on choisit la fréquence du premier harmonique égale à $k_{LC} \times F_{res}$, avec k_{LC} suffisamment grand afin d'éviter l'amplification des premiers harmoniques du système. En général, on prend $k_{LC} \geq 1.8$. Plus k_{LC} est faible, plus on se rapproche de la fréquence d'amplification. Plus il est grand, plus la fréquence de commutation ou le nombre d'angles de la tension de sortie V_{a0} doivent être élevés.

Le **filtre LCL** possède une fréquence dite d'*anti-résonance* à laquelle on peut placer le premier harmonique que l'on souhaite éliminer dans le cas où il n'y a pas de résistance d'amortissement en parallèle sur l'inductance L_{f2} . En effet, dans ce cas, la résistance aurait trop de pertes dues aux

harmoniques.

$$k_{LCL} = \frac{F_{ar}}{F_{res}} \quad (5.10)$$

Avec :

- F_{ar} : fréquence d'anti-résonance du système
- F_{res} : fréquence de résonance du système

Ainsi, si l'on considère une MLI synchrone à 5 pulses, le premier harmonique attendu en sortie de l'onduleur se situe au rang 17 (voir tableau 1.10 page 42). Si on place cet harmonique au niveau de la fréquence d'anti-résonance, il va être fortement atténué, ce qui aura pour conséquence d'améliorer encore le THD attendu car le premier harmonique sur le courant moteur sera placé au rang 19 (le rang 18 étant naturellement éliminé).

Il sera donc judicieux de travailler en MLI synchrone en haute fréquence, mais lorsque la vitesse du moteur diminue, on pourra passer en MLI asynchrone avec fréquence de commutation élevée.

La figure 5.6 présente un exemple de détermination des types de MLI en fonction de la vitesse du moteur lors d'un démarrage.

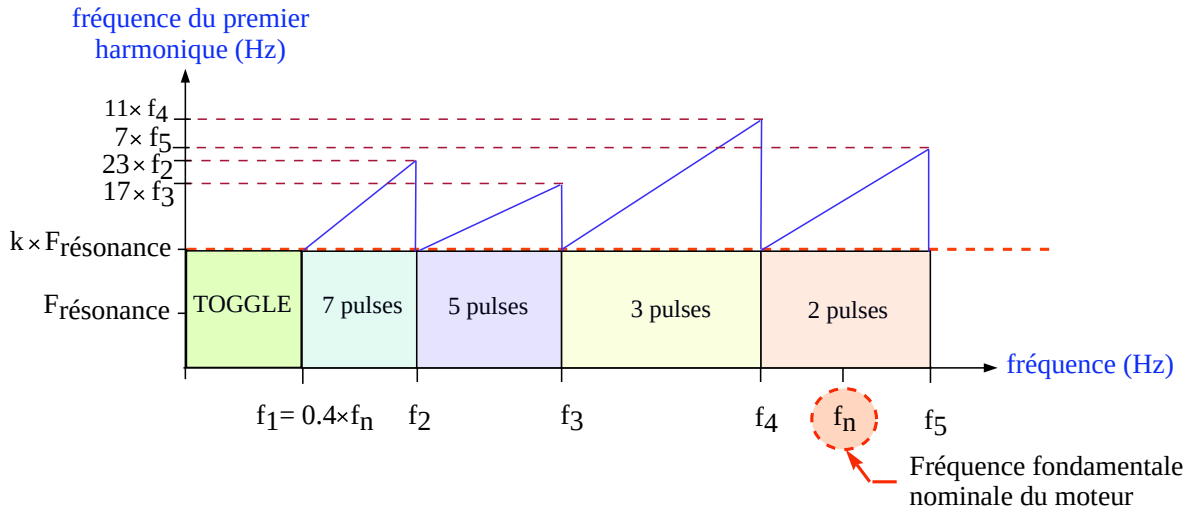


FIG. 5.6 – Exemple de détermination des plages d'utilisation des différentes MLI suivant la fréquence

Tout d'abord on se fixe une limite à $k \times F_{res}$ avec k qui correspond au facteur permettant d'éviter la fréquence de résonance (soit k_{LC} dans le cas du filtre LC et k_{LCL} pour le filtre LCL). En se référant au tableau 1.10 (page 42), on connaît la fréquence du premier harmonique présent en sortie de l'onduleur. Il faut faire en sorte que ce premier harmonique soit toujours supérieur à la limite $k \times F_{res}$.

Ainsi, à la fréquence fondamentale de fonctionnement du moteur, on va par exemple fonctionner en MLI 2 pulses. Le premier harmonique sera situé à $7 \times F_m$ et on peut écrire :

$$7 \times F_m > k \times F_{res} \quad (5.11)$$

A partir du moment où la relation exprimée par l'équation précédente n'est plus vérifiée, on change de MLI en augmentant le nombre de pulses. On passe ainsi à la MLI 3 pulses qui a pour premier harmonique le rang 11.

On procède de la même manière jusqu'à la fréquence $f_1 = 0.4 \times f_m$ où l'on passe en MLI toggle.

On pourrait fonctionner avec un grand nombre d'angles au fondamental pour être certain d'éviter l'amplification. Seulement, plus le nombre de pulses est élevé et plus les pertes par commutation sont importantes. C'est pourquoi, pour un point de fonctionnement donné il est important d'utiliser le plus grand nombre d'angles possibles mais qui ne génère pas des pertes supérieures aux pertes acceptables par les composants, c'est à dire de faire un compromis entre le THD et les pertes.

La figure 5.7 présente l'évolution du THD du courant stator d'un moteur asynchrone, de fréquence fondamentale 134Hz, pour deux filtres différents lors d'un démarrage du moteur.

Le filtre LC de la figure 5.7 (a) possède les caractéristiques suivantes :

- $Lf_1 = 250\mu H$
- $C_f = 180\mu F$

Les composants du filtre LCL (b) ont les valeurs suivantes :

- $Lf_1 = 90\mu H$
- $C_f = 100\mu F$
- $Lf_2 = 90\mu H$

Les deux filtres ne possèdent pas la même fréquence de résonance, celle du filtre LC est de $F_{res} = 973Hz$, celle du filtre LCL est de $F_{res} = 1250Hz$.

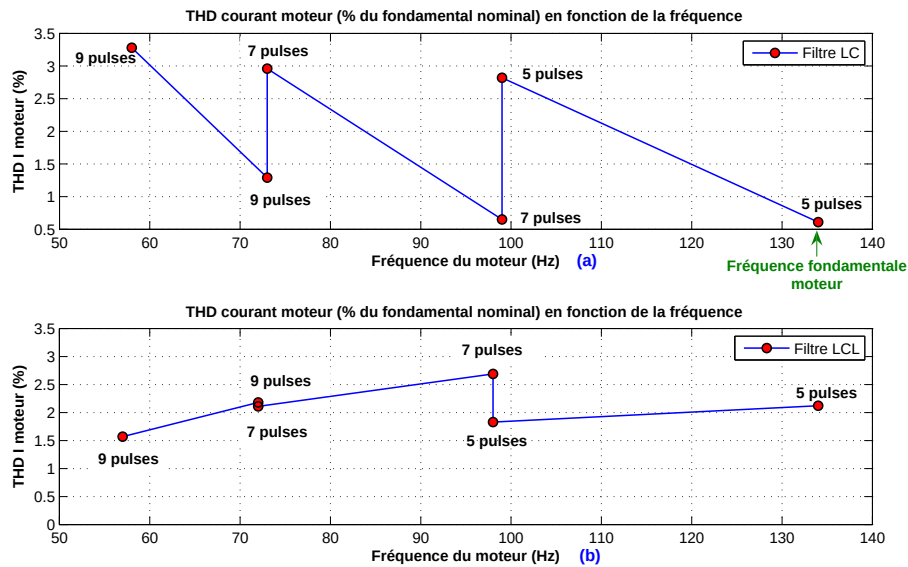


FIG. 5.7 – THD du courant moteur de fréquence nominale 134Hz, dans le cas d'un filtre sinus LC (a) et LCL (b) lors du démarrage

Avec un filtre LC, lorsque la fréquence fondamentale du moteur diminue, le THD du courant augmente pour un nombre de pulses donné. Avec un filtre LCL, lorsque la fréquence de fonctionnement du moteur diminue, le THD diminue grâce à la possibilité de placer le premier harmonique à la valeur de la fréquence d'anti-résonance.

5.5 Les leviers du système

Les leviers du système, présentés dans le tableau 5.1, sont les paramètres sur lesquels il est possible d'agir afin de respecter les critères de dimensionnement du filtre sinus.

On s'aperçoit que le premier élément à régler dans le processus de dimensionnement d'un filtre sinus est la valeur du condensateur C_f , à cause de l'auto-excitation.

Ensuite, dans le cas d'un **filtre LC**, malgré le fait que le filtre LC atténue mieux les harmoniques aux fréquences élevées, il ne reste qu'un degré de liberté qui correspond à la valeur de l'inductance

Paramètres	Valeur trop élevée	Valeur trop faible
C_f	Auto-excitation du moteur.	Augmentation des pertes dans l'onduleur Tension de sortie de l'onduleur trop élevée.
R_f	Peu d'amortissement.	Pertes Joule trop importantes.
L_{f1}	Trop de chute de tension d'où un déclassement du moteur	Ondulation de courant trop importante en sortie de l'onduleur.
L_{f2}	Augmentation de la distorsion harmonique en sortie de l'onduleur	Le coefficient k_{LCL} augmente, c'est à dire que la fréquence d'accord augmente plus vite que la fréquence de résonance, il faut donc commuter plus vite.

TAB. 5.1 – Leviers de dimensionnement du filtre sinus

série L_{f1} . Il n'existe donc aucun moyen d'agir sur la chute de tension aux bornes de cette inductance.

Pour le **filtre LCL**, on règle L_{f1} de manière à ne pas avoir une chute de tension supérieure à celle spécifiée et on règle L_{f2} de telle manière à avoir $L_{f1} > L_{f2}$.

Ainsi, une première comparaison des deux types de filtres classiques nous amène à nous orienter plutôt vers une structure LCL grâce aux degrés de liberté. Cependant, la chute de tension aux bornes de L_{f1} est tout de même un point bloquant.

5.6 Une alternative aux filtres classiques : le filtre sinus LCL à inductance couplée

La réflexion sur le fait que la tension aux bornes de l'inductance L_{f1} puisse être trop élevée et donc qu'il soit difficile de tenir tous les critères, a mené à introduire la notion de **filtre sinus à inductance couplée** [GG09a], représenté sur la figure 5.8 (b).

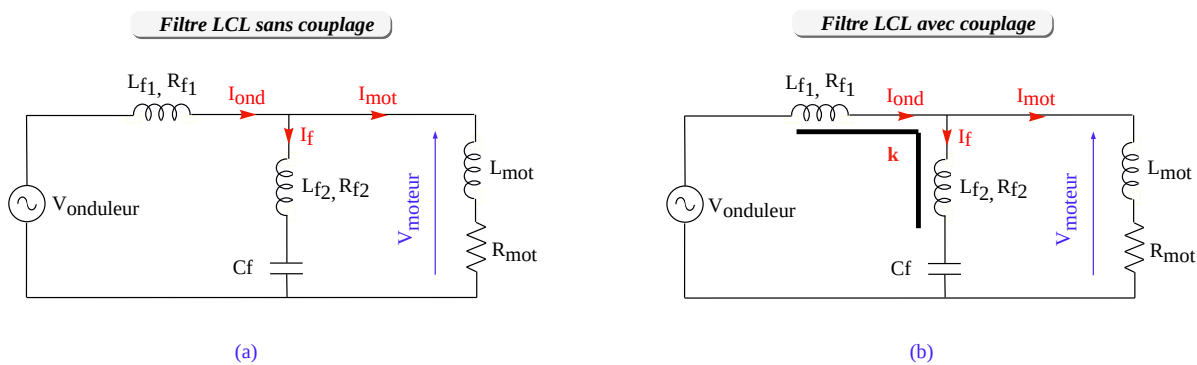


FIG. 5.8 – Représentation du système onduleur + filtre + moteur avec un filtre LCL sans inductance couplée (a) et avec inductance couplée (b)

La notion de couplage va permettre de diminuer les valeurs de L_{f1} et L_{f2} dans le cas d'un filtre LCL tout en limitant les harmoniques sur les grandeurs d'entrée du moteur. En effet, grâce à la mutuelle inductance qui intervient dans ce type de couplage, l'inductance totale vue par les harmoniques est la même pour un filtre à inductance couplée dont les inductances sont deux fois plus faibles qu'un filtre sans couplage.

Ainsi, si l'on avait un filtre avec $L_{f1} = L_{f2} = 100 \mu H$ dans le cas d'un filtre sans couplage, on pourra se contenter d'avoir $L_{f1} = L_{f2} = 50 \mu H$ en utilisant la notion de couplage. Ceci permet à la fois de diminuer la valeur des composants mais également de diminuer la chute de tension aux

bornes de l'inductance série L_{f1} en sortie de l'onduleur ; la tension fournie par l'onduleur sera donc plus élevée.

5.6.1 Expressions de l'inductance couplée

Comme il vient d'être indiqué, le point fort dans l'utilisation d'une inductance couplée est la même efficacité de filtrage des harmoniques qu'un filtre sans couplage, tout en ayant des éléments passifs de valeur réduite, donc un encombrement et un prix réduit.

En effet, la chute de tension aux bornes de l'inductance L_{f1} peut s'écrire sous la forme :

$$V_{L_{f1}} = L_{f1} \frac{di_{ond}}{dt} + M \frac{di_f}{dt} \quad (5.12)$$

Avec :

- M : la mutuelle inductance
- i_{ond} : le courant en sortie de l'onduleur
- i_f : le courant circulant dans le filtre

Au niveau du fondamental, il n'y a quasiment pas d'harmoniques à circuler dans le filtre.

L'utilisation de l'inductance couplée nous permet de diminuer la valeur de L_{f1} , ce qui résulte en une diminution de la chute de tension à ses bornes.

En effet, l'inductance totale peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\begin{aligned} L_{total} &= L_{f1} + L_{f2} + 2 \times M \\ &= L_{f1} + L_{f2} + 2K \sqrt{L_{f1} \times L_{f2}} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Avec K qui représente le coefficient de couplage. Le coefficient de couplage caractérise l'importance de l'effet du couplage entre L_{f1} et L_{f2} , comme l'indique la figure 5.9. Sa valeur est comprise entre 0 et 1, plus elle est élevée, meilleur est le couplage.

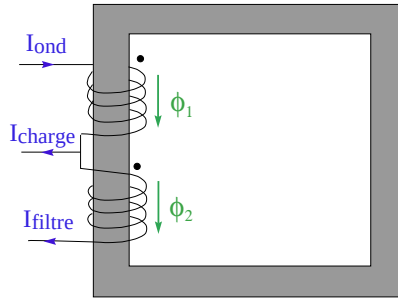


FIG. 5.9 – Schématisation des flux dans une bobine

Ainsi, si l'on utilise un filtre conventionnel LCL avec $L_{f1} = L_{f2} = 100\mu H$, l'inductance totale aura pour valeur :

$$\begin{aligned} L_{total} &= L_{f1} + L_{f2} \\ L_{total} &= 200\mu H \end{aligned} \quad (5.14)$$

En utilisant une inductance couplée avec des valeurs de L_{f1} et L_{f2} deux fois plus petites que sur un filtre conventionnel, l'inductance totale aura pour valeur, dans le cas d'un couplage parfait :

$$\begin{aligned} L_{total} &= L_{f1} + L_{f2} + 2 \times \sqrt{L_{f1} \times L_{f2}} \\ L_{total} &= 200\mu H \end{aligned} \quad (5.15)$$

Ainsi, on remarque qu'avec une inductance plus faible, l'inductance totale est inchangée.

5.6.2 L'amplification du système

L'amplification du système est donnée par :

$$A = \frac{|V_{moteur}|}{|V_{onduleur}|} \quad (5.16)$$

Cette amplification peut être calculée en modélisant le moteur par un système RL. Le glissement du moteur augmente rapidement avec la fréquence, on peut donc considérer un glissement égal à 1 pour les calculs.

L'amplification du système peut être exprimée à l'aide des équations suivantes, en notant :

- V_m : la tension simple du moteur
- L_{mot} : somme des inductances de fuites statoriques et rotoriques

$$\begin{aligned} V_m &= (L_{mot} \times j\omega + R_{mot}) \times I_{mot} \\ &= L_{f2} \times j\omega \times I_f + M \times j\omega \times I_{ond} + \frac{I_f}{C_f \times j\omega} \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$V_{inverter} = V_m + (L_{f1} \times j\omega + R_{f1}) \times I_{ond} + M \times j\omega \times I_f \quad (5.18)$$

Avec

$$I_{ond} = I_f + I_{mot} \quad (5.19)$$

pour simplifier, on pose $p=j\omega$.

On peut alors exprimer la relation entre la tension simple moteur et la tension simple onduleur :

$$\frac{V_{mot}}{V_{onduleur}} = \frac{(L_{f2} \cdot p + R_{f2}) \times I_f + M \cdot p \cdot I_{ond} + \frac{I_f}{C_f \cdot p}}{(L_{f2} \cdot p + R_{f2}) \cdot I_f + M \cdot p \cdot I_{ond} + \frac{I_f}{C_f \cdot p} + (L_{f1} \cdot p + R_{f1}) \times I_{ond} + M \cdot p \cdot I_f} \quad (5.20)$$

On a :

$$\left(L_{f2} \cdot p + R_{f2} + L_{mot} \cdot p + R_{mot} + \frac{1}{C_f \cdot p} \right) \times I_f = (L_{mot} \cdot p + R_{mot} - M \cdot p) \times I_{ond} \quad (5.21)$$

Qui peut s'écrire de la façon suivante afin d'obtenir l'expression du courant :

$$I_f = \frac{(L_{mot} \cdot p + R_{mot} - M \cdot p)}{\left(L_{f2} \cdot p + R_{f2} + L_{mot} \cdot p + R_{mot} + \frac{1}{C_f \cdot p} \right)} \times I_{ond} \quad (5.22)$$

Pour simplifier, on appelle G l'expression suivante :

$$G = \frac{\left(L_{f2} \cdot p + R_{f2} + L_{mot} \cdot p + R_{mot} + \frac{1}{C_f \cdot p} \right)}{(L_{mot} \cdot p + R_{mot} - M \cdot p)} \quad (5.23)$$

D'où :

$$\frac{V_{mot}}{V_{onduleur}} = \frac{L_{f2} \cdot p + R_{f2} + \frac{1}{C_f \cdot p} + M \cdot p \cdot G}{L_{f2} \cdot p + R_{f2} + \frac{1}{C_f \cdot p} + (M \cdot p + L_{f1} \cdot p) \times G + M \cdot p} \quad (5.24)$$

La fréquence de résonance du système peut s'écrire suivant l'équation 5.25.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{mot} + L_{f1}}{C_f (L_{mot} (2M + L_{f1} + L_{f2}) - M^2 + L_{f1} \cdot L_{f2})}} \quad (5.25)$$

La fréquence d'anti-résonance, ou fréquence d'accord du filtre, s'écrit selon l'équation 5.26 :

$$f_{anti-res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{f2} + M) \times C_f}} \quad (5.26)$$

5.6.3 Comparaison des signaux obtenus avec les filtres LCL classiques et à inductances couplées

La figure 5.10 présente les courants et tension en sortie de l'onduleur et au niveau du moteur en utilisant un filtre avec **inductances non couplées** avec $L_{f1} = L_{f2} = 100\mu\text{H}$ et $C_f=100\mu\text{F}$ obtenus par simulation avec le moteur à 192Hz.

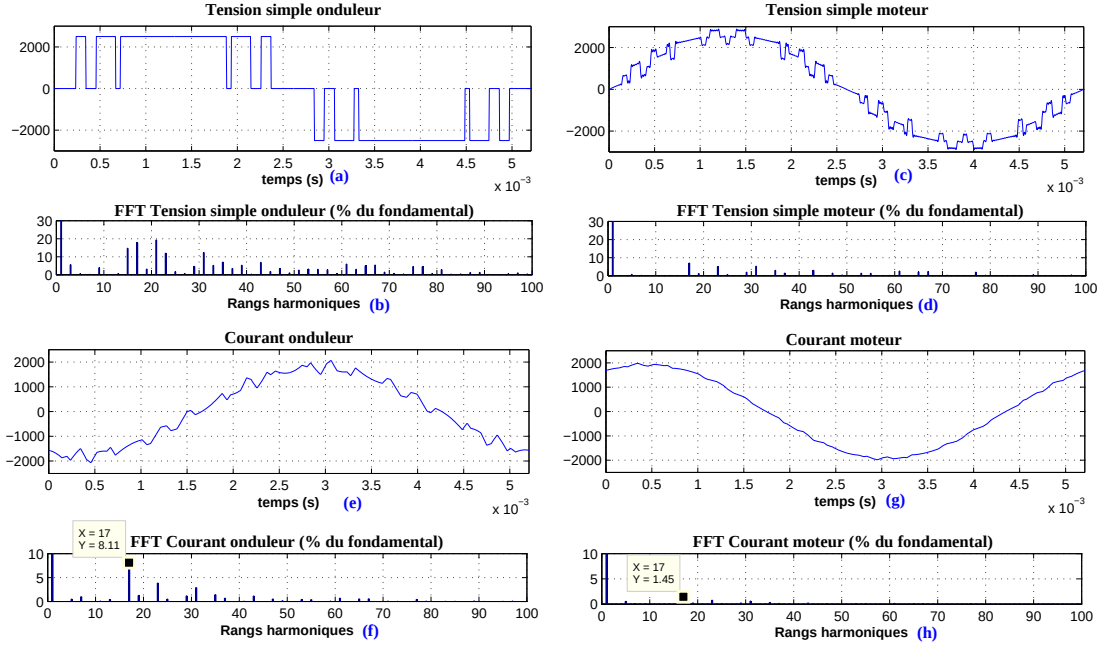


FIG. 5.10 – Courants et tensions en sortie de l'onduleur et au niveau du moteur avec inductance non couplée : $L_{f1}=L_{f2}=100\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, MLI=5 pulses, $F_m=192\text{Hz}$, $F_{res}=1200\text{Hz}$, $F_{ar}=1591\text{Hz}$

La figure 5.11 présente les courants et tension en sortie de l'onduleur et au niveau du moteur en utilisant un filtre avec **inductances couplées** avec $L_{f1} = L_{f2} = 50\mu\text{H}$, $K=0.95$ et $C_f=100\mu\text{F}$ obtenus par simulation avec le moteur à 192Hz.

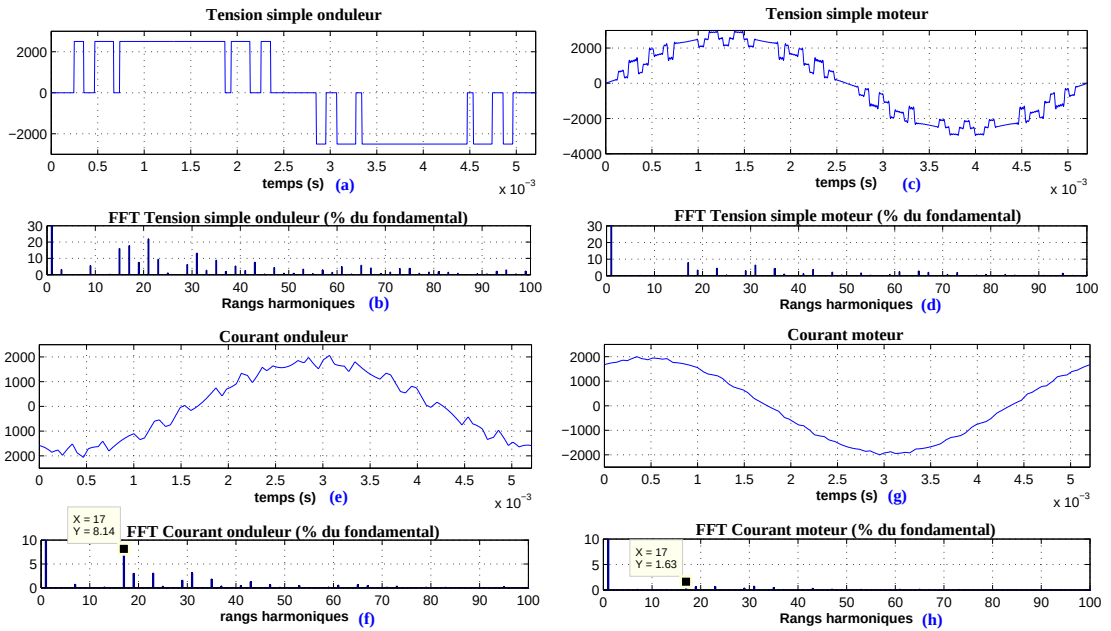


FIG. 5.11 – Courants et tensions en sortie de l'onduleur et au niveau du moteur avec inductance couplée : $K=0.95$, $L_{f1}=L_{f2}=50\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, MLI=5 pulses, $F_m=192\text{Hz}$, $F_{res}=1200\text{Hz}$, $F_{ar}=1591\text{Hz}$

Les formes d'ondes obtenues avec un filtre LCL non couplé ayant pour paramètres $L_{f1} = L_{f2} = 100\mu\text{H}$ et $C_f = 100\mu\text{F}$ sont identiques aux formes d'ondes obtenues avec un filtre à inductances couplées ayant ses éléments inductifs deux fois plus faibles. Les FFT des signaux mesurés sont donc identiques pour les deux types de filtres. Le couplage est donc bénéfique sur taille du filtre et la chute de tension de l'inductance série L_{f1} .

5.7 Bilan : comparaison des différentes topologies de filtres sinus

Les avantages et inconvénients de chacune des topologies de filtre sinus présentées précédemment sont résumés dans le tableau 5.2.

Type de filtre	Avantages	Inconvénients
LC	Les hautes fréquence sont bien filtrées.	Il n'y a que deux degrés de liberté : C_f et L_{f1} .
LCL	Le degré de liberté est plus important que pour le filtre LC car on peut agir en plus sur L_{f2} . Les premiers harmoniques peuvent être atténués au niveau de la fréquence d'anti-résonance	Les hautes fréquences ne sont pas bien filtrées. Coût supplémentaire dû à L_{f2} .
LCL amorti	L'amplification est atténuée.	Il faut limiter les pertes dans la résistance d'amortissement.
LCL à inductance couplée	Pour un même THD en sortie du filtre, la valeur des éléments inductifs du filtre sont divisés par 2 par rapport à un filtre LCL. La chute de tension aux bornes de L_{f1} est donc deux fois plus faible.	Les hautes fréquences ne sont pas bien filtrées. Coût supplémentaire dû à L_{f2} .

TAB. 5.2 – Avantages et inconvénients des filtres LC, LCL, LCL amorti et à inductance couplée

Au vu des avantages et inconvénients cités ainsi qu'en prenant en compte les éléments leviers de réglage, il apparaît que le filtre de type LC n'est pas la meilleure solution en terme de flexibilité car la valeur de la capacité est fixée par l'auto-excitation. Ensuite, lorsque l'on compare les filtres LCL avec et sans inductance couplée, il en ressort que le filtre avec inductance couplée présente plus d'avantages que le filtre LCL classique.

CONCLUSION :

Dans la suite du chapitre, l'étude du filtre va s'attacher à dimensionner un filtre sinus qui respecte toutes les contraintes pré-citées. Les valeurs des éléments constitutifs du filtre sinus seront choisies de manière à réaliser un compromis entre les contraintes afin de posséder les qualités optimum.

Le filtre de type **LC ne va pas être retenu** pour la suite de l'étude car, sachant que l'on veut éviter l'auto-excitation, la valeur de la tension aux bornes de l'inductance série en sortie de l'onduleur sera trop élevée.

Afin de mettre en avant les qualités du **filtre LCL à inductances couplées**, une comparaison sera faite avec les filtre LCL classique.

5.8 Moteurs asynchrones haute vitesse étudiés

Les moteurs asynchrones étudiés possèdent des caractéristiques qui sont données dans le tableau 5.3 qui suit pour 3 moteurs différents. Ces trois moteurs reflètent la gamme des moteurs haute fréquence (MGV). Les filtres seront étudiés en se basant sur ces données.

Numéro de MGV	1	2	3
Puissance (kW)	6000	6000	6000
Vitesse (tr/mn)	8000	9400	11492
Résistance stator ($\Omega@125^\circ$)	0.0056	0.0054	0.0055
Réactance magnétisante (Ω)	3.5	3.63	4.31
Résistance magnétisante (Ω)	525	505	469
Réactance de fuite stator (Ω)	0.116	0.127	0.14
Réactance de fuite rotor (Ω)	0.192	0.205	0.242
Résistance rotor ($\Omega@125^\circ$)	0.00736	0.00673	0.00616
Fréquence (Hz)	134.1	157.4	192.4
$\cos\varphi$	0.85	0.845	0.85
Courant (A)	1468	1440	1368.7
Tension de ligne (V)	2900	3000	3200
Glissement (%)	0.4	0.4	0.4
Pertes mécaniques (kW)	142	203	338

TAB. 5.3 – Principales caractéristiques des 3 moteurs MGV étudiés

Le modèle équivalent de la machine asynchrone est donné par la figure 5.12 avec le schéma équivalent classique (a) et le schéma équivalent RLE (b).

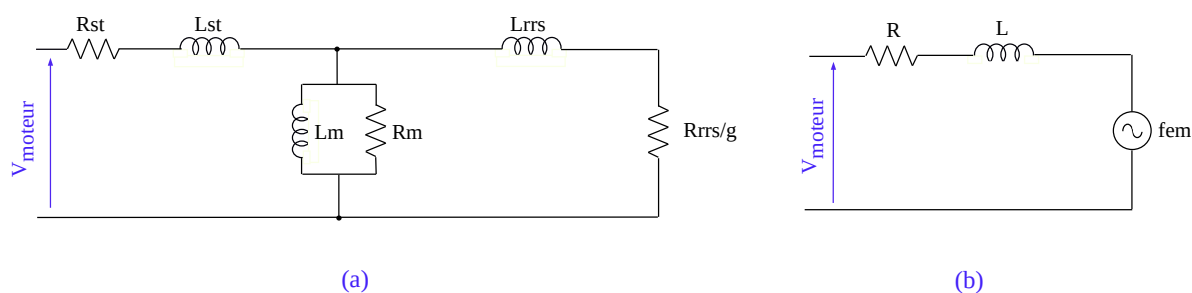


FIG. 5.12 – Modélisation d'une machine asynchrone : modèle classique de la machine (a) et schéma équivalent RLE au fondamental (b)

Les calculs de dimensionnement de filtres seront effectués en modélisant le moteur par une représentation type RLE, c'est à dire :

- R : somme des résistances statorique et rotorique
- L : somme des inductances de fuites statorique et rotorique
- E : fem du système

L'inductance magnétisante ne sera pas prise en compte dans nos calculs.

Le couple de charge évolue en kN^2 en fonction de la vitesse (fréquence), comme le montre la figure 5.13. Le démarrage du moteur se fait à U/f constant.

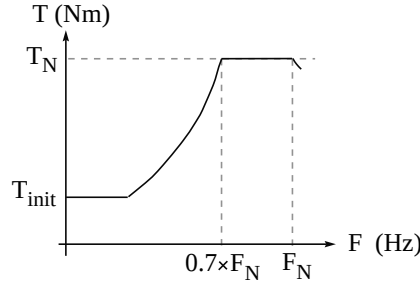


FIG. 5.13 – Evolution typique du couple de charge pour les applications haute vitesse

5.9 Critère d'auto-excitation de la machine

Le critère d'auto-excitation de la machine est important à considérer. En effet, il faut vérifier que, lorsque les pulses envoyés à l'onduleur se coupent soudainement suite à un défaut, l'énergie stockée dans le condensateur du filtre ne vienne auto-exciter la machine. La tension aux bornes du condensateur du filtre, donc de la machine peut alors prendre des valeurs dangereuses. Pour palier ce risque, dans le cas des moteurs MG V, le condensateur aura une valeur suffisamment faible afin d'éviter l'auto-excitation.

On peut représenter par un circuit fermé la connexion du filtre et du moteur lorsque l'on déconnecte l'onduleur, comme le montre la figure 5.14.

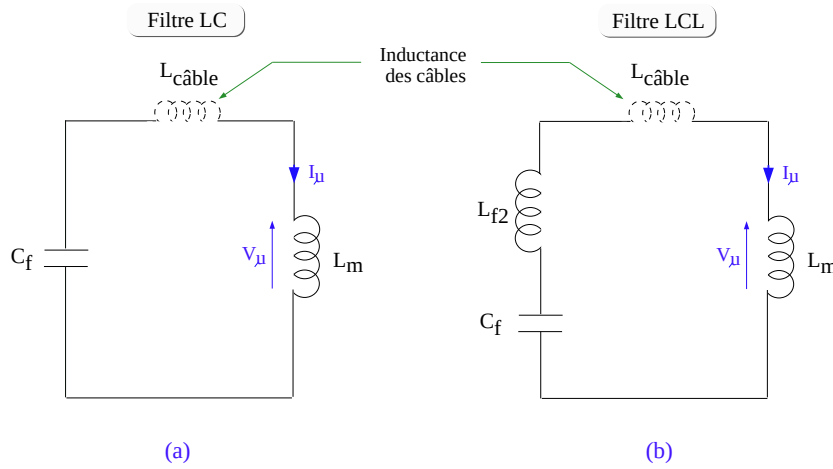


FIG. 5.14 – Modélisation du circuit fermé lorsque les pulses de l'onduleur sont coupés : avec un filtre LC (a) et un filtre LCL (b)

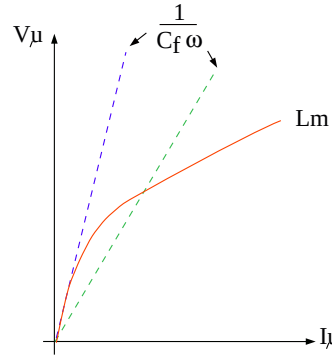
Selon que l'on travaille avec un filtre LC ou LCL, le schéma équivalent est différent. L'inductance L_m représente l'inductance magnétisante du moteur.

La figure 5.16 présente la courbe d'évolution de l'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant.

La valeur du condensateur du filtre doit être choisie de manière à se trouver dans la partie linéaire de la courbe d'inductance L_m . Si l'on se place dans la zone de saturation, on aura le phénomène d'auto-excitation ce qui peut engendrer des tensions et courants trop élevés aux bornes du moteur et donc entraîner la destruction de ce dernier.

La condition pour éviter l'auto-excitation est donnée par l'équation 5.27 :

$$\frac{1}{C_f \cdot \omega} \gg \omega (L_m + L_{f2} + L_{c\grave{a}ble}) \quad (5.27)$$

FIG. 5.15 – Caractéristique de l'inductance magnétisante L_m : $V\mu = f(I\mu)$

Ce qui peut encore s'écrire :

$$Cf \ll \frac{1}{\omega^2 (L_m + L_{f2} + L_{c\grave{a}ble})} \quad (5.28)$$

Comme l'inductance L_m est très grande devant les inductances L_{f2} et $L_{c\grave{a}ble}$, on obtient finalement l'équation 5.29 qui définit la valeur maximum de la capacité du filtre sinus.

$$Cf \ll \frac{1}{\omega^2 \times L_m} \quad (5.29)$$

Dans l'étude des filtres sinus, la valeur du condensateur du filtre évitant l'auto-excitation a été déterminée de deux façons différentes :

- Par calcul analytique à partir des travaux de [JA90]
- A partir de simulations du circuit électrique sous Saber

5.9.1 Détermination de C_{fMAX} par calcul analytique

Ainsi, le calcul analytique pour les trois moteurs nous donne une valeur approximative de C_{fMAX} à utiliser. Les résultats sont résumés dans le tableau 5.4.

Fréquence fondamentale du moteur F_m (Hz)	134	157	192
Inductance magnétisante L_m (mH)	4.15	3.68	3.57
Capacité maximum du filtre C_{fMAX} (μF)	265	218	150

TAB. 5.4 – Valeur des condensateurs C_{fMAX} pour les trois moteurs MV étudiés

La valeur de la capacité maximum C_{fMAX} que l'on va choisir pour éviter l'auto-excitation va être basée sur la valeur obtenue pour le moteur ayant la fréquence fondamentale la plus élevée. En effet, le filtre sinus est le même pour toute la gamme MGv, il faut donc prendre en considération le cas le plus défavorable, c'est à dire pour le moteur de fréquence fondamentale $F_m=192\text{Hz}$.

5.9.2 Détermination de C_{fMAX} par simulation sous Saber

D'après le tableau 5.4, le cas le plus dimensionnant concernant le condensateur C_f est obtenu pour le moteur 192Hz. La simulation sous Saber intègre une source triphasée qui alimente un moteur ayant une fréquence fondamentale égale à 192Hz au travers d'un filtre sinus à inductances couplées. Les valeurs des inductances L_{f1} et L_{f2} sont prises égales à $50\mu\text{H}$ et le coefficient de couplage est de $K=0.95$.

Le moteur est alimenté de façon normale jusqu'à 5s et à partir de ce temps, les pulses sur l'onduleur sont coupées.

La tension obtenue avec un condensateur de valeur $C_f = 150\mu F$ n'est pas amplifiée lors de la coupure des pulses alors que ce n'est pas le cas avec une valeur de $C_f = 180\mu F$. Cette valeur correspond à peu près à celle déterminée analytiquement et indiquée dans le tableau 5.4.

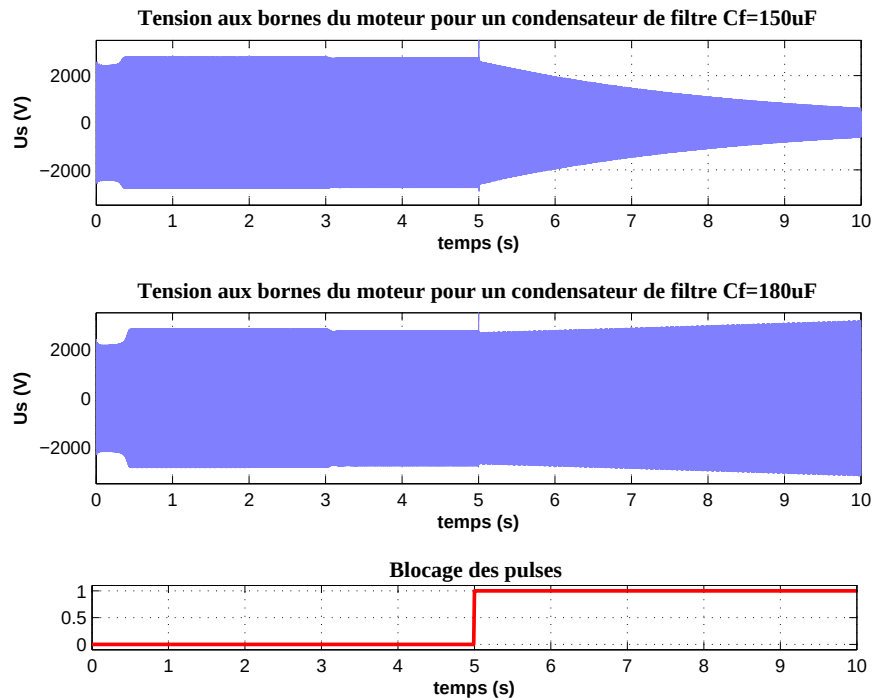


FIG. 5.16 – Evolution de la tension moteur U_s en fonction de la valeur du condensateur du filtre sinus : $C_f = 150\mu F$ (a) et $C_f = 180\mu F$ (b) pour un moteur de fréquence fondamentale $F_m=192\text{Hz}$

CONCLUSION :

La valeur du condensateur C_f du filtre est déterminée par rapport au moteur qui possède la fréquence fondamentale la plus élevée. Ainsi, la valeur de la capacité C_f avant auto-excitation pour le moteur de fréquence $F_m=192\text{Hz}$ se situe vers $170\mu F$. Si l'on considère la gamme des moteurs allant jusqu'à 300Hz et les tolérances sur les composants, on choisit finalement une valeur de condensateur du filtre égale à $C_f = 100\mu F$.

5.10 Critère de distorsion harmonique sur les grandeurs moteur

5.10.1 Notion de taux de distorsion harmonique

Le THD ou taux de distorsion harmonique représente la variation d'un signal par rapport à une référence. Cette référence sera dans le cas de l'étude du filtre sinus, le **fondamental nominal** du signal considéré.

En effet, si l'on considère le signal en sortie de l'onduleur, son THD aura une certaine valeur au point de fonctionnement fondamental, c'est à dire pour un indice de modulation proche de 0.95 par exemple.

Si on considère ce même onduleur pour une fréquence de fondamental plus faible, le THD aura tendance à augmenter si l'on se réfère au fondamental du point considéré.

Par contre, si l'on prend comme référence le fondamental du point nominal, le THD restera à peu près constant sur toute la plage de variation de l'indice de modulation.¹

¹Ceci explique le fait que l'on peut parler d'un THD de 30% pour un onduleur 3 niveaux ou 15% pour une structure 5 niveaux car la valeur du THD reste quasi constante suivant l'indice de modulation

L'expression du THD est donnée par la formule suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (5.30)$$

Avec :

- V_n : les grandeurs harmoniques
- V_1 : la composante fondamentale du signal considéré au point nominal

5.10.2 Evolution du THD en courant

Afin de déterminer les valeurs des inductances du filtre sinus, il est possible de visualiser l'influence des ces paramètres sur le taux de distorsion harmonique du courant moteur. Le but est d'obtenir un THD en courant inférieur à 3% du courant fondamental nominal, tout en ayant une chute de tension aux bornes de L_{f1} inférieure à 5% de la tension aux bornes du moteur. Pour cela, on fait varier les valeurs des inductances L_{f1} et L_{f2} de telle manière à toujours fixer la valeur de l'inductance totale vue par les harmoniques à environ 200μH. Le coefficient de couplage est considéré parfait.

Le tableau 5.5 montre l'évolution du THD du courant statorique et de la tension simple aux bornes de L_{f1} . Ces valeurs de distorsion harmoniques ne sont données qu'au fondamental. Il sera évidemment nécessaire de vérifier qu'elles sont inférieures à 3% sur les 30% de la plage de fonctionnement, c'est à dire de 70% de vitesse, jusqu'à 100% de vitesse. Ensuite, un THD en courant inférieur à 7% pourra être accepté. Les calculs ont été effectués en prenant une **MLI 5 angles**.

$L_{f1} (\mu H)$	50	56	65	70	87	94
$L_{f2} (\mu H)$	50	35	35	30	20	20
$M (\mu H)$	50	44.27	47.7	45.83	41.71	43.36
$L_{TOTAL} (\mu H)$	200	179.5	195.4	191	190	200
Moteur 134Hz						
THD i_{moteur} (% $I_{moteur\ nominal}$)	2.65	2.08	1.99	1.77	1.19	1.14
V L_{f1} (V)	59	66	76.8	82	102	111
V L_{f1} (% U_{moteur})	2.03	2.28	2.65	2.83	3.52	3.83
Moteur 157Hz						
THD i_{moteur} (% $I_{moteur\ nominal}$)	2.37	2	1.95	1.84	1.22	1.33
V L_{f1} (V)	67	75	87	94	116	126
V L_{f1} (% U_{moteur})	2.23	2.50	2.9	3.13	3.87	4.2
Moteur 192Hz						
THD i_{moteur} (% $I_{moteur\ nominal}$)	2.17	1.86	1.77	1.63	1.28	1.25
V L_{f1} (V)	76	86	99	107	133	144
V L_{f1} (% U_{moteur})	2.38	2.69	3.09	3.34	4.16	4.5

TAB. 5.5 – Evolution du THD du courant statorique du moteur 192Hz ainsi que de la chute de tension aux bornes de L_{f1} pour un couplage parfait ($K=1$), une MLI synchrone de type 5 angles et $C_f = 100\mu F$

Les évolutions du THD du courant statorique ainsi que la chute de tension aux bornes de L_{f1} en fonction des grandeurs L_{f1} et L_{f2} sont présentées sur la figure 5.17.

Plus la valeur de L_{f2} diminue et plus le THD du courant statorique diminue, mais par contre, la chute de tension aux bornes de L_{f1} augmente. Un compromis est donc à faire entre avoir une valeur faible de distorsion harmonique sur le courant moteur ou avoir une faible chute de tension aux bornes de l'inductance série en sortie de l'onduleur.

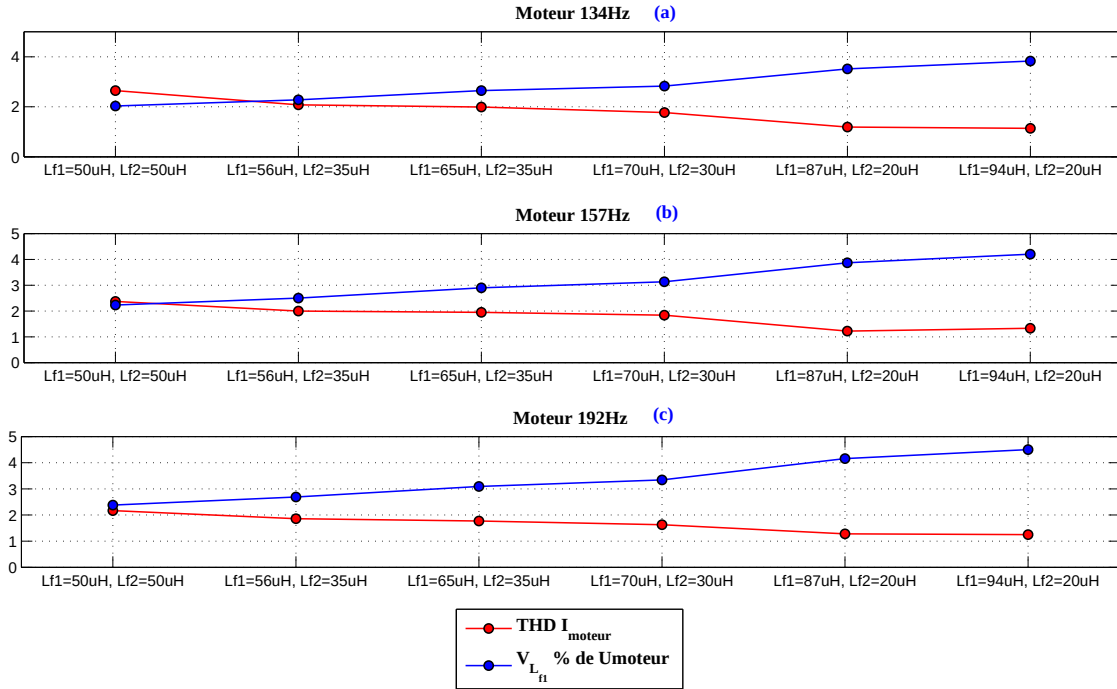


FIG. 5.17 – Evolution des THD du courant moteur et de la chute de tension aux bornes de L_{f1} pour les 3 moteurs étudiés avec une MLI 5 angles et $C_f = 100\mu F$: 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)

Avec des inductances $L_{f1}=L_{f2}=50\mu H$, la chute de tension aux bornes de l'inductance série L_{f1} est faible comparativement à une valeur de self série plus élevée. Ainsi, sachant que le THD du courant moteur est inférieur à 3% pour les valeurs d'inductances considérées, le couple de valeurs retenu pour les inductances L_{f1} et L_{f2} est de $50\mu H$.

Il est important de vérifier que sur toute la plage de fonctionnement, c'est à dire pendant le démarrage du moteur jusqu'au régime permanent à la fréquence nominale, le THD du courant moteur soit inférieur à 6% de 0Hz à $0.7 \times f_m$ et soit inférieur à 3% de $0.7 \times f_m$ à f_m . Ce point va être étudié une fois que les plages de fonctionnement avec les différentes MLI vont être définies.

CONCLUSION :

La distorsion harmonique étant inférieure à 3% pour toutes les valeurs de couple d'inductance $\{L_{f1}; L_{f2}\}$, le couple choisi va être celui qui possède la chute de tension la plus faible sur L_{f1} .

Ainsi, pour la suite de l'étude, la valeur des inductances L_{f1} et L_{f2} choisies est de $50\mu H$ chacune.

5.11 Critère de puissance dissipée dans les IGBTs

Lors du dimensionnement du filtre sinus, il faut toujours s'assurer que les pertes dissipées dans l'onduleur ne sont pas trop élevées, c'est à dire que la température de jonction des composants n'excède pas les 100°C.

Cette propriété est à vérifier si on travaille à réseau nominal, mais également à réseau haut qui représente en général 6% de la tension de bus nominale. Si la température de jonction de l'un des composants est supérieure à 100°C, le point de fonctionnement est à rejeter. Dans le cas de l'onduleur NPP le domaine de fonctionnement optimal se situe vers $\cos(\phi) = 1$. Ainsi, il faut éviter qu'il n'y ait trop de commutations au maximum de courant.

La MLI GDPWM résout ce problème grâce à ses paliers à 1 qui évitent toute commutation durant $2 \times 60^\circ$ par période de fondamental. De même les MLI synchrones ayant un nombre d'angles impair possèdent également un palier où il n'y a pas de commutations.

Les pertes dans les composants pour le point de fonctionnement nominal de chaque moteur sont résumées dans les tableaux 5.7, 5.9 et 5.11.

Point de fonctionnement	
m	0.83
cosφ	0.88
F_{ond} (Hz)	134
I (A)	1403
MLI	5 angles

TAB. 5.6 – Point de fonctionnement étudié niveau onduleur pour le moteur 134Hz

Point de fonctionnement	
m	0.86
cosφ	0.88
F_{ond} (Hz)	157
I (A)	1362
MLI	5 angles

TAB. 5.8 – Point de fonctionnement étudié niveau onduleur pour le moteur 157Hz

Point de fonctionnement	
m	0.914
cosφ	0.904
F_{ond} (Hz)	192
I (A)	1274
MLI	5 angles

TAB. 5.10 – Point de fonctionnement étudié niveau onduleur pour le moteur 192Hz

Pertes dans les composants				
Composants	T2+	TC+	D2+	DC+
Ptotal (W)	4390	714	6	1653
Pconduction (W)	1146	517	3	489
Pcommutation (W)	3244	197	3	1164
T° moy (°C)	84.5	51.7	431	64.8
Ripple de T° (°C)	4.8	0.9	0	3.9
Température max (°C)	89.3	52.6	43.1	68.7

TAB. 5.7 – Pertes dans les composants du bras NPP et températures de jonction pour le moteur 134Hz

Pertes dans les composants				
Composants	T2+	TC+	D2+	DC+
Ptotal (W)	4764	714	12	426
Pconduction (W)	1142	452	4	426
Pcommutation (W)	3622	262	7	1292
T° moy (°C)	88	51.8	43.2	65.6
Ripple de T° (°C)	4.6	0.8	0	3.6
Température max (°C)	92.6	52.7	43.2	69.2

TAB. 5.9 – Pertes dans les composants du bras NPP et températures de jonction pour le moteur 157Hz

Pertes dans les composants				
Composants	T2+	TC+	D2+	DC+
Ptotal (W)	5196	597	6	1744
Pconduction (W)	1134	321	4	296
Pcommutation (W)	4062	276	2	1447
T° moy (°C)	92	51	43	66
Ripple de T° (°C)	4.1	0.6	0	3.1
Température max (°C)	96.1	51.6	43	69.3

TAB. 5.11 – Pertes dans les composants du bras NPP et températures de jonction pour le moteur 192Hz

La température de jonction maximum est atteinte sur l'IGBT T2+ pour le moteur 192Hz dans le cas où une MLI 5 angles est utilisée au point de fonctionnement nominal. Une MLI 7 angles donnerait un THD au niveau du courant moteur inférieur à celui obtenu avec la MLI 5 angles mais les pertes seraient trop importantes.

Les pertes dans les composants doivent être vérifiées sur toute la plage de fonctionnement lors du démarrage du moteur. C'est lors des changements de MLI que les pertes sont maximum. Il va donc être indispensable de définir les fréquences auxquelles ont lieu les changements de MLI pour vérifier à la fois le THD en courant, mais également les pertes dissipées.

5.12 Critère d'amplification des harmoniques

Afin de ne pas amplifier les harmoniques, il est important de connaître la fréquence de résonance du système, la fréquence d'anti-résonance ainsi que les stratégies de pulses utilisées en fonction de la fréquence de fonctionnement.

Dans les cas étudiés précédemment, au point de fonctionnement nominal des trois moteurs, la MLI utilisée était la 5 angles. En prenant en compte la valeur de la fréquence de résonance et la fréquence d'anti-résonance, les stratégies de changement de MLI sont définies dans le tableau 5.12.

Les fréquences de changement de MLI dépendent de la fréquence d'anti-résonance du système. En effet, c'est à cette fréquence que l'on vient placer le premier harmonique du signal de sortie, de telle sorte que l'on est certain de ne pas amplifier ce dernier. La stratégie de changement de type de MLI dans le cas d'un filtre LCL ne dépend donc pas du moteur contrairement à celle d'un filtre LC.

Dans le cas d'un filtre LC, la fréquence limite est égale à $1.8 \times F_{res}$ avec la fréquence de résonance qui dépend des paramètres moteurs (inductance de fuite). Lorsque l'on travaille en MLI 5 angles, le premier harmonique se situe au rang 17. Ainsi, pour connaître par exemple la première fréquence F_1 de changement de MLI, on pose l'équation 5.31.

$$F_1 = \frac{F_{ar}}{17} \quad (5.31)$$

On procède de la même façon pour les autres MLI synchrones.

Fréquences de changement de MLI				
F_{res} (Hz)	F_{ar} (Hz)	Fn $\rightarrow$ 93	93 $\rightarrow$ 69	69 $\rightarrow$ 0
≈ 1200	1591	5 angles	7 angles ou GDPWM	Toggle

TAB. 5.12 – Stratégie de changement de MLI suivant les fréquences de fonctionnement

De 69Hz à 93 Hz, on peut soit travailler en MLI synchrone (ici en 7 angles) ou en MLI asynchrone, comme la GDPWM qui permet de limiter les pertes dans les composants verticaux du bras NPP.

La figure 5.18 illustre l'évolution des harmoniques de tension en sortie de l'onduleur NPP dans le cas d'une MLI synchrone à 5 angles puis 7 angles, ainsi que le rapport $V_{moteur}/V_{onduleur}$, pour un moteur dont la fréquence fondamentale nominale est de 192Hz.

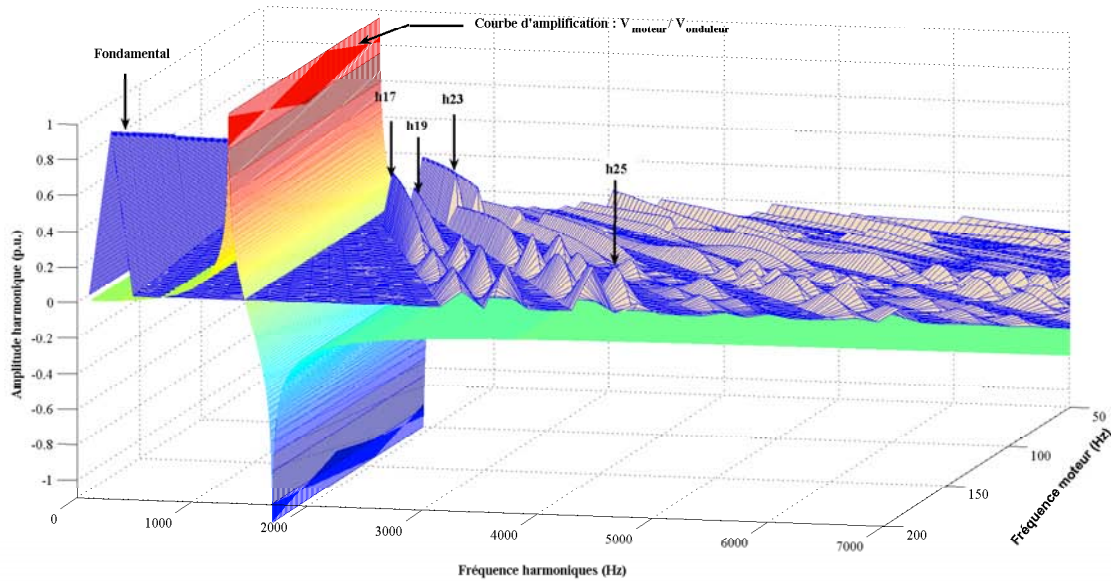


FIG. 5.18 – Evolution des fréquences harmoniques en sortie de l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un moteur 192Hz pour une MLI synchrone à 5 angles puis 7 angles

REMARQUE : L'amplitude du rapport $V_{moteur}/V_{onduleur}$ est ramenée à 1 pour conserver la même échelle que les harmoniques.

Plus la fréquence du moteur est faible et plus les fréquences harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur s'approchent de la résonance. Dans le cas de la figure 5.18, le premier harmonique présent sur la tension simple V_{a0} en sortie de l'onduleur se situe au rang 17. La MLI 5 angles est utilisée jusqu'à 93Hz, puis on passe en 7 angles jusqu'à 69Hz, le premier harmonique se situe alors au rang 23, comme le montre la figure 5.19. Ensuite, pour des fréquences plus basses qui ne sont pas représentées sur la figure, la MLI utilisée est la toggle.

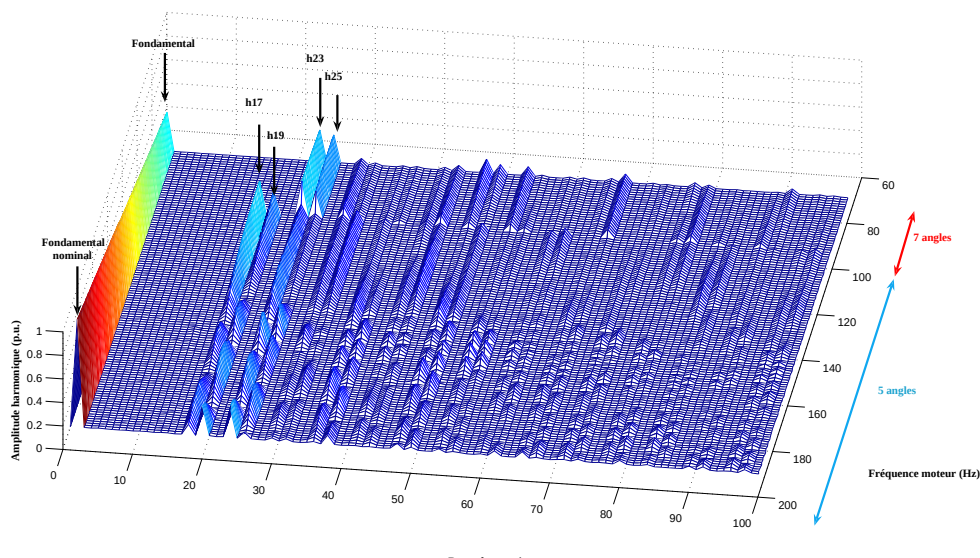


FIG. 5.19 – Evolution des rangs harmoniques en sortie de l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un moteur 192Hz pour une MLI synchrone à 5 angles puis 7 angles

Pour les trois moteurs de la gamme MGVS étudiés, les pertes maximum dans les composants du bras NPP ainsi que le THD en courant par rapport au fondamental nominal sont donnés dans le tableau 5.13.

Moteur	MLI	5 angles	5 angles	7 angles	7 angles	Toggle
	Fréquence (Hz)	F_n	93	93	69	69
$F_n = 134Hz$	THD Imoteur (%)	2.65	1.84	1.82	1.93	5.34
	Max Tj (°C)	89.3	63.8	69.3	63.7	56.4
$F_n = 157Hz$	THD Imoteur (%)	2.37	2.99	3.26	1.94	4.7
	Max Tj (°C)	92.6	58.2	62.5	52	53.2
$F_n = 192Hz$	THD Imoteur (%)	2.17	2.53	3.85	2.07	4
	Max Tj (°C)	96.1	53.1	56.2	49.3	50

TAB. 5.13 – THD du courant statorique (en % du courant fondamental nominal) et température maximum de jonction atteinte pour les fréquences de changement de MLI pour les trois moteurs étudiés

Les valeurs des THD en courant au niveau moteur ainsi que les températures de jonction aux bornes des composants se trouvent sous le seuil limite d'acceptation, c'est à dire que le THD est inférieur à 3% du fondamental pour les fréquences élevées (de 70% à 100% de vitesse) et la température de jonction est inférieure à 100°C.

Remarque : A ce stade de l'étude, on peut noter que la température de jonction est inférieure à 100°C, ce qui n'aurait pas été le cas avec une topologie NPC. En effet, en prenant l'exemple du point nominal du moteur 192Hz, la température de jonction de l'IGBT T2+ aurait été de 135°C au lieu des 96°C calculés en topologie NPP. Le point de fonctionnement aurait été rejeté.

La figure 5.20 présente l'évolution du THD du courant moteur suivant la fréquence du moteur de 20Hz à la fréquence fondamentale de chacun des trois moteurs considérés. Pendant la phase de démarrage, un changement de MLI est opéré de telle façon à éviter les harmoniques, tel que décrit dans le tableau 5.12.

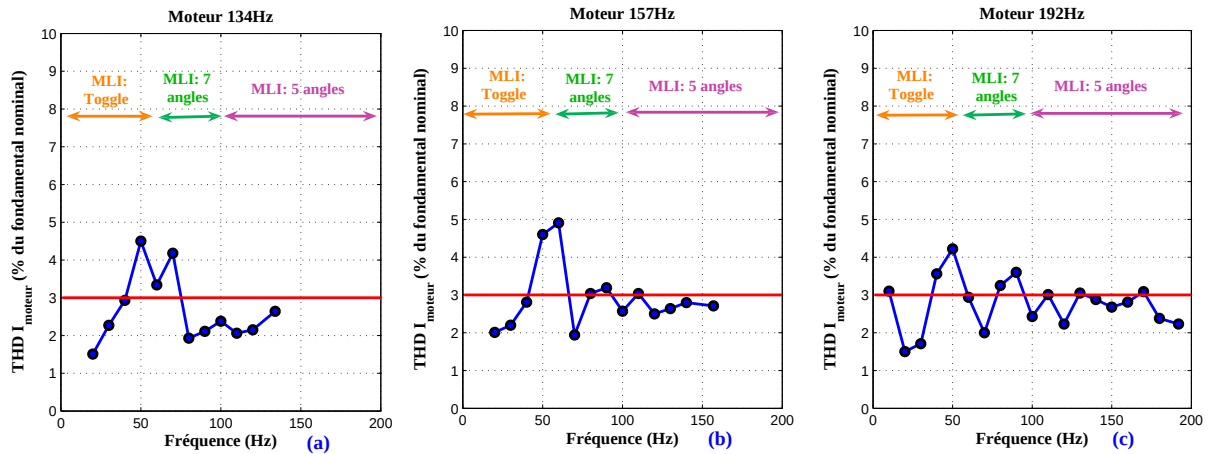


FIG. 5.20 – Evolution des THD du courant moteur de 0Hz à la fréquence nominale pour les 3 moteurs étudiés avec $C_f = 100\mu F$: 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)

Pour les trois moteurs MGVS considérés, le THD du courant moteur est inférieur à 3% du courant fondamental nominal de $0.7 \times f_m$ à f_m .

CONCLUSION :

Les valeurs des paramètres déterminés pour le filtre sinus à inductances couplées permettent d'obtenir un THD du courant moteur inférieur à 3% de $0.7 \times f_m$ à f_m . La contrainte sur la distorsion harmonique du courant moteur est donc respectée.

Pendant le démarrage de la machine, il faut s'assurer que les pertes ne sont pas trop importantes, c'est à dire que la température de jonction ne dépasse pas les 100°C pour tous les points de fonctionnement. La figure 5.21 présente l'évolution du courant dans l'onduleur ainsi que la température maximum de jonction dans le convertisseur en tenant compte du changement de MLI suivant la fréquence de fonctionnement.

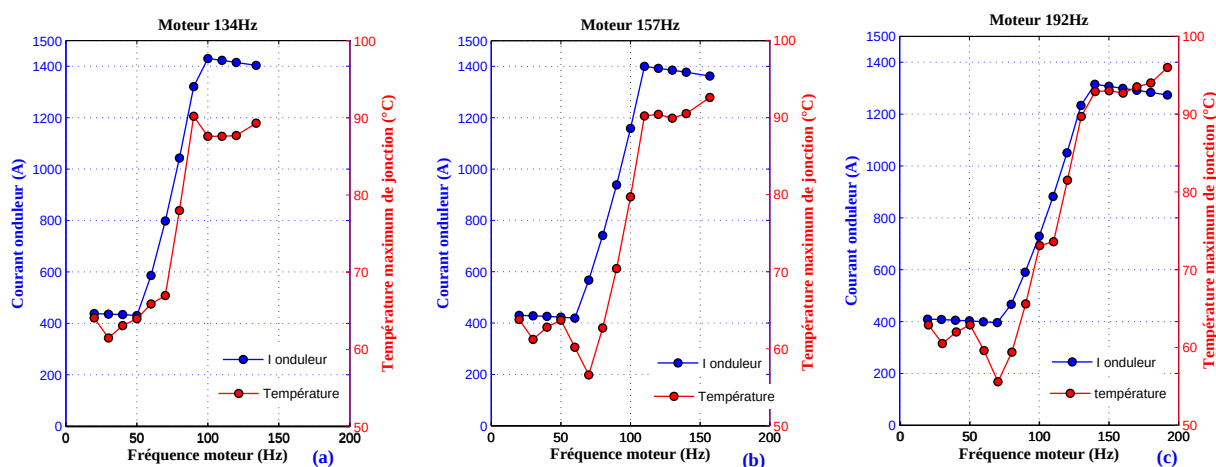


FIG. 5.21 – Evolution de la température maximum de jonction et du courant dans l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement du moteur pour les trois moteurs étudiés : 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)

Les températures maximum de jonction sont inférieures à 100°C pour tous les points de fonctionnement étudiés et pour les trois moteurs de la gamme MGX étudiés.

5.13 Critère de l'ondulation maximum

Afin de ne pas détruire les IGBTs et les diodes de l'onduleur, il est important de tenir compte de l'ondulation de courant dans l'onduleur. En effet, l'inductance L_{f1} a été réduite de façon à obtenir une faible chute de tension à ses bornes, mais il ne faut pas que cela se fasse au détriment d'une ondulation trop importante.

Ainsi, l'ondulation de courant du courant en sortie de l'onduleur sera limitée à $\pm 400\text{A}$ lorsque la fréquence moteur est supérieure à 60% de la fréquence nominale, ensuite, pour des fréquences plus faibles, une ondulation allant jusqu'à $\pm 700\text{A}$ sera tolérée.

La figure 5.22 présente l'ondulation du courant en sortie de l'onduleur ΔI et le courant onduleur maximum obtenu pour les trois moteurs MGX étudiés.

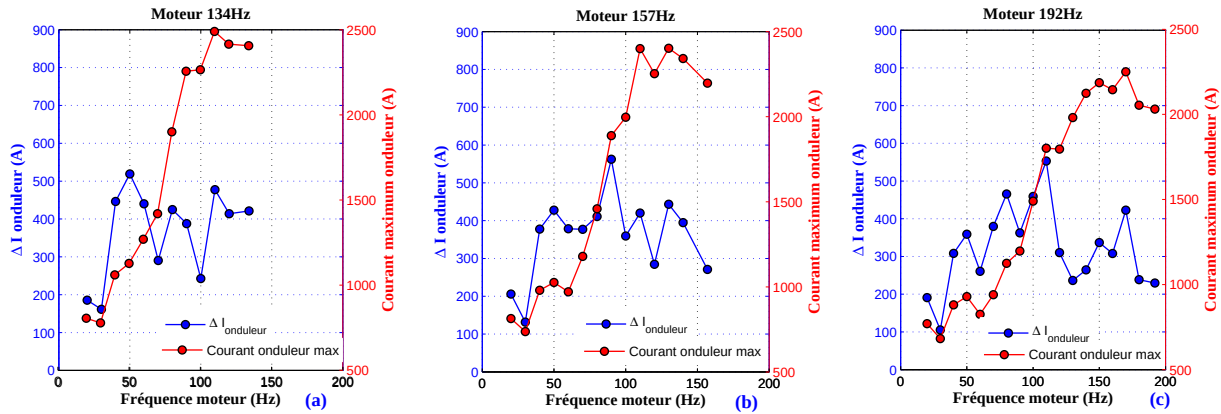


FIG. 5.22 – Evolution des courants maximum onduleur et du ΔI de l'onduleur (ondulation) en fonction de la fréquence de fonctionnement du moteur pour les trois moteurs étudiés : 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)

Pour les trois moteurs, le courant en sortie respecte le critère fixé, il n'y a donc pas de risques au niveau du courant maximum qui va circuler dans les composants semi-conducteurs.

CONCLUSION :

Un filtre sinus adapté aux besoins des applications MGV a été dimensionné. Afin de répondre aux différents critères de dimensionnement, le filtre LCL à inductances couplées s'est avéré posséder de nombreuses qualités au niveau des performances, de la taille, du poids et du coût. Finalement, un filtre ayant pour valeurs $L_{f1}=L_{f2}=50\mu\text{H}$ et $C_f=50\mu\text{F}$ a été retenu pour la gamme des moteurs allant de 130Hz à 200Hz.

5.14 Prototype de self couplée

5.14.1 Présentation

La figure 5.23 présente une vue schématique de la self couplée destinée aux moteurs MGV.

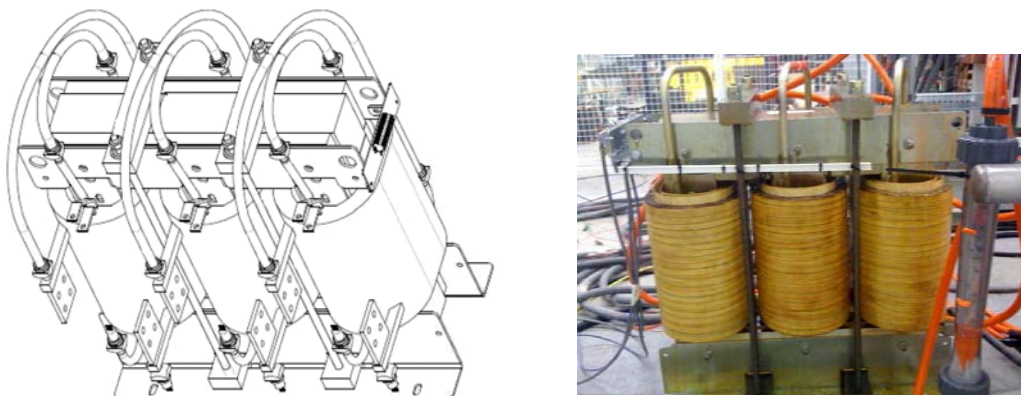


FIG. 5.23 – Schéma de l'inductance couplée (a) et sa photo (b)

Seules les valeurs des inductances de la self à inductances couplées ont été déterminées. Le dimensionnement de la self (nombre de spires, entrefer, ...) n'a pas fait l'objet de l'étude.

5.14.2 Validation expérimentale de la self couplée

Le schéma de montage permettant la validation expérimentale de la self à inductances couplées est présenté sur la figure 5.24. La charge inductive a pour valeur $L_{charge} = 450\mu H$ afin de travailler avec une self dont la valeur se rapproche de celle des inductances de fuite typique des moteurs MGVS étudiés dans le chapitre.

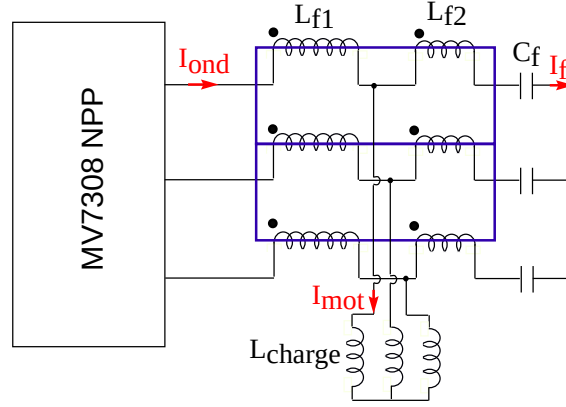


FIG. 5.24 – Schéma de test de la self à inductances couplées

La figure 5.25 présente la comparaison théorique et expérimentale du rapport du courant de charge sur la tension simple en sortie de l'onduleur pour différentes fréquences. Les résultats théoriques et expérimentaux sont comparés.

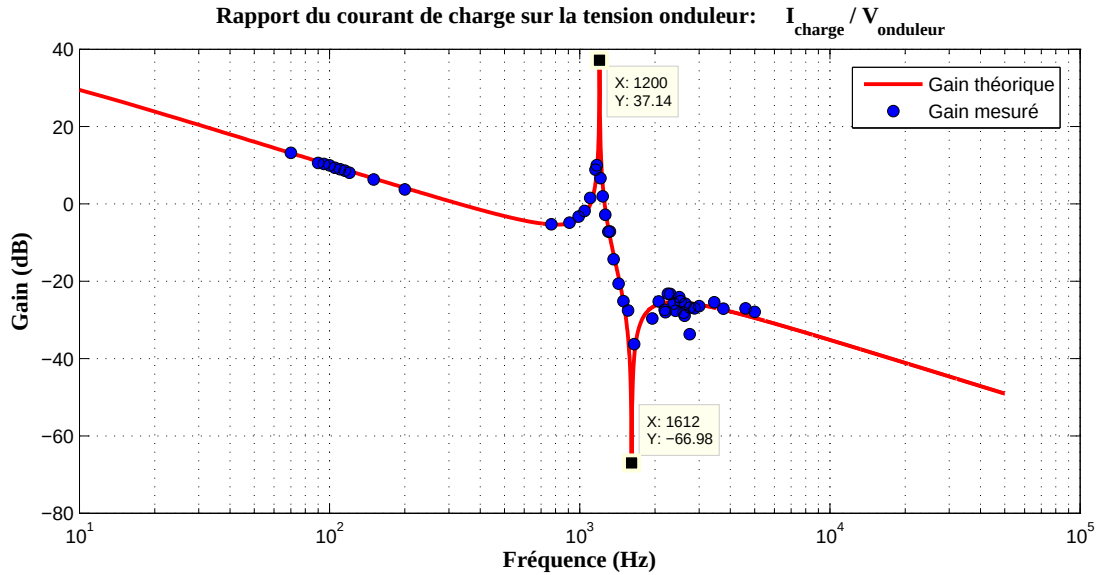


FIG. 5.25 – Gain du rapport $\frac{I_{charge}}{V_{onduleur}}$ en fonction de la fréquence pour la self couplée avec $L_{f1} = 50\mu H$, $L_{f2} = 50\mu H$, $C_f = 100\mu F$ et $L_{charge} = 450\mu H$

La forme d'onde théorique est très similaire à la forme d'onde de gain obtenue lors de la validation expérimentale sur la self. La fréquence de résonance (égale à $F_{res}=1200Hz$) est identique en théorie et expérimentalement, il en est de même concernant la fréquence d'accord du filtre ($F_{ar}=1612Hz$).

La forme d'onde du gain étant identique en théorie et en pratique, ceci laisse supposer que le filtre va fonctionner comme attendu. Ce point doit être vérifié en observant les courants en sortie de l'onduleur et dans la charge.

La figure 5.26 présente la comparaison théorique et expérimentale du rapport du courant de charge sur le courant onduleur en fonction de la fréquence.

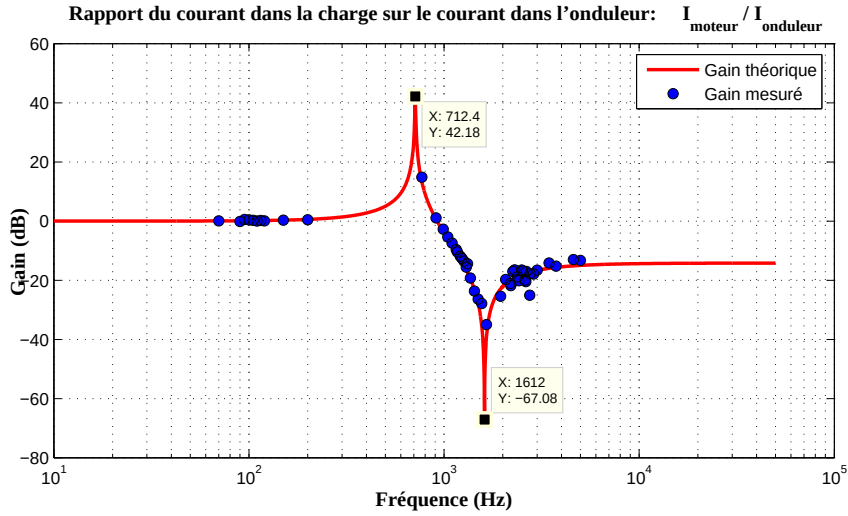


FIG. 5.26 – Gain du rapport $\frac{I_{\text{charge}}}{I_{\text{onduleur}}}$ en fonction de la fréquence pour la self couplée avec $L_{f1} = 50\mu\text{H}$, $L_{f2} = 50\mu\text{H}$, $C_f = 100\mu\text{F}$ et $L_{\text{charge}} = 450\mu\text{H}$

Ce diagramme présente deux fréquences identifiables, à savoir la fréquence d'accord à 1612Hz et une fréquence de résonance à 712Hz, notée " F_{res2} ".

Le rapport du courant de charge sur le courant onduleur a pour expression :

$$\frac{I_{\text{charge}}}{I_{\text{onduleur}}} = 1 - \frac{L_{\text{charge}} \cdot p - M \cdot p}{L_{f2} \cdot p + R_{f2} + \frac{1}{C_f \cdot p} + L_{\text{charge}} \cdot p} \quad (5.32)$$

La fréquence de résonance a donc pour expression :

$$F_{\text{res2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{f2} + L_{\text{charge}}) \cdot C_f}} \quad (5.33)$$

La figure 5.27 présente la comparaison du rapport entre le courant circulant dans l'onduleur et la tension en sortie de l'onduleur pour différentes fréquences, obtenu en théorie et par la mesure expérimentale.

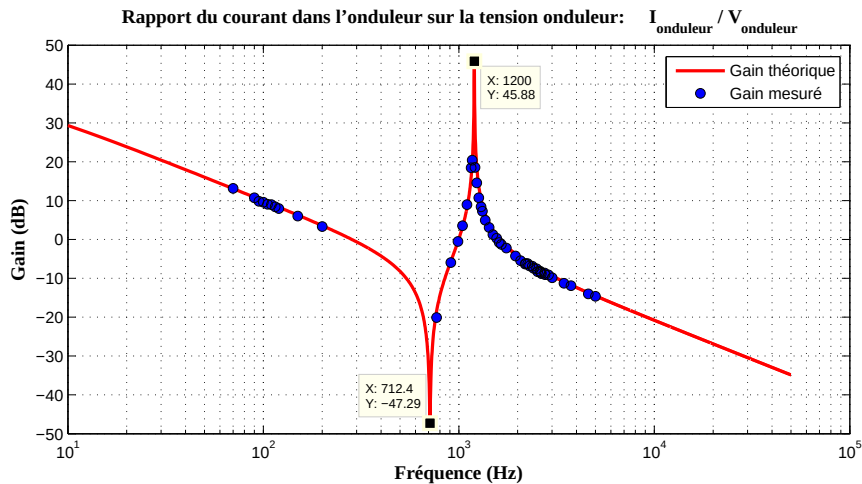


FIG. 5.27 – Gain du rapport $\frac{I_{\text{onduleur}}}{V_{\text{onduleur}}}$ en fonction de la fréquence pour la self couplée avec $L_{f1} = 50\mu\text{H}$, $L_{f2} = 50\mu\text{H}$, $C_f = 100\mu\text{F}$ et $L_{\text{charge}} = 450\mu\text{H}$

L'analyse des signaux est effectuée en appliquant une MLI synchrone 3 angles à l'onduleur avec une fréquence fondamentale de 150Hz. La tension du bus continu est fixée à 900V et le courant de charge est de 100A. La figure 5.28 présente les formes d'ondes obtenues.

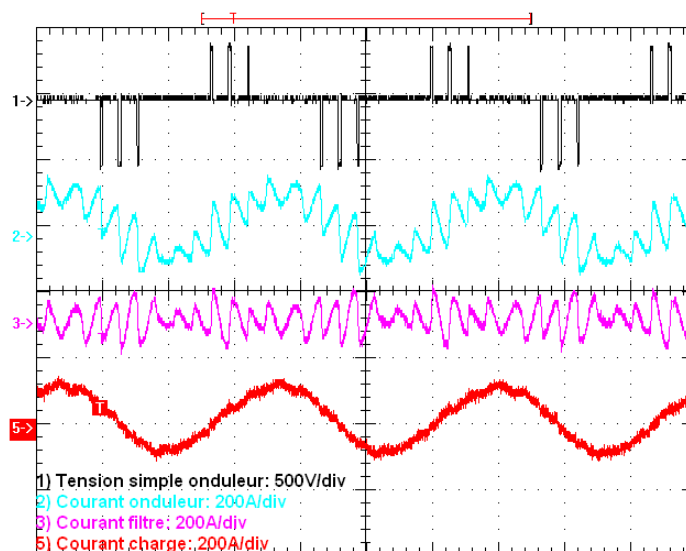


FIG. 5.28 – Formes d'ondes des grandeurs au niveau du filtre pour une fréquence fondamentale de 150Hz (2ms/div)

La tension en sortie de l'onduleur (représentée en noir sur la figure 5.28) correspond à la référence envoyée, c'est à dire une MLI 3 pulses. Le courant dans la charge (indiqué en rouge) est bien filtré par rapport au courant en sortie de l'onduleur (indiqué en bleu), le filtre sinus à inductances couplées permet d'améliorer notablement la forme d'onde de la tension imposée à la charge.

La figure 5.29 présente les courants en sortie de l'onduleur et dans la charge, le rapport de ces deux grandeurs, ainsi que leur FFT.

La tension en sortie de l'onduleur (présenté sur la figure 5.28) est de type 3 angles précalculés ce qui signifie que le premier harmonique présent sur cette tension se trouve au rang 11. Sur la figure 5.29, l'harmonique de rang 11 du courant onduleur présente une amplitude d'un peu plus de 40% du fondamental, alors que ce même harmonique au niveau du courant de charge est fortement atténué. Il en est de même pour les harmoniques de rang $6k \pm 1$ supérieurs à 11. Des harmoniques de rang pair sont présents sur les courants observés. Ils proviennent d'un léger déséquilibre du bus continu lors des essais expérimentaux. Cependant, cela permet de valider le fonctionnement du filtre et notamment la fonction de transfert $I_{moteur}/I_{onduleur}$ car on observe que ces harmoniques sont atténués au niveau du courant dans la charge, conformément à la courbe de gain du rapport $I_{moteur}/I_{onduleur}$.

Le THD du courant dans l'onduleur est de 58% et celui dans la charge est de 9.54%. Si l'on ne tient pas compte des harmoniques de rangs inférieurs à 11, les THD passent à 54.4% pour le courant onduleur et 4.54% pour le courant dans la charge. La distorsion harmonique du courant de charge est fortement réduite grâce au filtre.

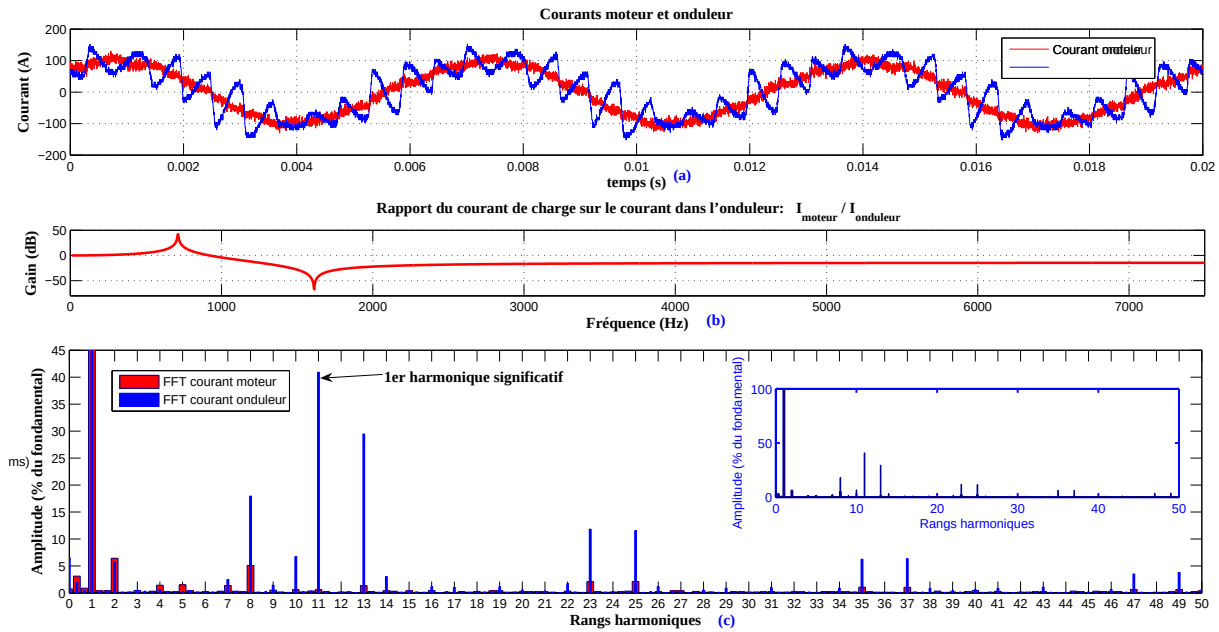


FIG. 5.29 – Formes d'ondes des courants en sortie de l'onduleur et dans la charge (a), gain du rapport $I_{\text{charge}}/I_{\text{onduleur}}$ (b) et FFT de ces deux signaux (c)

CONCLUSION :

Le filtre sinus étudié théoriquement a été validé expérimentalement. Le gain du filtre suivant la fréquence a été mesuré et est identique à celui prédéterminé. Ceci implique que les signaux en sortie de l'onduleur vont être filtrés de telle sorte à respecter les critères qui ont été définis. Les signaux mesurés montrent l'effet bénéfique du filtre : le courant dans la charge est lissé par rapport au courant en sortie de l'onduleur.

5.15 Comparaison du filtre sinus obtenu avec les topologies NPC et NPP

La valeur des éléments inductifs du filtre sinus a été réduite en utilisant une topologie NPP en comparaison avec la topologie NPC. Afin d'apprécier le gain sur le coût du filtre sinus obtenu avec la topologie NPP en comparaison avec la topologie NPC, nous prendrons l'exemple d'un filtre sinus typique utilisé avec la topologie NPC pour des courants moteurs du même ordre de grandeur que ceux étudiés dans ce chapitre.

Dans les applications où les paramètres du moteur sont du même ordre de grandeur que ceux des moteurs présentés dans ce chapitre, le filtre sinus utilisé avec la topologie NPC était de type LC avec $L_{f1} = 400\mu H$ et $C_f = 400\mu F$.

Le tableau 5.14 présente la comparaison des filtres sinus utilisés avec les topologies NPC et NPP.

	NPC	NPP
L_{f1} (μH)	400	50
L_{f2} (μH)		50
I_{onduleur} (A)	1300	1600
$E_L = \frac{1}{2} L \times I^2$ (J)	338	64
Rapport K_{E_L}	5.28	

TAB. 5.14 – Comparaison du prix des filtres sinus utilisés avec les topologies NPC et NPP

L'énergie de la self L_{f1} filtre sinus utilisé dans la topologie NPP approximativement **5 fois inférieure** à celle du filtre correspondant à la topologie NPC. Ceci laisse présager que le prix de la self du filtre sinus associé à la topologie NPP sera réduit de ce même rapport par rapport au filtre typique utilisé pour le convertisseur NPC.

5.16 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude d'un filtre sinus appliqué à l'onduleur MV7308 NPP a été effectuée. La comparaison des filtres classiques de type LC ou LCL a montré les limites du filtre LC dans le cadre des moteurs haute vitesse.

En effet, bien que les harmoniques hautes fréquences soient bien atténués, le premier critère à respecter étant l'auto-excitation du moteur, la valeur du condensateur du filtre est donc imposée par cette contrainte. Il ne reste alors que l'inductance L_{f1} comme degré de liberté dans le réglage du filtre.

Le filtre LCL propose un degré de liberté supplémentaire grâce à l'inductance L_{f2} , mais les harmoniques haute fréquence sont moins bien atténués qu'avec un filtre LC.

Le problème qui réside dans l'utilisation du filtre LCL est la chute de tension trop importante aux bornes de l'inductance série L_{f1} .

Une alternative à ces deux types de filtre a ensuite été proposée en introduisant un filtre sinus à inductances couplées. Cette structure présente l'avantage d'obtenir les mêmes capacités de filtrage que le filtre LCL avec des valeurs de composants inductifs deux fois plus faibles. Ainsi, les degrés de liberté du filtre LCL sont conservés et on peut réduire la chute de tension aux bornes de L_{f1} .

Les différents critères de dimensionnement du filtre sinus ont été étudiés et le compromis qui a été fait a conduit à retenir un filtre dont les composants ont pour valeur : $L_{f1}=L_{f2}=50\mu H$ et $C_f=100\mu F$. La validation de ce filtre par simulation permet de travailler avec des moteurs allant de 130Hz à 200Hz.

Une validation expérimentale de ce filtre à inductances couplées a été effectuée sur le prototype MV7308 NPP, avec une charge inductive de valeur $L_{charge}=450\mu H$, représentative des inductances de fuites typiques des moteurs MG. V.

La comparaison des rapports des grandeurs onduleur et moteur a permis de montrer la concordance des résultats entre la théorie et l'expérimentation. Les fréquences de résonance et d'anti-résonance pré-déterminées ont été validées sur la self couplée.

Le courant de charge possède un contenu harmonique réduit par rapport au courant en sortie de l'onduleur. Les harmoniques présents sur le courant moteur sont atténués en cohérence avec la courbe d'amplification "**courant moteur/courant onduleur**".

Bibliographie

- [Alo01] P. ALOÏSI – *Les semiconducteurs de puissance, de la physique du solide aux applications*, ellipses éd., Technosup, 2001.
- [A.N81] A.NABAE – « A new neutral-point-clamped PWM inverter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-I7, Septembre/Octobre 1981.
- [Bak75] R. BAKER – « Electric power converter », U.S. Patent 3 867 643, Février 1975.
- [BB01] T. BRÜCKNER et S. BERNET – « Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001.
- [BDL98] W. BRUMSICKLE, D. DIVAN et T. LIPO – « Reduced switching stress in high-voltage IGBT inverters via a three-level structure », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998.
- [Ber] S. BERNET – « Function, technology and features of IGCTs and high voltage IGBTs », Semicon.
- [Brü05] T. BRÜCKNER – « The active NPC converter for medium-voltage drives », Thèse de doctorat en génie électrique, Faculté d'Electrotechnique et d'informatique de l'Université technique de Dresde, Septembre 2005.
- [BS83] P. BHAGWAT et V. STEFANOVIC – « Generalized structure of a multilevel PWM inverter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, Novembre/Décembre 1983, p. 1057–1069.
- [Del03] L. DELMAS – « Etude et mise en oeuvre d'une nouvelle structure de conversion multicellulaire superposé (SMC) », Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [DL90] R. D. DONCKER et J. LYONS – « The auxiliary resonant commutated pole converter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1990.
- [FFM00] H. FOCH, F. FOREST et T. MEYNARD – « Onduleurs de tension - mise en oeuvre », Techniques de l'ingénieur D3177, août 2000.
- [FGDT07] D. FLORICAU, G. GATEAU, M. DUMITRESCU et R. TEODORESCU – « A new stacked NPC converter : 3L-topology and control », *EPE Aalborg*, 2007.
- [FGS07] G. FLURY, B. GOLLENTZ et S. SIALA – « Active rectifier design and advanced control for medium voltage », *EPE Aalborg*, 2007.
- [FLD09] L. FRANQUELO, J. LEON et E. DOMINGUEZ – « New trends and topologies for high power industrial applications : the multilevel converters solution », *Powereng 2009*, Mars 2009.
- [FM02] H. FOCH et T. MEYNARD – « Multicell converters : Derived topologies », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, Octobre 2002.
- [Fra05] P. L. FRANC – « Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance », Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Des Sciences appliquées de Lyon, 2005.
- [GD07] B. GOLLENTZ et O. DIRAND – « High power inverter using press pack IGBT for high speed applications », *EPE Journal*, 2007.

- [GG09a] B. GOLLENTZ et V. GUENNEGUES – « Filtre passif et système d'alimentation d'un moteur électrique comprenant un tel filtre », French patent, 2009.
- [GG09b] B. GOLLENTZ et V. GUENNEGUES – « Onduleur 3 niveaux », French patent, 2009.
- [GGL⁺09a] V. GUENNEGUES, B. GOLLENTZ, L. LECLERE, F. MEIBODY-TABAR et S. RAËL – « Selective harmonic elimination PWM applied to H-bridge topology in high speed applications », *Powereng*, 2009.
- [GGL⁺09b] V. GUENNEGUES, B. GOLLENTZ, L. LECLERE, F. MEIBODY-TABAR et S. RAËL – « A converter topology for high speed motor drive applications », *EPE*, 2009.
- [GMF96] G. GATEAU, T. MEYNARD et H. FOCH – « Dispositif de conversion d'énergie multicellulaire », French Patent FR 2 809 548 - A1, 1996.
- [GMF01] G. GATEAU, T. MEYNARD et H. FOCH – « Stacked multicell converter (SMC) : properties and design », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001.
- [Gol06] B. GOLLENTZ – « Circuit de commutation pour la mise en série des IGBT », French Patent FR 2 900 289 - A1, 2006.
- [Hid05] S. A. HIDALGO – « Characterisation of 3.3kV IGBTs for medium power applications », Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2005.
- [HKL97] A. HAVA, R. KERKMAN et T. LIPO – « A high performance generalized discontinuous PWM algorithm », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2, Février 1997.
- [Hol77] J. HOLTZ – « Selbstgeführte wechselrichter mit treppenförmiger ausgangsspannung für grobe leistung und hohe frequenz », Siemens forsch, 1977.
- [JA90] A. A. JABRI et A. ALOLAH – « Capacitance requirement for isolated self-excited inductor generator », *IEE Proceedings*, vol. 137, May 1990.
- [JKG07] R. JACOB, C. KELLER et B. GOLLENTZ – « 3-level high power converter with press pack IGBT », *EPE Journal*, 2007.
- [JM07] J. JANNING et J. MERCIER – « Medium voltage three-level inverter for high speed applications », *EPE Journal*, 2007.
- [Leg07] A. LEGA – « Multilevel converters : Dual two-level inverter scheme », Thèse de doctorat en génie électrique, University of Bologna, Mai 2007.
- [Lie06] A.-M. LIENHARDT – « Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (convertisseur multicellulaire superpopsé) », Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [Lin06] S. LINDER – *Power semiconductors*, EPFL press éd., 2006.
- [Man04] J. MANGUELLE – « Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse fréquence : Réaction au réseau d'alimentation », Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [MF92] T. MEYNARD et H. FOCH – « Multilevel choppers for high voltage applications », *EPE Journal*, vol. 2, Mars 1992, p. 45–50.
- [MFT⁺02] T. MEYNARD, H. FOCH, P. THOMAS, J. COURAULT et R. JAKOB – « Multilevel converters : Basic concepts and industry applications », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, Octobre 2002, p. 955–964.
- [MN01] M. MÄRZ et P. NANCE – « Thermal modeling of power-electronic systems », Infineon technologies ag, munich, 2001.
- [New76] W. NEWELL – « Transient thermal analysis of solid-state power devices- making a dreaded process easy », *IEEE Transactions on Industry and Application*, Juillet, Août 1976, p. 405–420.

- [PH73] H. PATEL et R. HOFT – « Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter : Part-I harmonic elimination », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA.9, Mai/Juin 1973, p. 310–317.
- [SMR01] J. SONG-MANGUELLE et A. RUFER – « Asymmetrical multilevel inverter for large induction machine drives », *Electrical Drives and Power Electronics, International Conference, Slovaquie*, Octobre 2001, p. 1–7.
- [TT99] L. TOLBERT et T.G.HABETLER – « Novel multilevel carrier-based PWM method », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, Septembre/Octobre 1999, p. 1424–1431.
- [Tur01] C. TURPIN – « Développement, caractérisation des pertes et amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à commutation douce (ARCP) », Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.
- [Val03] J. VALLON – « Introduction à la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes », Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2003.
- [YSeIB99] X. YUAN, H. STEMMLER et I. BARBI – « Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter », *Proc. IEEE PESC Charleston*, Septembre/Octobre 1999, p. 1059–1064.
- [Zho05] D. ZHONG – « Active harmonic elimination in multilevel converters », Thèse de doctorat, University of Tennessee, Mai 2005.

Table des figures

1	Vue de deux moteurs avec compresseur intégré (technologie GE ICL : Integrated Compressor Line)	6
1.1	Schéma de l'onduleur 3 niveaux NPC en triphasé (a) et détail d'une phase (b) . . .	12
1.2	Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPC pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)	13
1.3	Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} attendue	13
1.4	Commutations des éléments de l'onduleur 3 niveaux NPC pour un déphasage entre le fondamental de la tension de sortie et le courant de charge de $\varphi=0$ pour (a) et $\varphi = \pi$ pour (b)	14
1.5	Schéma d'un bras de l'onduleur 5 niveaux NPC	15
1.6	Tensions en sortie de l'onduleur 5 niveaux NPC pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)	15
1.7	Evolution du THD en tension en sortie de l'onduleur en fonction du nombre de niveaux de la topologie	16
1.8	Commutations des éléments de l'onduleur 5 niveaux pour un déphasage entre le fondamental de la tension de sortie et le courant de charge de $\varphi = 0$ pour (a) et $\varphi = \pi$ pour (b)	17
1.9	Schéma de l'onduleur 3 niveaux généralisé	18
1.10	Schéma de l'onduleur 3 niveaux NPP en triphasé (a) et détail d'une phase (b) . . .	18
1.11	Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} désirée	19
1.12	Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPP pour une tension de bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)	20
1.13	Mise en évidence de la commutation à tension nulle de TC^+ et DC^- pour un courant de charge positif	21
1.14	Commutations des éléments de l'onduleur 3 niveaux NPP pour un déphasage entre le fondamental de la tension de sortie et le courant de charge de $\varphi = 0$ pour (a) et $\varphi = \pi$ (b)	21
1.15	Schéma de la topologie à capacité flottante dans sa version 3 niveaux (a) et 4 niveaux (b)	23
1.16	Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux à capacités flottantes pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)	24
1.17	Composants qui conduisent suivant le sens du courant pour la topologie 3 niveaux à capacités flottantes	24
1.18	Schéma de la topologie SMC dans sa configuration 3×2	26
1.19	Circulation du courant de la topologie SMC dans sa configuration 3×2 suivant les différents états des interrupteurs	26
1.20	Schéma de la topologie ANPC	27
1.21	Tensions de sortie V_{a0} (a) et V_{ab} (b) de l'onduleur ANPC 3 niveaux pour un bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=950\text{Hz}$	28
1.22	Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} attendue pour la topologie ANPC	28
1.23	Schéma de la topologie MPC 4 niveaux	29

1.24	Tensions de sortie V_{a0} (a) et V_{ab} (b) de l'onduleur MPC 4 niveaux pour un bus DC de 10000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=950\text{Hz}$	30
1.25	Schéma de la topologie SNPC	31
1.26	Tensions en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPP pour une tension de bus DC de 5000V, $f=50\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$: tension V_{a0} (a) et V_{ab} (b)	31
1.27	Schéma électrique de l'onduleur ARCPI à commutation douce	32
1.28	Schéma de l'association de convertisseur : structure 5 niveaux	33
1.29	Schéma de l'onduleur pont en H (ou F2H) dans sa configuration NPP (a) et NPC (b)	34
1.30	Schéma de l'onduleur en connexion parallèle dans sa configuration NPP (a) et NPC (b)	35
1.31	Comparaison des pertes par conduction ((a) et (b)) et par commutation ((c) et (d)) des différents composants des structures NPC, NPP, ANPC et MPC pour un fonctionnement à $\cos\varphi = 1$ avec les IGBTs ST1500GXH24	37
1.32	Comparaison des pertes totales dans les IGBTs (a) et dans les diodes (b) des différents composants des structures NPC, NPP, ANPC et MPC	38
1.33	Graphe de comparaison principales propriétés des structures NPC, NPP, ANPC et MPC	38
1.34	Classification des modulations les plus communes appliquées aux convertisseurs multiniveaux	40
1.35	Tension simple V_{a0} d'un onduleur 3 niveaux NPP ou NPC en MLI précalculée à 2 angles, avec "A" la demi-tension du bus DC	41
1.36	Evolution des angles des différentes MLI synchrones suivant l'indice de modulation	42
1.37	Comparaison de trois MLI synchrones pour un facteur de puissance unitaire avec $m=0.8$: (a)=3 angles, (b)=4 angles et (c)=5 angles	43
1.38	Méthode de génération des pulses avec 2 porteuses pour un convertisseur 3 niveaux (a) et (b) ainsi qu'avec 4 porteuses (c) et (d) pour un onduleur 5 niveaux pour $m=0.8$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $f=50\text{Hz}$	44
1.39	Comparaison d'une MLI sinusoïdale et H3 pour $f=80\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $m=0.98$	44
1.40	Génération de la MLI H3 : MLI des trois phases, porteuses et homopolaire (a) ainsi que les pulses générés (b) pour $f=80\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $m=0.93$	45
1.41	Génération de la MLI GDPWM : MLI des trois phases, porteuses et homopolaire (a) ainsi que les pulses générés (b) pour $f=80\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $m=0.93$	46
1.42	Génération de la MLI toggle : MLI des trois phases, porteuses et homopolaire (a) ainsi que les pulses générés (b) pour $f=80\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=1800\text{Hz}$, $m=0.3$	46
1.43	Evolution du THD de la tension composée en sortie de l'onduleur 3 niveaux NPC ou NPP en fonction de l'indice de modulation pour différentes MLI	47
1.44	Comparaison des MLI et des tensions de sortie d'un onduleur F2H pour différentes modulatrices et 2 porteuses (a) ou 4 porteuses (b)	48
1.45	Comparaison des THD de la tension de sortie d'un onduleur F2H pour différentes modulatrices et 2 porteuses (a) ou 4 porteuses (b)	48
1.46	Schéma global de l'installation	51
1.47	Photo de l'armoire MV7000	52
1.48	Rack de contrôle	52
1.49	Exemple de connexion de pile MV7000 : vue de face (a) et schéma 2D de celle-ci (b)	53
1.50	Vue d'un IGBT ouvert (a) [Ber] et de son schéma simplifié interne (b)	54
1.51	Vue d'un IGBT press-pack sur son extracteur	54
1.52	Vue d'un IGBT et des deux radiateurs qui l'entourent	54
1.53	Vue d'un IGBT serré et des forces de serrages (a), et des tests de bonne répartition des forces (b) et (c) [Hid05]	55
1.54	Outil de calcul des pertes et des températures de jonction des composants du convertisseur MV7000	55
2.1	Schéma de commande des onduleurs NPC (a) et NPP (b)	62

2.2	Commutations sur une période de PWM pour $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=950\text{Hz}$, modulatrice H3 (MLI intersective)	64
2.3	Instants de commutation pour un indice de modulation considéré constant	65
2.4	Schéma équivalent de l'IGBT en conduction	66
2.5	Temps de conduction des interrupteurs	66
2.6	Pile entière du bras NPP avec le sens de circulation de l'eau de refroidissement . .	68
2.7	Schéma équivalent thermique d'un IGBT Toshiba de type ST1500GXH24 à diode interne (a) et représentation schématique de l'IGBT dans sa pile (b)	69
2.8	Schéma équivalent thermique du radiateur	69
2.9	Schéma équivalent au niveau thermique de la pile NPP	70
2.10	Pile entière du bras MV7306 NPC avec le sens de circulation de l'eau de refroidissement	74
2.11	Schéma équivalent au niveau thermique de la pile MV7306 NPC	75
2.12	Structure du modèle thermique d'un semi-conducteur de puissance [MN01]	76
2.13	Modèle thermique dynamique d'un composant [MN01]	77
2.14	Circuit thermique dynamique équivalent donné par le constructeur [MN01]	77
2.15	Evolution de l'impédance thermique de la diode et de l'IGBT ST1500GXH24 et de la diode de roue libre associée	78
2.16	Evolution des pertes par conduction et par commutation des bras NPC et NPP pour différentes valeurs du facteur de puissance, au point de fonctionnement suivant : $V_{dc}=5000\text{V}$, $I=1000\text{A}$, type MLI=H3, $f=50\text{Hz}$, $m=0.8$	79
2.17	Génération des pulses en MLI toggle et définition des différentes zones	80
2.18	Comparaison des pertes des bras NPC et NPP pour le point de fonctionnement suivant : MLI= Toggle, $U_{dc}=5000\text{V}$, $I_{load}=900\text{A}$, $m=0.1$, $\cos\phi=1$, $f=50\text{Hz}$, $F_{PWM}=950\text{Hz}$	81
2.19	Comparaison des pertes totales sur les IGBTs et diodes des bras NPC et NPP pour le point de fonctionnement suivant : MLI= Toggle, $U_{dc}=5000\text{V}$, $I_{load}=900\text{A}$, $m=0.1$, $\cos\phi=1$, $f=50\text{Hz}$, $F_{PWM}=950\text{Hz}$	81
2.20	Comparaison des pertes par conduction et commutation des bras MV7306 NPC et NPP $\cos\phi=1$, $V_{dc}=5000\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=1800\text{Hz}$, $I_{charge}=1300\text{A}$, $m=0.8$, MLI=GDPWM	83
2.21	Comparaison des pertes par conduction et commutation des bras MV7306 NPC et NPP $\cos\phi=1$, $V_{dc}=5000\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=900\text{Hz}$, $I_{charge}=2000\text{A}$, $m=0.8$, MLI=GDPWM	84
2.22	Comparaison des composants les plus contraints thermiquement pour les bras MV7306 NPC et NPP, $V_{dc}=5000\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=900\text{Hz}$, $I_{charge}=1000\text{A}$, MLI=Toggle ($m<0.4$) puis GDPWM ($m>0.4$)	85
2.23	Evolution de la température moyenne de jonction des différents semi-conducteurs du bras NPC $V_{dc}=5000\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=900\text{Hz}$, $I_{charge}=1000\text{A}$, MLI=Toggle ($m<0.4$) puis GDPWM ($m>0.4$)	86
2.24	Evolution de la température moyenne de jonction des différents semi-conducteurs du bras NPP $V_{dc}=5000\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=900\text{Hz}$, $I_{charge}=1000\text{A}$, MLI=Toggle ($m<0.4$) puis GDPWM ($m>0.4$)	87
2.25	Comparaison des porteuses avec la MLI toggle suivant deux indices de modulation différents pour $V_{dc}=5000\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $F_{pwm}=900\text{Hz}$, $m=0.1$ et $m=0.3$	87
3.1	Schéma global de la maquette basse tension	91
3.2	Détail de la structure pont en H de test	92
3.3	Armoire contenant l'ensemble bus DC, bras NPP et NPC ainsi que les alimentations des Gate Drive (a) et détail des deux bras (b) ainsi que l'IGBT Semikron (c) . . .	92
3.4	Obtention de $\cos(\varphi) = 1$ sur un bras pour une amplitude de courant donnée pour deux points de fonctionnement	93
3.5	Représentation de l'IGBT avec sa semelle et sa boîte à eau	93
3.6	Synoptique du refroidissement d'un bras d'IGBTs	94

3.7	Schéma du montage RC d'équilibrage aux bornes d'un IGBT	94
3.8	Tensions Vce aux bornes des composants T2+ (bleu) et T1+ (vert) du bras NPP pour une commutation au turn-off (a) et au turn-on (b)	95
3.9	Tensions Vce aux bornes des composants T2+ du bras NPP (rouge) et NPC (bleu) ainsi que courant de charge	96
3.10	Tensions simples de sortie du hacheur : Va0 du bras NPC (a) et Vb0 du bras NPP (b) pour un déphasage nul entre les deux bras (à vide)	96
3.11	Tensions simples de sortie du hacheur (a) : Va0 du bras NPC et Vb0 du bras NPP ainsi que la tension aux bornes de la charge et la tension du bus DC (b)	97
3.12	Caractéristique typique Eon et Eoff en fonction de R_g pour l'IGBT SKM100GB123D	98
3.13	Connexion du condensateur Cgc entre grille et collecteur de l'IGBT	99
3.14	Mesure des Vce au turn-off des composants T2+ des bras NPC et NPP sans Cgc (a) et avec Cgc=2,2nF (b)	99
3.15	Vue extérieure de l'armoire prototype du MV7306 NPP	103
3.16	Banc de test MV7306 NPP avec la connexion de la charge sur l'onduleur (a) et une des inductances de charge utilisées lors des essais sur le prototype (b)	104
3.17	Schéma 3D de la pile NPP 7306 (a) ainsi que la représentation schématique de cette pile (b)	105
3.18	Représentation des boucles de commutation du bras MV7306 NPP	106
3.19	Mesure de la tension émetteur-collecteur Vce et du courant collecteur Ic lors d'un turn-on de l'IGBT T2+ pour une tension de bus de 5000V	106
3.20	Tensions émetteur-collecteur Vce aux bornes de 2 IGBTs mis en série sans système d'équilibrage (essais réalisés par Converteam dans le cadre du brevet [Gol06])	108
3.21	Schéma d'implantation du circuit RC d'équilibrage et le radiateur associé (a) avec la photo détaillée d'implantation sur le prototype MV7306 NPP (b) ainsi que la schématisation de la connexion du circuit RC sur la pile (c)	108
3.22	Tensions émetteur-collecteur Vce aux bornes de 2 IGBTs mis en série avec système passif d'équilibrage (essais réalisés par Converteam dans le cadre du brevet [Gol06])	109
3.23	Schéma de principe de l'"active sharing" (a) [Gol06] et photo de son implantation sur le prototype MV7306 NPP	109
3.24	Tensions émetteur-collecteur Vce aux bornes de 2 IGBTs mis en série avec systèmes d'équilibrage passif et actif (essais réalisés par Converteam dans le cadre du brevet [Gol06])	110
3.25	Tensions Vce des IGBTs T2+ et T1+ ainsi que le courant de collecteur pour un turn-on et un turn-off des deux IGBTs	110
3.26	Mesure des tensions aux bornes de T2+ et du couple {T2+;T1+}	111
3.27	Mesure des tensions aux bornes de T2+ sur les bras NPC et NPP	111
3.28	Vérification de l'équilibrage des tensions : rouge : T2+ NPP, bleu : T2+ NPC, vert : courant dans T2+ NPP	112
3.29	Schéma d'un système de refroidissement d'un composant par boîte à eau	113
3.30	Sonde thermique PT100 dans un tuyau d'eau	114
3.31	Représentation schématique de la pile NPP avec les mesures de température	114
3.32	Evolution des grandeurs Vce(t), Ic(t), P(t) et Eoff(t) de l'IGBT T2+ du bras NPP	116
3.33	Intervalle de temps pour le calcul de l'énergie de commutation : turn-on d'IGBT (a), turn-off d'IGBT (b) et turn-off de diode (c)	117
3.34	Tensions Vce et courants collecteur de l'IGBT T2+ pour différentes valeurs de Ic au turn-off et au turn-on	118
3.35	Tension anode-collecteur Vak en fonction du courant dans la diode interne D2+ ST1500GXH24 au turn-off et au turn-on	119
3.36	Tensions Vce et énergies de l'IGBT TC+ pour différentes valeurs de Ic au turn-off et au turn-on	120
3.37	Tensions Vak et énergies de la diode DC+ pour différentes valeurs de Iak au turn-off et au turn-on	121

3.38	Comparaison des énergies expérimentales et des énergies théoriques de chacun des semi-conducteurs du bras NPP : T2+ (a), TC+ (b), D2+ (c) et DC+ (d)	122
3.39	Rapport des énergies théoriques (données constructeur) et des énergies mesurées sur l'IGBT T2+ au turn-off (a) et au turn-on (b)	123
3.40	Rapport des énergies théoriques (spécification du composant) et des énergies mesurées sur l'IGBT TC+ au turn-off (a) et au turn-on (b)	123
3.41	Rapport des énergies théoriques (données constructeur) et des énergies mesurées sur la diode D2+ au turn-off	124
3.42	Rapport des énergies théoriques (données constructeur) et des énergies mesurées sur la diode DC+ au turn-off	124
3.43	Comparaison de l'évolution des pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.9$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$	126
3.44	Comparaison de l'évolution des rapports entre les pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.9$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$	126
3.45	Comparaison de l'évolution des pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A (figure 2.9 page 70) pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=-1$, $m=0.9$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$	127
3.46	Comparaison de l'évolution des rapports entre les pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=-1$, $m=0.9$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$	128
3.47	Comparaison de l'évolution des pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=900\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.6$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$	128
3.48	Comparaison de l'évolution des rapports entre les pertes théoriques et mesurées dissipées dans les radiateurs du groupe A pour le point de fonctionnement suivant : $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=900\text{Hz}$, $\cos\phi=1$, $m=0.6$, $V_{\text{dc}}=5000\text{V}$	129
3.49	Visualisation des tensions V_{ce} aux bornes de T2+ et TC+ ainsi que le courant dans ces composants obtenus pour le point de fonctionnement suivant : $I=2600\text{A}$, $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$	130
3.50	Visualisation d'un turn-off de T2+ pour le point de fonctionnement suivant : $I=2600\text{A}$, $f=64\text{Hz}$, $F_{\text{pwm}}=450\text{Hz}$, $\cos\phi=1$	130
4.1	Schéma électrique de la pile de test	138
4.2	Détail de la commande de l'IGBT	139
4.3	Schéma de montage de la pile de test	140
4.4	Schéma de montage de la pile de test avec la vue de face (a) et la vue de profil (b)	140
4.5	Photo du banc de test monocoup sur puce d'IGBT dans son coffret (a) et détail de la pile de test (b)	141
4.6	Symbole de l'IGBT (a) et structure basique du composant (b)	143
4.7	Structure de l'IEGT	143
4.8	Formes d'onde du comportement au turn-on d'un IGBT [Lin06]	144
4.9	Formes d'onde du comportement au turn-off d'un IGBT [Lin06]	145
4.10	Mesure de l'inductance de commutation du montage pour deux valeurs de L_{sw} : Cas 1 : $L_{\text{sw}}\approx 7\text{nF}$ (a) et Cas 2 : $L_{\text{sw}}\approx 6\mu\text{H}$ (b)	146
4.11	Comparaison des commutations au turn-off avec deux valeurs de R_{goff} différentes : 150Ω et 300Ω	147
4.12	Influence du serrage de la pile sur les formes d'onde en courant et tension de la puce IGBT	148
4.13	Photo d'un IGBT intact (a) et d'un IGBT détruit lors d'une commutation (b)	148
4.14	Circuit de test avec RC	149
4.15	Représentation idéalisée des signaux électriques du banc de test monocoup	150

4.16	Evolution des grandeurs mesurées sur le banc de test monocoup sans le RC d'équilibrage pour une tension de bus de 1500V	151
4.17	Evolution des grandeurs Vce et Ic avec une tension de commutation de 1250V et 2500V sans circuit RC d'équilibrage (a) et (b) et avec circuit RC d'équilibrage (c) et (d)	151
4.18	Grandeurs de l'IGBT avec un circuit RC d'équilibrage pour une tension de commutation de 1250V (a) et de 2500V (b) à 125°C	152
4.19	Comparaison des énergies avec et sans circuit RC pour Vdc=1250V et 2500V à 125°C au turn-on de l'IGBT	152
4.20	Comparaison du rapport des énergies au turn-on à 2500V et 1250V avec et sans circuit RC d'équilibrage à 125°C $\frac{E_{on2500V}}{E_{on1250V}}$	153
4.21	Comparaison du rapport des énergies au turn-on avec et sans circuit RC d'équilibrage à 1250V et 2500V avec et sans circuit RC à 125°C $\frac{E_{onavecRC}}{E_{onsansRC}}$	153
4.22	Evolution des grandeurs Vce et Ic avec une tension de commutation de 1250V et 2500V sans circuit RC (a) et (b) et sans circuit RC (c) et (d)	154
4.23	Grandeurs de la puce avec un circuit RC pour un tension de 1250V (a) et de 2500V (b) à une température de jonction de 125°C	154
4.24	Evolution de Vce et Ic dans la puce IGBT pour une tension de bus de 2500V sans circuit RC (a) et avec circuit RC (b)	155
4.25	Comparaison des énergies avec et sans circuit RC d'équilibrage pour Vdc=1250V et 2500V à 20°C et 125°C	156
4.26	Comparaison des SOA obtenues avec un bus DC à 1250V (a) et 2500V (b) pour des courants de charge de 30 et 135A à 20°C et 125°C avec et sans circuit RC	156
4.27	Comparaison des rapports des énergies avec et sans circuit RC $\frac{E_{off2500V}}{E_{off1250V}}$	157
4.28	Comparaison des rapports des énergies avec et sans circuit RC $\frac{E_{offsansRC}}{E_{offavecRC}}$	157
4.29	Evolution de la durée de la queue de courant en fonction de la tension commutée pour une configuration sans circuit RC sur la puce IGBT à 20°C pour un courant commuté de 50A (le courant collecteur est multiplié par 10 sur la figure)	158
4.30	Comparaison des énergies avec et sans circuit RC pour Vdc=1250V et 2500V à 125°C pour un courant de charge de 56A	158
4.31	Comparaison des commutations au turn-on (a) et au turn-off (b) sans aucun circuit RC d'un IGBT entier de type ST1500GXXH24 ainsi que d'une puce de cette IGBT	159
4.32	Banc de test monocoup d'IGBT entier (a) avec la connexion possible d'un circuit RC (b)	161
4.33	Configuration initiale des essais monocoup sur l'IGBT ST1500GXXH24 ($R_{\text{équilibrage}} = 1.56\Omega$, $C_{\text{équilibrage}} = 0.33\mu F$)	162
4.34	Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXXH24 avec et sans RC pour un bus à 1250V (a) et 2500V (b) ainsi que les puissances associées (c) et (d) à 125°C	163
4.35	Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXXH24 avec et sans RC pour un bus à 1250V (a) et 2500V (b) ainsi que les puissances associées (c) et (d), détail pour un courant commuté de 1700A sur la queue de courant	163
4.36	Comparaison des commutations au turn-on de l'IGBT ST1500GXXH24 avec et sans RC pour un bus à 1250V (a) et 2500V (b) ainsi que les puissances associées (c) et (d)	164
4.37	Comparaison des rapport entre les énergies de commutation obtenues à 2500V et 1250V pour des turn-on et turn-off avec et sans RC	164
4.38	Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXXH24 pour un bus à 1250V (a) ainsi que la puissance associée (b) dans le cas d'essais monocoups avec RC sur l'IGBT à 125°C et dans le cas du prototype MV7306 NPP	165
4.39	Comparaison des commutations au turn-on de l'IGBT ST1500GXXH24 pour un bus à 1250V (a) ainsi que la puissance associée (b) dans le cas d'essais monocoups avec RC sur l'IGBT à 125°C et dans le cas du prototype MV7306 NPP	166

4.40	Schéma de l'onduleur NPP avec mise en évidence des composants qui commutent (a) et schéma équivalent de commutation de T2+ (b)	167
4.41	Deuxième version du schéma équivalent de commutation de l'IGBT T2+	168
4.42	Mise en évidence de la variation de tension collecteur-émetteur Vce lors d'un turn-on des IGBTs T1+ et T2+ du bras NPP (a) et de l'IGBT TC+ (b)	168
4.43	Comparaison des tensions collecteur-émetteur Vce et des courants collecteur Ic obtenus lors de turn-on du composant T2+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monocoup	169
4.44	Comparaison des tensions collecteur-émetteur Vce et des courants collecteur Ic obtenus lors de turn-off du composant T2+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monocoup	169
4.45	Influence de la température lors des commutations au turn-off de l'IGBT T2+ sur le banc de test monocoup pour des commutations à 80°C, 100°C et 125°C	170
4.46	Comparaison des énergies correspondant au composant T2+ au turn-off (a) et au turn-on (b) obtenues par les données constructeur, sur le prototype MV7306 NPP et sur le banc de test monocoup	170
4.47	Comparaison des grandeurs commutées au turn-off dans 3 configurations différentes : en utilisant un IGBT avec RC et un diode sans RC, puis 2 IGBTs en série avec un circuit RC sur chacun et une diode avec 2R et C/2 à ses bornes puis le prototype MV7306 NPP.	171
4.48	Schéma de l'onduleur NPP avec mise en évidence des composants qui commutent (a) et schéma équivalent de commutation de TC+ (b)	172
4.49	Comparaison des tensions collecteur-émetteur Vce et des courants collecteur Ic obtenus lors de turn-on du composant TC+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monocoup	173
4.50	Comparaison des tensions collecteur-émetteur Vce et des courants collecteur Ic obtenus lors de turn-off du composant TC+ du prototype MV7306 NPP et du banc de test monocoup	173
4.51	Comparaison des énergies correspondant au composant TC+ au turn-off (a) et au turn-on (b) obtenues par les données constructeur, sur le prototype MV7306 NPP et sur le banc de test monocoup	174
5.1	Schéma de la connexion du filtre entre l'onduleur et le moteur	179
5.2	Les topologies de filtres sinus classiques	180
5.3	Amplification de tension $V_{moteur}/V_{onduleur}$ due à un filtre sinus de type LC (a) et LCL (b)	180
5.4	Modélisation du système onduleur+filtre+moteur d'un point de vue harmonique : avec un filtre LC (a) et LCL (b)	181
5.5	Modélisation des pertes fer et des pertes Joule dans les inductances du filtre	181
5.6	Exemple de détermination des plages d'utilisation des différentes MLI suivant la fréquence	184
5.7	THD du courant moteur de fréquence nominale 134Hz, dans le cas d'un filtre sinus LC (a) et LCL (b) lors du démarrage	185
5.8	Représentation du système onduleur + filtre + moteur avec un filtre LCL sans inductance couplée (a) et avec inductance couplée (b)	186
5.9	Schématisation des flux dans une bobine	187
5.10	Courants et tensions en sortie de l'onduleur et au niveau du moteur avec inductance non couplée : $L_{f1}=L_{f2}=100\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, MLI=5 pulses, $F_m=192\text{Hz}$, $F_{res}=1200\text{Hz}$, $F_{ar}=1591\text{Hz}$	189
5.11	Courants et tensions en sortie de l'onduleur et au niveau du moteur avec inductance couplée : $K=0.95$, $L_{f1}=L_{f2}=50\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, MLI=5 pulses, $F_m=192\text{Hz}$, $F_{res}=1200\text{Hz}$, $F_{ar}=1591\text{Hz}$	189

5.12	Modélisation d'une machine asynchrone : modèle classique de la machine (a) et schéma équivalent RLE au fondamental (b)	191
5.13	Evolution typique du couple de charge pour les applications haute vitesse	192
5.14	Modélisation du circuit fermé lorsque les pulses de l'onduleur sont coupés : avec un filtre LC (a) et un filtre LCL (b)	192
5.15	Caractéristique de l'inductance magnétisante L_m : $V_\mu = f(I_\mu)$	193
5.16	Evolution de la tension moteur U_s en fonction de la valeur du condensateur du filtre sinus : $C_f = 150\mu F$ (a) et $C_f = 180\mu F$ (b) pour un moteur de fréquence fondamentale $f_m=192\text{Hz}$	194
5.17	Evolution des THD du courant moteur et de la chute de tension aux bornes de L_{f1} pour les 3 moteurs étudiés avec une MLI 5 angles et $C_f = 100\mu F$: 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)	196
5.18	Evolution des fréquences harmoniques en sortie de l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un moteur 192Hz pour une MLI synchrone à 5 angles puis 7 angles	199
5.19	Evolution des rangs harmoniques en sortie de l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un moteur 192Hz pour une MLI synchrone à 5 angles puis 7 angles	199
5.20	Evolution des THD du courant moteur de 0Hz à la fréquence nominale pour les 3 moteurs étudiés avec $C_f = 100\mu F$: 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)	200
5.21	Evolution de la température maximum de jonction et du courant dans l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement du moteur pour les trois moteurs étudiés : 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)	201
5.22	Evolution des courants maximum onduleur et du ΔI de l'onduleur (ondulation) en fonction de la fréquence de fonctionnement du moteur pour les trois moteurs étudiés : 134Hz (a), 157Hz (b) et 192Hz (c)	202
5.23	Schéma de l'inductance couplée (a) et sa photo (b)	202
5.24	Schéma de test de la self à inductances couplées	203
5.25	Gain du rapport $\frac{I_{charge}}{V_{onduleur}}$ en fonction de la fréquence pour la self couplée avec $L_{f1} = 50\mu H$, $L_{f2} = 50\mu H$, $C_f = 100\mu F$ et $L_{charge} = 450\mu H$	203
5.26	Gain du rapport $\frac{I_{charge}}{I_{onduleur}}$ en fonction de la fréquence pour la self couplée avec $L_{f1} = 50\mu H$, $L_{f2} = 50\mu H$, $C_f = 100\mu F$ et $L_{charge} = 450\mu H$	204
5.27	Gain du rapport $\frac{I_{onduleur}}{V_{onduleur}}$ en fonction de la fréquence pour la self couplée avec $L_{f1} = 50\mu H$, $L_{f2} = 50\mu H$, $C_f = 100\mu F$ et $L_{charge} = 450\mu H$	204
5.28	Formes d'ondes des grandeurs au niveau du filtre pour une fréquence fondamentale de 150Hz (2ms/div)	205
5.29	Formes d'ondes des courants en sortie de l'onduleur et dans la charge (a), gain du rapport $I_{charge}/I_{onduleur}$ (b) et FFT de ces deux signaux (c)	206
A.1	Photo du prototype MV7308 NPP	XVI
A.2	Schéma 3D de la pile NPP 308 (a) ainsi que la représentation schématique de la pile (b)	XVII
A.3	Pile entière du bras NPP 7308 avec le sens de l'eau de refroidissement	XVIII
A.4	Schéma équivalent au niveau thermique de la pile NPP 308	XIX
A.5	Détail de la représentation de la prise en compte de la température de sortie du radiateur à diode en entrée du radiateur à IGBT	XX
A.6	Tensions collecteur-émetteur V_{ce} en fonction du courant collecteur pour les composants verticaux T2+ et T1+	XXIII
A.7	Tensions collecteur-émetteur V_{ce} en fonction du courant collecteur pour les composants verticaux T2+ et T1+	XXIII
A.8	Tensions collecteur-émetteur V_{ce} en fonction du courant collecteur pour les composants verticaux T2+ et T1+	XXIII

A.9	Tensions Vce et courants collecteur de l'IGBT T2+ pour différentes valeurs de Ic au turn-off et au turn-on	XXIV
A.10	Tensions Vce et courants collecteur de l'IGBT TC+ pour différentes valeurs de Ic au turn-off et au turn-on	XXV
A.11	Tensions Vak et courants Iak de la diode D2+ pour différentes valeurs de Iak au turn-off	XXVI
A.12	Tensions Vak et courants Iak de la diode DC+ pour différentes valeurs de Iak au turn-off	XXVI
A.13	Comparaison	XXVII
A.14	Comparaison des énergies de commutation des composants TC+ et T2+ en fonction du courant collecteur	XXVIII
B.1	Formes d'onde de la tension simple Va0 en sortie du bras NPP ainsi que le courant de charge à $\cos\varphi=1$, Vdc=5000V, f=64HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=840A, m=0.95 .	XXIX
B.2	Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPC à $\cos\varphi=1$, Vdc=5000V, f=64HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=840A, m=0.95	XXX
B.3	Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPC à $\cos\varphi=-1$, Vdc=5000V, f=64HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=840A, m=0.95	XXXI
B.4	Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPP à $\cos\varphi=1$, Vdc=5000V, f=64HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=840A, m=0.95	XXXII
B.5	Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPP à $\cos\varphi=-1$, Vdc=5000V, f=64HZ, Fpwm=900Hz, Icharge=840A, m=0.95	XXXIII
C.1	Données des datasheet pour la diode et l'IGBT du composant ST1500GXH24 de Toshiba	XXXV
C.2	Schéma de test monocoup de l'IGBT ST1500GXH24 donné par Toshiba	XXXVI
D.1	Détail des connexions des deux bras NPC (droite) et NPP (gauche)	XXXVII
D.2	Système de refroidissement de l'eau comprenant la pompe à eau, le réservoir d'eau, le débitmètre ainsi que l'échangeur eau/air	XXXVIII
D.3	Schéma du montage RC d'équilibrage aux bornes d'un IGBT	XXXVIII
D.4	Schéma équivalent de dimensionnement des RC d'équilibrage : (a) schéma de calcul de $C_{\text{équilibrage}}$, (b) schéma de calcul de la puissance dissipée par $R_{\text{équilibrage}}$	XXXIX
D.5	Montage global du pont MV7306 NPP	XL
E.1	Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXH24 pour un bus à 1250V (a) avec la simulation du circuit sous Saber (c), ainsi que les puissances associées (b) et (d) dans le cas d'essais monocoups avec RC sur l'IGBT à 125°C . .	XLIII

Liste des tableaux

1.1	Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux NPC	12
1.2	Valeur du THD en tension entre phases en sortie d'un onduleur multiniveaux en fonction du nombre de niveaux	16
1.3	Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux NPP	19
1.4	Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux à capacités flottantes	23
1.5	Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux ANPC	27
1.6	Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux MPC	30
1.7	Etats de commutation de l'onduleur 3 niveaux SNPC	31
1.8	Comparaison des différentes topologies	36
1.9	Comparaison des avantages et inconvénients des différentes topologies	39
1.10	MLI Synchrone ou précalculée : les premiers harmoniques présents sur la tension composée V_{ab} en sortie de l'onduleur	42
1.11	Les différentes gammes de MV7000 NPC avec leur tension, courant maximum et puissance	50
2.1	IGBTs allumés selon la tension de sortie désirée pour les topologies NPC et NPP .	62
2.2	Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} attendue pour le bras NPC	62
2.3	Composants qui conduisent suivant le sens du courant et de la tension V_{a0} désirée pour le convertisseur NPP	63
2.4	Analogie entre grandeurs électriques et thermiques [MN01]	67
2.5	Valeurs des résistances thermiques des IGBTs et diodes du composant ST1500GXH24 de Toshiba	69
2.6	Nom des températures de jonction des différents composants du groupe A	74
2.7	Nom des températures de jonction des différents composants du groupe B	74
2.8	Valeur des résistances thermiques des IGBTs, diodes et radiateurs pour le composant ST1500GXH24	78
2.9	Définition des composants qui conduisent selon la zone de fonctionnement considérée	80
2.10	Analogie entre les composants des bras NPC et NPP en terme de pertes par conduction et commutation	82
3.1	Valeur des composants du circuit RC d'équilibrage	95
3.2	Comparaison des pertes par commutation d'un bras NPP avec et sans résistance de grille R_G	98
3.3	Comparaison des dv/dt au turn-off avec et sans condensateur C_{gc} pour les composants T2+ des bras NPC et NPP	99
3.4	Comparaison des pertes totales des bras NPC et NPP avec et sans condensateur C_{gc}	100
3.5	Comparaison des pertes totales des bras NPC et NPP à $f=20\text{Hz}$	101
3.6	Comparaison des pertes des bras NPC et NPP à $f=200\text{Hz}$	101
3.7	Matériel de mesure utilisé sur le prototype MV7306 NPP	105
3.8	Conditions d'essais pour la mesure des commutations sur les différents composants du bras NPP	117

3.9	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs T2+ et T1+ pour $V_{dc}=5000V$	118
3.10	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes D2+ et D1+ pour $V_{dc}=5000V$	119
3.11	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs TC+ et TC- pour $V_{dc}=5000V$	120
3.12	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes DC+ pour $V_{dc}=5000V$	121
3.13	Gain obtenu entre les énergies théoriques attendues et les énergies expérimentales .	125
3.14	Comparaison des points de fonctionnement atteints avec les topologies MV7306 NPC et NPP avec une MLI sinusoïdale	131
3.15	Caractéristiques des convertisseurs NPP HDI et HSI	131
3.16	Comparaison des performances des convertisseurs MV7306 et MV7308 dans les topologies NPC et NPP	132
4.1	Mesures effectuées sur le banc de test et appareils de mesure correspondants	139
4.2	Définition des composants du banc de test ainsi que leur valeur	142
4.3	Evolution des paramètres di/dt , dv et L_{sw} pour deux câblages de longueur différente	147
4.4	Comparaison des énergies au turn-off suivant la valeur de la résistance de grille R_{goff}	147
4.5	Comparaison de l'influence de différents paramètres durant le turn-on et le turn-off	160
4.6	Définition des paramètres du banc de test monocoup ainsi que du prototype	165
5.1	Leviers de dimensionnement du filtre sinus	186
5.2	Avantages et inconvénients des filtres LC, LCL, LCL amorti et à inductance couplée	190
5.3	Principales caractéristiques des 3 moteurs MGv étudiés	191
5.4	Valeur des condensateurs C_{fMAX} pour les trois moteurs MV étudiés	193
5.5	Evolution du THD du courant statorique du moteur 192Hz ainsi que de la chute de tension aux bornes de L_{f1} pour un couplage parfait ($K=1$), une MLI synchrone de type 5 angles et $C_f = 100\mu F$	195
5.6	Point de fonctionnement étudié niveau onduleur pour le moteur 134Hz	197
5.7	Pertes dans les composants du bras NPP et températures de jonction pour le moteur 134Hz	197
5.8	Point de fonctionnement étudié niveau onduleur pour le moteur 157Hz	197
5.9	Pertes dans les composants du bras NPP et températures de jonction pour le moteur 157Hz	197
5.10	Point de fonctionnement étudié niveau onduleur pour le moteur 192Hz	197
5.11	Pertes dans les composants du bras NPP et températures de jonction pour le moteur 192Hz	197
5.12	Stratégie de changement de MLI suivant les fréquences de fonctionnement	198
5.13	THD du courant statorique (en % du courant fondamental nominal) et température maximum de jonction atteinte pour les fréquences de changement de MLI pour les trois moteurs étudiés	200
5.14	Comparaison du prix des filtres sinus utilisés avec les topologies NPC et NPP . . .	206
A.1	Nom des températures de jonction des différents composants du groupe A	XXII
A.2	Nom des températures de jonction des différents composants du groupe B	XXII
A.3	Nom des températures de jonction des différents composants du groupe C	XXII
A.4	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs T2+ et T1+	XXV
A.5	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs TC+ et TC-	XXV
A.6	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes D2+ et D2-	XXVI
A.7	Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes DC+ et DC- . . .	XXVII

D.1	Points de fonctionnement effectués avec courant de charge maximum atteint pour un facteur de puissance positif	XLI
D.2	Points de fonctionnement effectués avec courant de charge maximum atteint pour un facteur de puissance égal à -1	XLI

Annexe A

Le convertisseur MV7308 NPP, qui regroupe différentes technologies évolutives par rapport aux anciens MV7000, est passé par plusieurs étapes de validations avant de pouvoir venir valider les calculs théoriques de pertes dissipées. Ainsi, cette partie se trouve en annexes car l'étude a été assez succincte en comparaison avec le prototype MV7306 NPP.

Dans cette partie, l'étude se portera sur la définition du schéma thermique équivalent de la pile MV7308 NPP avec le sens de circulation de l'eau de refroidissement. Les équations thermiques permettant de définir d'une part les pertes dissipées dans les radiateurs de la pile et d'autre part la température moyenne de jonction des composants seront exprimées. L'étude s'orientera ensuite sur la comparaison des pertes dissipées dans les radiateurs de la pile et ce, de façon théorique et expérimentale.

A.1 Le prototype MV7308

A.1.1 Présentation du convertisseur MV7308

Le prototype MV7308 regroupe différentes technologies :

- La pile NPP qui, en fonction du bénéfice recherché, va travailler en mode HSI (High Speed Induction) c'est à dire en haute fréquence, ou en mode HDI (Hard Drive Induction), c'est à dire à haut niveau de courant.
- Les capacités du bus DC sont positionnées directement derrière le convertisseur. Ainsi, les capacités de clamp disparaissent. L'armoire est plus compacte car le compartiment des capacités du bus DC disparaît. Tout le câblage est remplacé par un bus en cuivre où sont directement montées les piles.
- Nouvelle stratégie de commande PECe+PIBe au potentiel 0V : pour gagner en câblage et en temps de transmission, l'unité PIBe se trouve directement dans l'AC Out. Seule une fibre optique relie la CPU à la PIBe. Ainsi, tous les appareils de mesure sont référencés au même potentiel 0V du bus DC, ce qui simplifie le câblage et améliore la sécurité.

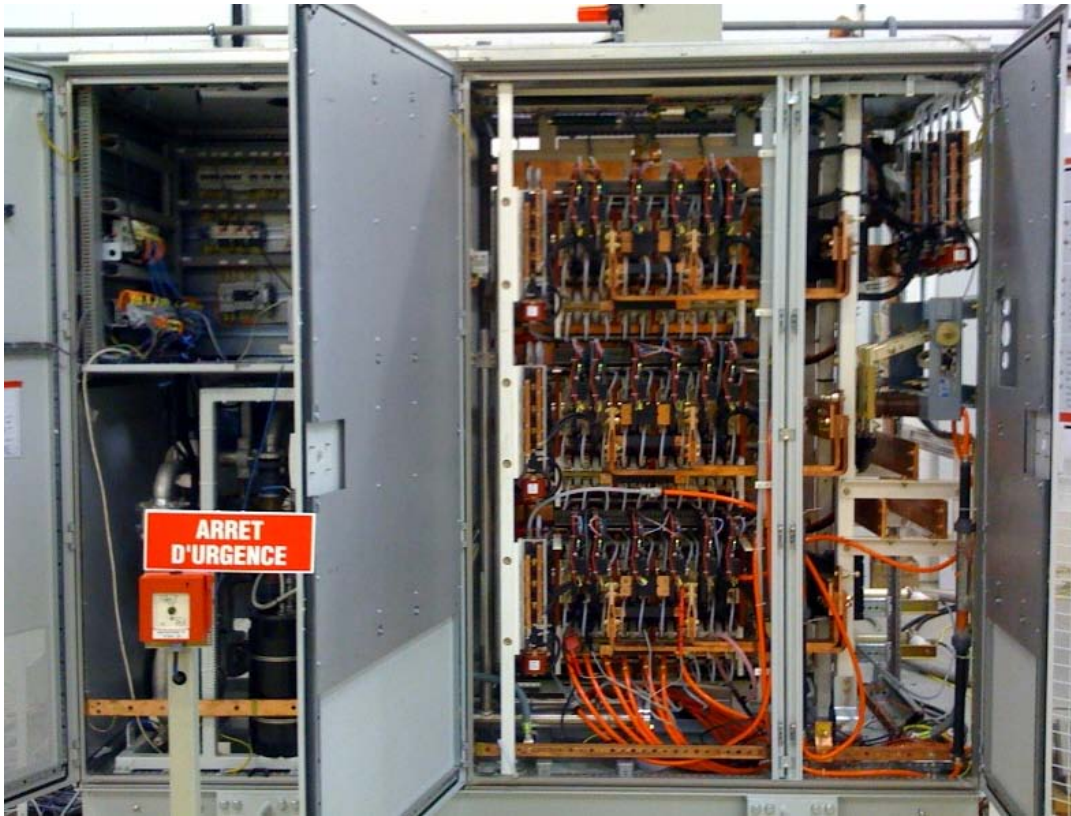


FIG. A.1 – Photo du prototype MV7308 NPP

A.1.2 La pile MV7308 NPP

La pile MV7308 NPP, représentée sur le schéma A.2, se compose d'une sous-pile d'IGBTs ST2100GXH24 et d'une sous-pile de diode 1000GXHH26 de chez Toshiba.

La pile se découpe en trois parties isolées thermiquement et électriquement entre elles. En effet, des clamps assurent les liaisons électriques entre les radiateurs de la pile. Par la suite, les pertes dissipées dans ces clamps seront négligées. Chaque groupe représenté sur la figure A.2 peut donc être étudié de façon indépendante.

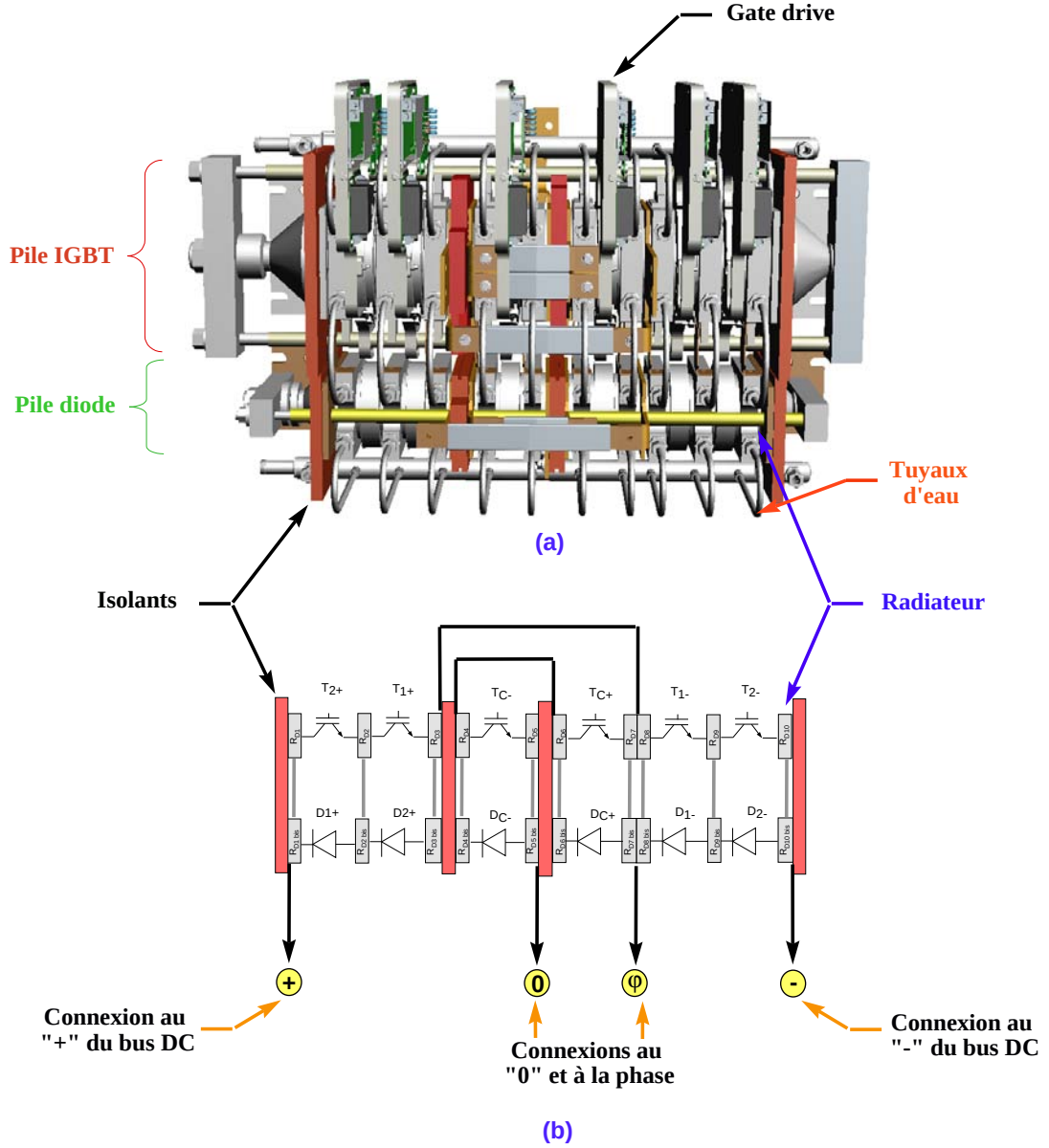


FIG. A.2 – Schéma 3D de la pile NPP 308 (a) ainsi que la représentation schématique de la pile (b)

A.2 Les pertes dans la pile

A.2.1 Calcul théorique de la dissipation thermique des pertes dans la pile

La figure A.3 présente le trajet de l'eau de refroidissement des boîtes à eau. L'eau "froide" est notée " T_{in} " et l'eau en sortie est notée " T_{m_X} " avec X qui varie de 1 à 10, ce qui correspond au nombre de radiateurs sur une pile IGBTs ou diodes.

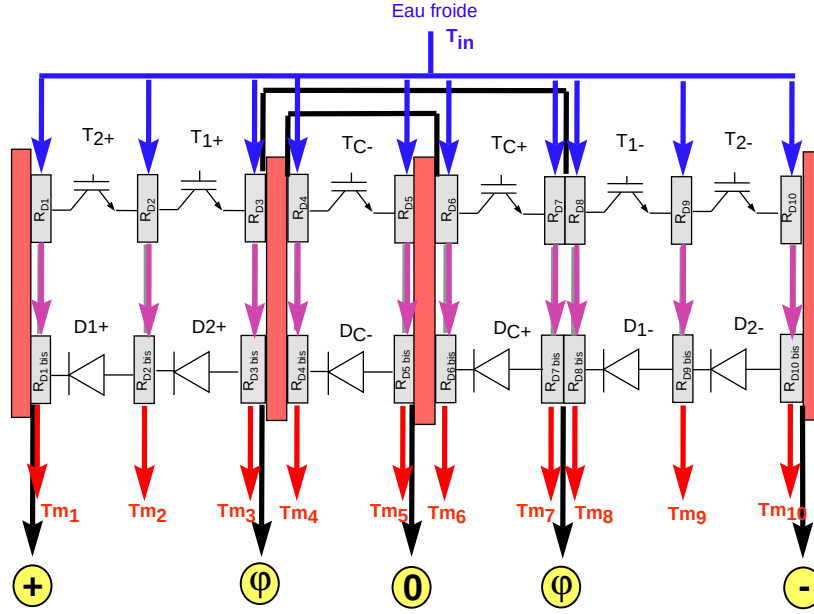


FIG. A.3 – Pile entière du bras NPP 7308 avec le sens de l'eau de refroidissement

Les mesures des températures d'eau en entrée et en sortie des radiateurs sont prises comme l'indique la figure A.3. Les composants sont refroidis par de l'eau qui circule en premier lieu au travers des radiateurs d'IGBTs, puis dans les radiateurs à diodes car les composants qui chauffent le plus sont les IGBTs. La température intermédiaire de l'eau sortant des radiateurs des IGBTs et rentrant dans les radiateurs des diodes n'est pas mesurée.

Ainsi, on ne considèrera que la puissance totale dissipée dans un couple de radiateur IGBT+Diode, c'est à dire par exemple :

$$P_{RD1_TOTAL} = P_{RD1} + P_{RD1_bis} \quad (A.1)$$

Avec :

- P_{RD1} : Puissance dissipée dans le radiateur à IGBT $RD1$
- P_{RD1_bis} : Puissance dissipée dans le radiateur à diode $RD1_bis$

Il en sera de même pour le reste des radiateurs de la pile.

A.2.2 Equations thermiques

La figure A.4 présente le schéma thermique statique équivalent de la pile MV7308 NPP.

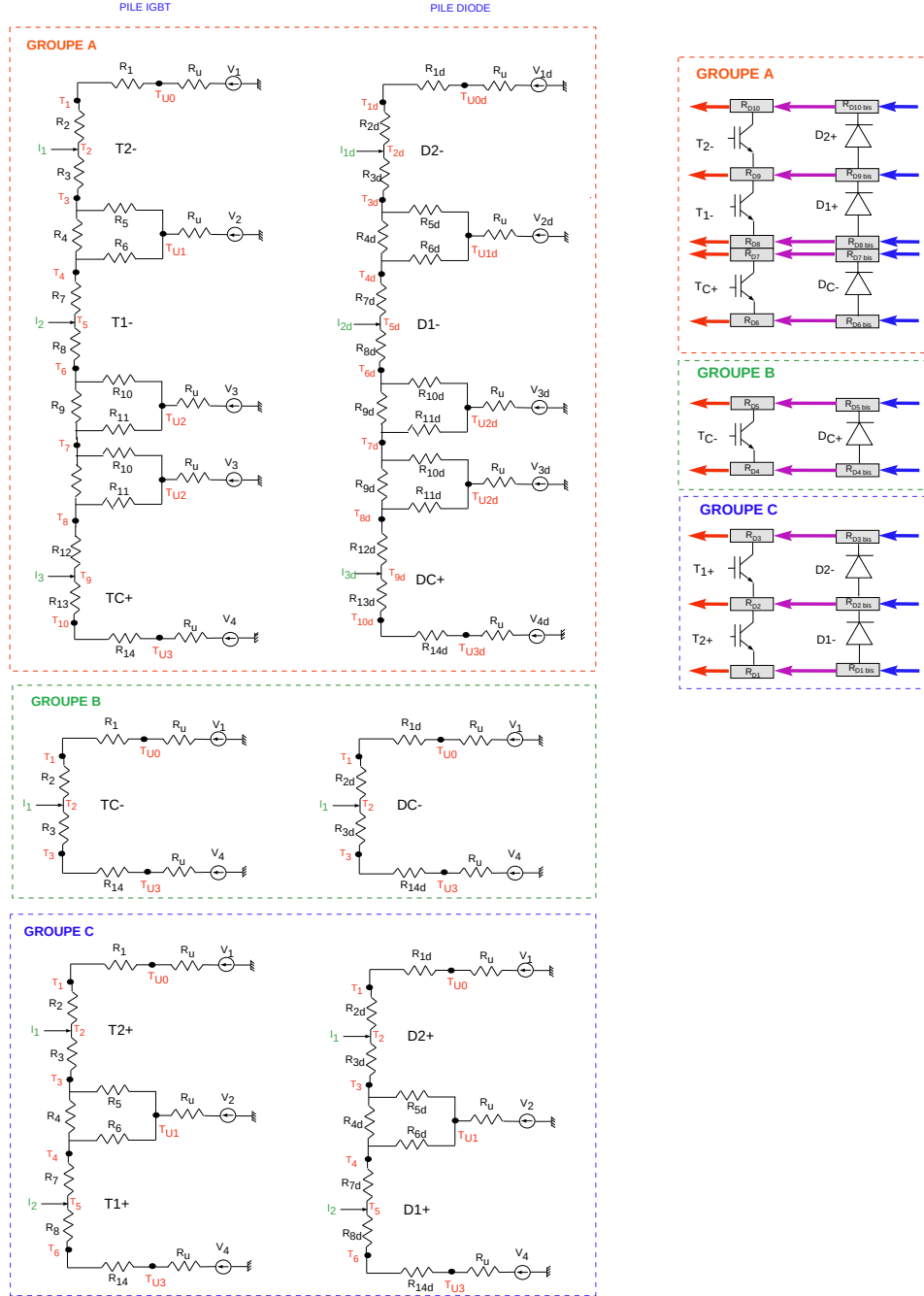


FIG. A.4 – Schéma équivalent au niveau thermique de la pile NPP 308

Sur ce schéma, on a les notation suivantes :

- V_X : température d'entrée d'eau des radiateurs des piles à IGBTs
- V_{Xd} : température d'entrée d'eau des radiateurs des piles à diodes
- R_u : résistance de l'eau
- I_X : pertes totales d'un IGBT donné
- I_{Xd} : pertes totales d'une diode donnée
- R_x : résistance du schéma équivalent d'un radiateur ou d'un IGBT
- R_{xd} : résistance du schéma équivalent d'un radiateur ou d'une diode

Il faut exprimer la température de l'eau à l'entrée des radiateurs à IGBTs en tenant compte de la température d'eau en sortie des radiateurs à diode. On peut schématiser cette liaison grâce à la figure A.5.

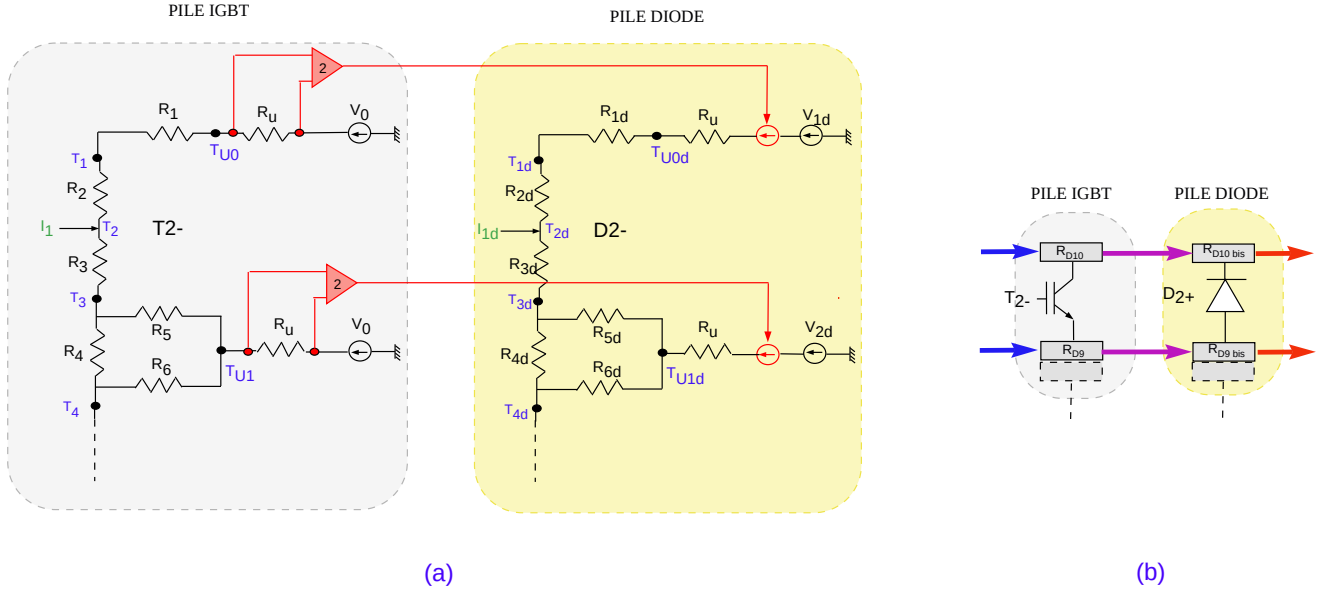


FIG. A.5 – Détail de la représentation de la prise en compte de la température de sortie du radiateur à diode en entrée du radiateur à IGBT

Le schéma A.5 explique que pour prendre en compte l'échauffement de l'eau qui sort du radiateur à IGBT en entrée du radiateur à diode, cela revient à prendre le gradient de température (ΔT) généré par la résistance de l'eau. Ceci est modélisé par la mesure de la tension aux bornes de R_u . Ensuite il suffit d'injecter ce ΔT en série avec la température de l'eau au niveau de la pile diode. Le gain de 2 s'explique par le fait que lorsque l'on modélise la résistance de l'eau on prend pour hypothèse sa température moyenne.

On a ainsi :

$$R_u = \frac{1,16 \times D}{2} \quad (\text{A.2})$$

On a divisé par 2 pour obtenir la température moyenne. Dans notre cas, on remultiplie par deux pour obtenir la température souhaitée.

Les équations suivantes, déterminées grâce au théorème de Millman, expriment les températures des résistances thermiques équivalentes des IGBTs et des diodes aux points de jonction avec les radiateurs de la pile correspondant au groupe A de la figure 2.9.

Pour le GROUPE A :

$$\begin{array}{l}
(T1): 0 \\
(T3): 0 \\
(T4): 0 \\
(T6): 0 \\
(T7): 0 \\
(T8): 0 \\
(T10): 0 \\
(T_{U0}): \frac{v1}{R1} \\
(T_{U1}): \frac{v2}{R5} \\
(T_{U2}): \frac{v4}{R10} \\
(T_{U3}): \frac{v4}{R10} \\
(T_{U4}): \frac{Ru}{Ru} \\
I1 \\
I2 \\
I3
\end{array}
=
\begin{array}{l}
\left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right) \times T1 + \frac{1}{R1} \times T_{u0} - \frac{1}{R2} \times T^2 \\
\left(\frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} + \frac{1}{R5} \right) \times T^3 - \frac{1}{R3} \times T^4 - \frac{1}{R5} \times T_{u1} \\
\left(\frac{1}{R4} + \frac{1}{R6} + \frac{1}{R7} \right) \times T^4 - \frac{1}{R4} \times T^5 + \frac{1}{R6} \times T_{u1} \\
\left(\frac{1}{R8} + \frac{1}{R9} + \frac{1}{R10} \right) \times T^6 - \frac{1}{R8} \times T^5 - \frac{1}{R9} \times T^7 + \frac{1}{R10} \times T_{u2} \\
\left(\frac{1}{R9} + \frac{1}{R11} + \frac{1}{R12} \right) \times T^7 - \frac{1}{R9} \times T^6 - \frac{1}{R11} \times T_{u2} - \frac{1}{R12} \times T^9 \\
\left(\frac{1}{R9} + \frac{1}{R11} + \frac{1}{R12} \right) \times T^8 - \frac{1}{R9} \times T^7 - \frac{1}{R11} \times T_{u3} - \frac{1}{R12} \times T^9 \\
\left(\frac{1}{R13} + \frac{1}{R14} \right) \times T^{10} - \frac{1}{R13} \times T^9 - \frac{1}{R14} \times T_{u4} \\
- \frac{1}{R1} \times T^1 + \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{Ru} \right) \times T_{u0} \\
\left(\frac{1}{R5} + \frac{1}{R6} + \frac{1}{Ru} \right) \times T_{u1} - \frac{1}{R5} \times T^3 - \frac{1}{R6} \times T^4 \\
\left(\frac{1}{R10} + \frac{1}{R11} + \frac{1}{Ru} \right) \times T_{u2} - \frac{1}{R10} \times T^6 - \frac{1}{R11} \times T^7 \\
\left(\frac{1}{R10} + \frac{1}{R11} + \frac{1}{Ru} \right) \times T_{u3} - \frac{1}{R10} \times T^7 - \frac{1}{R11} \times T^8 \\
- \frac{1}{R14} \times T^1 + \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{Ru} \right) \times T_{u0} \\
\left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} \right) \times T^2 - \frac{1}{R2} \times T^1 - \frac{1}{R3} \times T^3 \\
\left(\frac{1}{R7} + \frac{1}{R8} \right) \times T^5 - \frac{1}{R7} \times T^4 - \frac{1}{R8} \times T^6 \\
\left(\frac{1}{R12} + \frac{1}{R13} \right) \times T^9 - \frac{1}{R12} \times T^8 - \frac{1}{R13} \times T^{10}
\end{array}$$

Pour le GROUPE B :

$$\begin{aligned}
\left\{ \begin{array}{l} (T1) : 0 \\ (T3) : 0 \\ V0 \\ \tilde{V}_0^u \\ R_u \\ I1 \end{array} \right. &= \left(\frac{1}{R1} \times \frac{1}{R2} \right) \times T1 - \frac{1}{R2} \times T2 - \frac{1}{R1} \times T_{u0} \\
&= \left(\frac{1}{R3} \times \frac{1}{R4} \right) \times T3 - \frac{1}{R3} \times T2 - \frac{1}{R5} \times T_{U1} \\
&= -\frac{1}{R1} \times T1 + \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u0} \\
&= -\frac{1}{R14} \times T3 + \left(\frac{1}{R14} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u1} \\
&= -\frac{1}{R2} \times T1 - \frac{1}{R3} \times T3 + \left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} \right) \times T2
\end{aligned}
\tag{A.4}$$

Pour le GROUPE C :

$$\begin{aligned}
\left\{ \begin{aligned} (T1) : 0 &= \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \times T1 - \frac{1}{R_2} \times T2 - \frac{1}{R_1} \times T_{u0} \\ (T3) : 0 &= \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) \times T3 - \frac{1}{R_3} \times T2 - \frac{1}{R_5} \times T_{U1} - \frac{1}{R_4} \times T_4 \\ (T4) : 0 &= \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_7} \right) \times T4 - \frac{1}{R_7} \times T5 - \frac{1}{R_6} \times T_{U1} - \frac{1}{R_4} \times T_3 \\ (T6) : 0 &= -\frac{R^8}{R_4} \times T5 - \frac{1}{R_{14}} \times T_{u2} + \left(\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_8} \right) \times T6 \\ &\quad - \frac{1}{R_1} \times T1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u0} \\ &\quad - \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u1} - \frac{1}{R_5} \times T3 - \frac{1}{R_6} \times T4 \\ &\quad - \frac{R^{14}}{R_5} \times T6 + \left(\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_u} \right) \times T_{u2} \\ &\quad - \frac{R^{14}}{R_2} \times T1 - \frac{1}{R_3} \times T3 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \times T2 \\ &\quad - \frac{R^7}{R_7} \times T4 - \frac{1}{R_8} \times T6 + \left(\frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} \right) \times T5 \end{aligned} \right. \quad (A.5)
\end{aligned}$$

Les mêmes équations peuvent être écrites au niveau des piles à diodes. il suffit alors de remplacer les termes en Rx par Rxd .

Tout comme pour la topologie MV7306 NPP, si l'on distingue le premier terme de chacun des trois systèmes d'équation précités, on peut les stocker dans un vecteur noté $[A]$. Les températures, une fois isolées, peuvent être à leur tour stockées dans un vecteur noté $[T^\circ]$. Les termes fonction des résistances thermiques sont isolés dans une matrice $[B]$.

On peut alors écrire :

$$[A] = [B] \times [T^\circ] \quad (\text{A.6})$$

On obtient alors l'expression de la matrice température grâce à l'équation suivante : $[T^\circ] = [B]^{-1} \times [A]$

On obtient alors les températures de jonction des différents composants qui sont regroupés dans le tableau A.1 suivant pour les composants du groupe A :

<i>IGBT</i>	<i>Température</i>	<i>Diode</i>	<i>Température</i>
<i>T2-</i>	T2	<i>D2-</i>	T2d
<i>T1-</i>	T5	<i>D1-</i>	T5d
<i>TC+</i>	T9	<i>DC+</i>	T9d

TAB. A.1 – Nom des températures de jonction des différents composants du groupe A

Pour les éléments du groupe B, les températures de jonction des différents semiconducteurs sont indiqués dans le tableau A.2 suivant :

<i>IGBT</i>	<i>Température</i>	<i>Diode</i>	<i>Température</i>
<i>TC-</i>	T2	<i>DC-</i>	T2d

TAB. A.2 – Nom des températures de jonction des différents composants du groupe B

Enfin, concernant les éléments du groupe C, les températures de jonction des différents semi-conducteurs sont indiqués dans le tableau A.3 suivant :

<i>IGBT</i>	<i>Température</i>	<i>Diode</i>	<i>Température</i>
<i>T2+</i>	T2	<i>D2+</i>	T2d
<i>T1+</i>	T5	<i>D1+</i>	T5d

TAB. A.3 – Nom des températures de jonction des différents composants du groupe C

A.3 Mesures effectuées

A.3.1 L'équilibrage des tensions des IGBTs verticaux

La figure A.6 présente les tensions collecteur-émetteur des composants verticaux T2+ et T1+ du bras NPP 7308.

Les tensions sont parfaitement superposées ce qui signifie que l'équilibrage des tensions fonctionne.

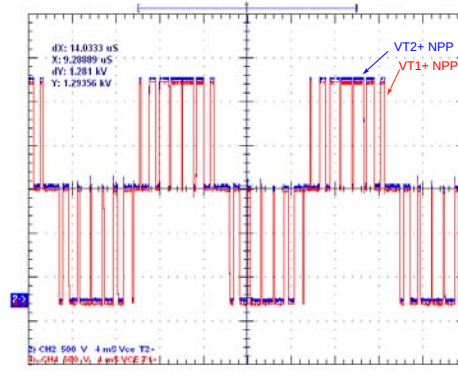


FIG. A.6 – Tensions collecteur-émetteur V_{ce} en fonction du courant collecteur pour les composants verticaux T2+ et T1+

A.3.2 L'équilibrage des tensions des IGBTs horizontaux

La figure A.7 présente les tensions collecteur-émetteur des composants horizontaux TC+ et TC- du bras NPP 7308.

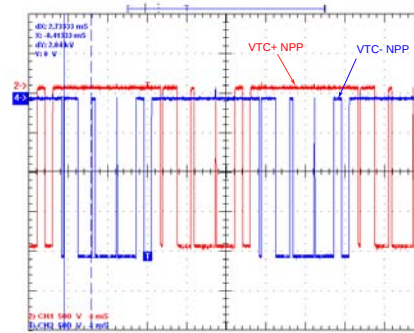


FIG. A.7 – Tensions collecteur-émetteur V_{ce} en fonction du courant collecteur pour les composants verticaux T2+ et T1+

La figure A.8 présente les formes d'onde en tension et courant des composants T2+ et TC- du bras NPP 7308 :

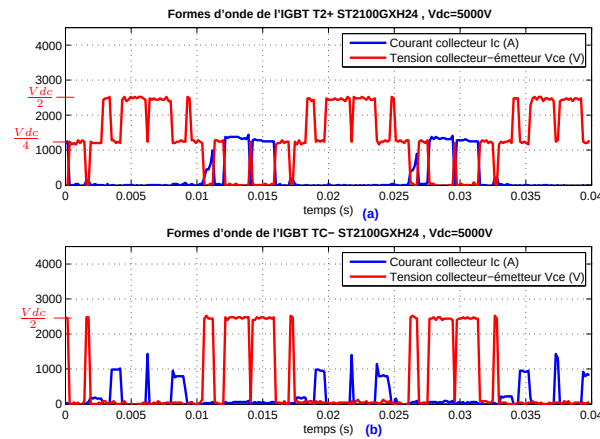


FIG. A.8 – Tensions collecteur-émetteur V_{ce} en fonction du courant collecteur pour les composants verticaux T2+ et T1+

A.3.3 Détermination des coefficients de calcul d'énergie au turn-on et au turn-off des composants

Dans un premier temps, pour un courant de charge de 1000A a donné de grandes différences entre la mesure des puissances dissipées dans les radiateurs et le calcul théorique de ces dernières donnait de grandes différences.

Ceci venait du fait qu'à ce niveau de courant, la température de jonction des composants avoisinait les 70°, alors que les datasheet sont données pour des températures de jonction de 125°C. Ainsi, la théorie devient trop pessimiste par rapport au point réellement étudié.

Les tests préliminaires sur le convertisseur MV7308 NPP ne prévoyant pas de monter trop haut en courant afin de ne pas détériorer le matériel, la mesure des énergies des composants a été effectuée pour une température de jonction de 70°. Ceci permettant de valider les calculs théoriques.

A.3.3.1 Etude des IGBTs verticaux

La figure A.9 présente les évolutions de la tension collecteur-émetteur V_{ce} et du courant collecteur I_c du composants T2+ en fonction du temps pour un turn-on (a) et pour un turn-off (b). Les figures A.9 (c) et (d) donnent les énergies au turn-on et au turn-off déduites des deux précédentes.

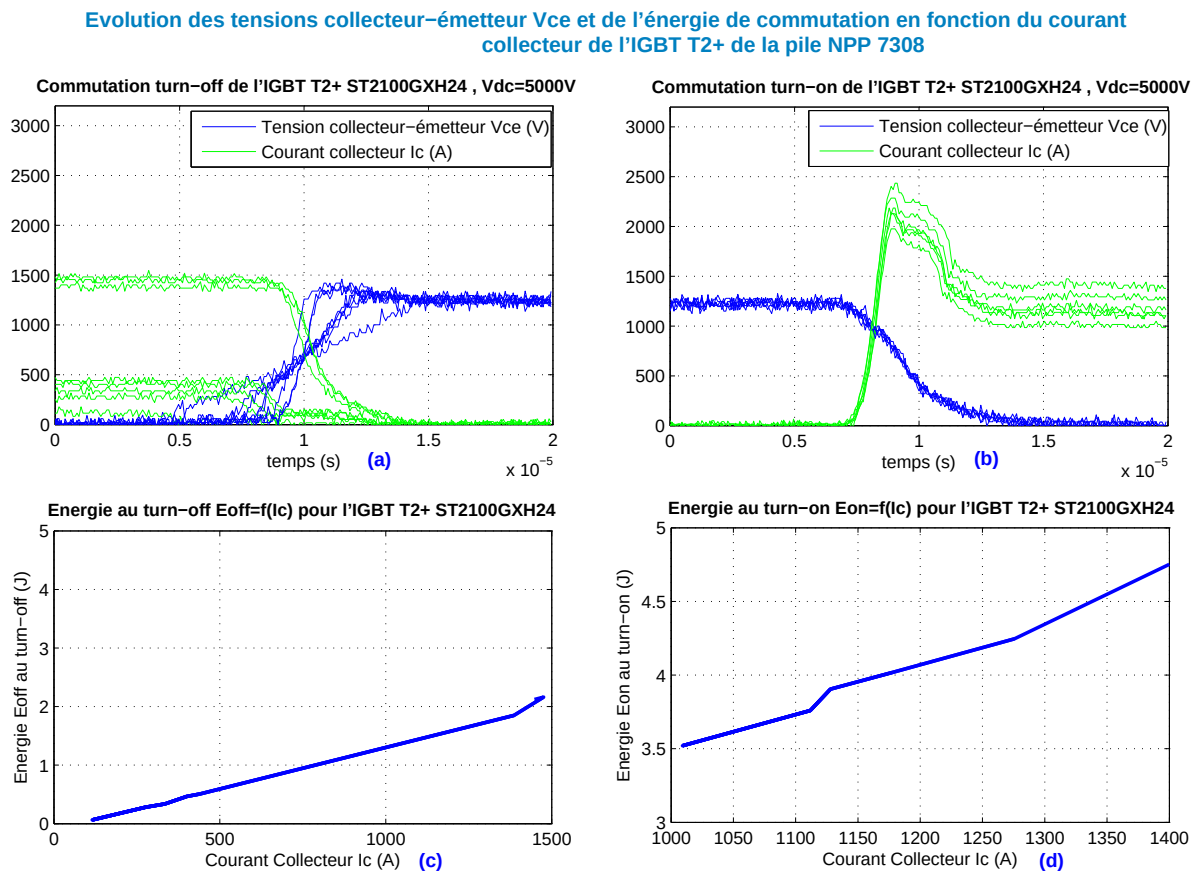


FIG. A.9 – Tensions V_{ce} et courants collecteur de l'IGBT T2+ pour différentes valeurs de I_c au turn-off et au turn-on

On peut en déduire les coefficients des droites au turn-on et au turn-off :

La plage de variation des courants collecteur mesurés pour le turn-off ne se situe qu'entre 1000 et 1400A, ce qui pourrait sembler insuffisant pour déduire les coefficients de commutation. Cependant, étant donné que la variation de l'énergie au turn-off est une droite, l'énergie correspondant à des

Coefficients au turn-off de l'IGBT T2+		Coefficients au turn-on de l'IGBT T2+	
Ki_Eoff	$1.5431e^{-3}$	Ki_Eon	$2.944e^{-3}$
K0_Eoff	$136.1418e^{-3}$	K0_Eon	$455.7695e^{-3}$

TAB. A.4 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs T2+ et T1+

courant situés entre 0A et 1000A peut être déduite avec suffisamment de précision grâce à une interpolation.

A.3.3.2 Etude des IGBTs horizontaux

La figure A.10 présente les évolutions de la tension collecteur-émetteur V_{ce} et du courant collecteur I_c du composants TC+ en fonction du temps pour un turn-on (a) et pour un turn-off (b). Les figures A.10 (c) et (d) donnent les énergies au turn-on et au turn-off déduites des deux précédentes.

Evolution des tensions collecteur-émetteur V_{ce} et de l'énergie de commutation en fonction du courant collecteur de l'IGBT TC+ de la pile NPP 7308

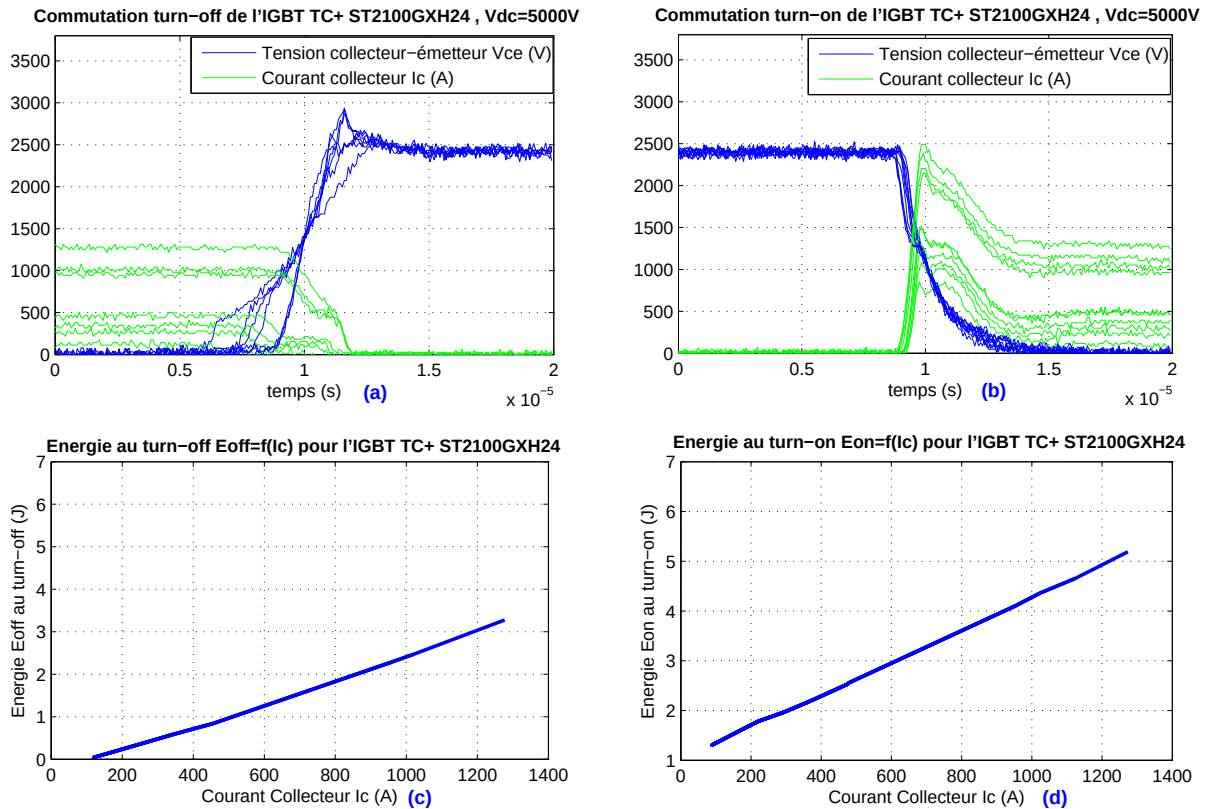


FIG. A.10 – Tensions V_{ce} et courants collecteur de l'IGBT TC+ pour différentes valeurs de I_c au turn-off et au turn-on

On peut en déduire les coefficients des droites au turn-on et au turn-off :

Coefficients au turn-off de l'IGBT TC+		Coefficients au turn-on de l'IGBT T2+	
Ki_Eoff	$2.7942e^{-3}$	Ki_Eon	$3.2762e^{-3}$
K0_Eoff	$-292.0736e^{-3}$	K0_Eon	$1.0163e^{-3}$

TAB. A.5 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off et au turn-on des IGBTs TC+ et TC-

A.3.3.3 Etude des diodes verticales

La figure A.11 présente les évolutions de la tension anode-cathode V_{ak} et du courant anode I_{ak} du composants D2+ en fonction du temps pour un turn-off (a) du composant. La figure A.11 (b) présente l'énergie au turn-off déduites de la précédente. Les courbes au turn-on ne sont pas indiquées car l'énergies de commutation au turn-on d'une diode est quasiment nulle comme nous avons pu le constater lors de l'étude du MV7306 NPP.

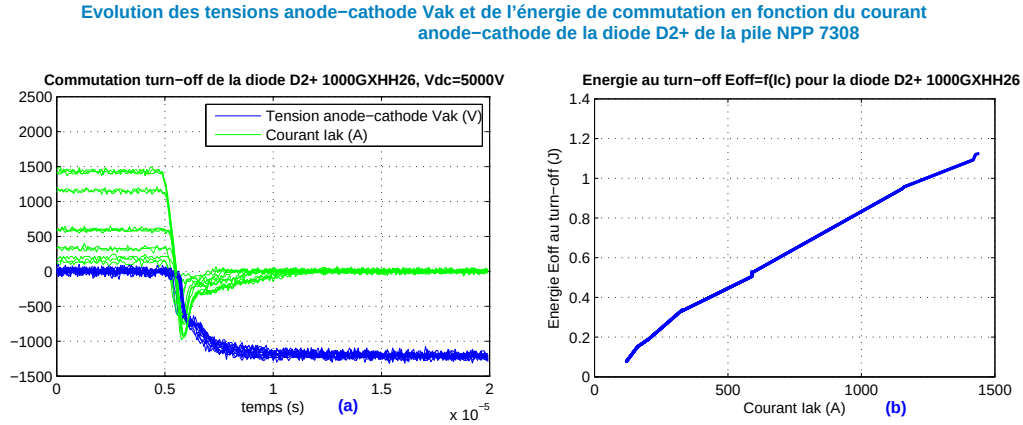


FIG. A.11 – Tensions V_{ak} et courants I_{ak} de la diode D2+ pour différentes valeurs de I_{ak} au turn-off

On peut en déduire les coefficients des droites au turn-off :

Coefficients au turn-off de la diode D2+	
$K_i \text{ _Erec}$	760.7738e-6
$K_0 \text{ _Erec}$	29.0131e-3

TAB. A.6 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes D2+ et D2-

A.3.3.4 Etude des diodes horizontales

La figure A.12 présente les évolutions de la tension anode-cathode V_{ak} et du courant anode I_{ak} du composants DC+ en fonction du temps pour un turn-off (a) du composant. La figure A.12 (b) présente l'énergie au turn-off déduites de la précédente.

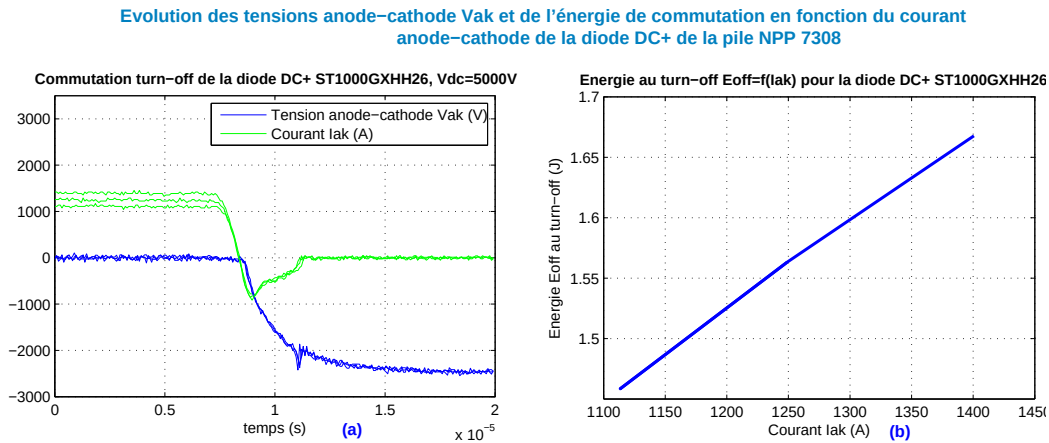


FIG. A.12 – Tensions V_{ak} et courants I_{ak} de la diode DC+ pour différentes valeurs de I_{ak} au turn-off

On peut en déduire les coefficients des droites au turn-off :

Coefficients au turn-off de la diode DC+	
Ki_Erec	729.1533e-6
K0_Erec	646.5413e-3

TAB. A.7 – Valeur des coefficients de calcul d'énergie au turn-off des diodes DC+ et DC-

A.4 Comparaison des pertes théoriques et expérimentales dissipées dans les radiateurs

Tout comme pour le convertisseur MV7306 NPP, afin de vérifier que les calculs théoriques des pertes dissipées dans les diodes et les IGBTs correspondent aux pertes expérimentales, quelques points de mesure ont été étudiés.

Le graphe A.13 suivant présente la comparaison des puissance théoriques et expérimentales.

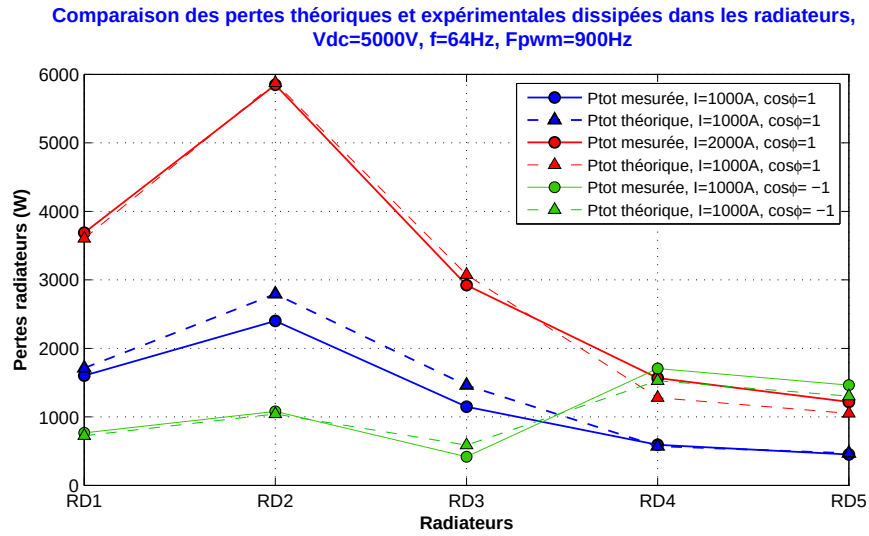


FIG. A.13 – Comparaison

Les pertes théoriques et expérimentales sont à peu près similaires, et ce pour un facteur de puissance égal à 1 et à -1, ce qui valide le calcul théorique.

La différence observée entre la théorie et la pratique pour un $\cos \phi$ égal à 1 et un courant de 1000A vient du fait que les énergies de commutation ont été calculées lorsque le courant de charge valait 2000A. L'énergie de commutation augmentant avec la température de jonction, à 2000A, cette température est supérieure à celle obtenue pour un courant de 1000A, ce qui explique les différences observées.

La figure A.14 présente la comparaison des énergies théoriques et expérimentales pour les composants TC+ et T2+ en fonction du courant collecteur.

**Comparaison de l'évolution des énergies de commutation théoriques et expérimentales
des composants du bras MV7308 NPP avec le courant**

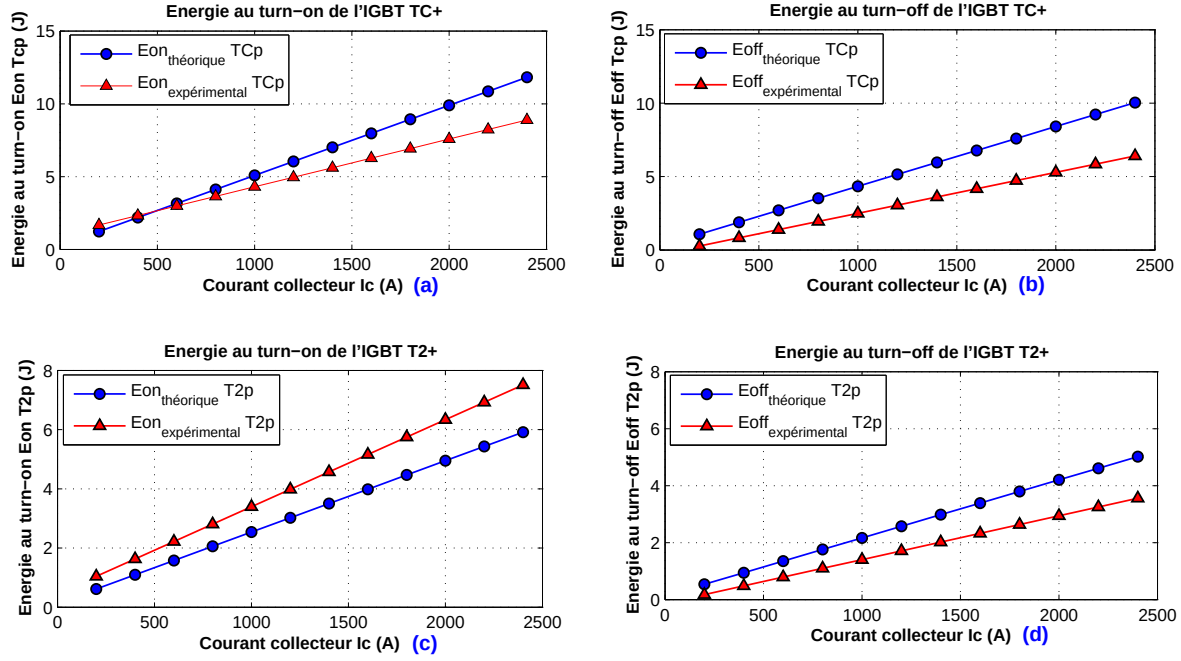


FIG. A.14 – Comparaison des énergies de commutation des composants TC+ et T2+ en fonction du courant collecteur

Annexe B

B.1 Formes d'onde dans les composants des convertisseurs NPC et NPP

Cette partie montre l'évolution des formes d'onde des différents composants des bras NPC et NPP du prototype MV7306 NPP pour un facteur de puissance égal à 1 et égal à -1. Les zones où l'on a des pertes par commutation non nulles sont mises en évidence.

La forme d'onde du courant de charge ainsi que la tension phase-neutre V_{a0} sont indiqués sur le figure B.1 suivante :

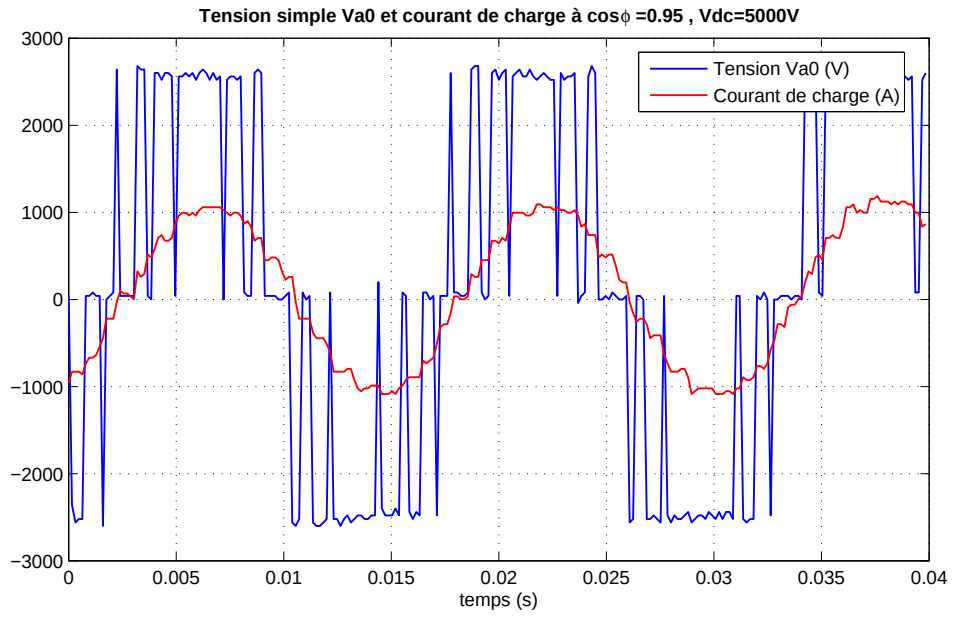


FIG. B.1 – Formes d'onde de la tension simple V_{a0} en sortie du bras NPP ainsi que le courant de charge à $\cos\phi = 1$, $V_{dc} = 5000V$, $f = 64Hz$, $F_{pwm} = 900Hz$, $I_{charge} = 840A$, $m = 0.95$

B.1.1 Topologie NPC

B.1.1.1 Formes d'ondes du NPC à $\cos\varphi=1$

La figure B.2 suivante présente l'évolution des tensions et courants du bras NPC pour une valeur de facteur de puissance égale à 1.

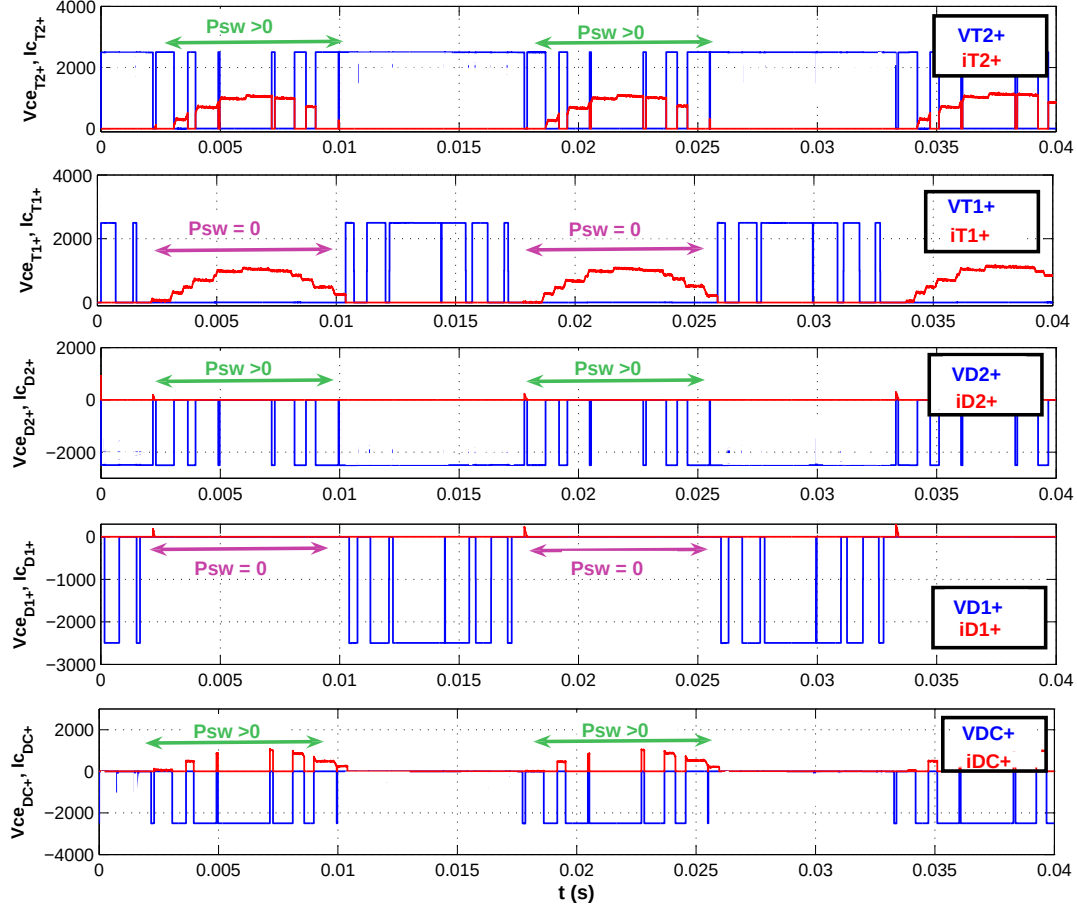


FIG. B.2 – Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPC à $\cos\varphi=1$, $V_{dc}=5000V$, $f=64Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=840A$, $m=0.95$

B.1.1.2 Formes d'ondes du NPC à $\cos\varphi=-1$

La figure B.3 suivante présente l'évolution des tensions et courants du bras NPC pour une valeur de facteur de puissance égale à -1.

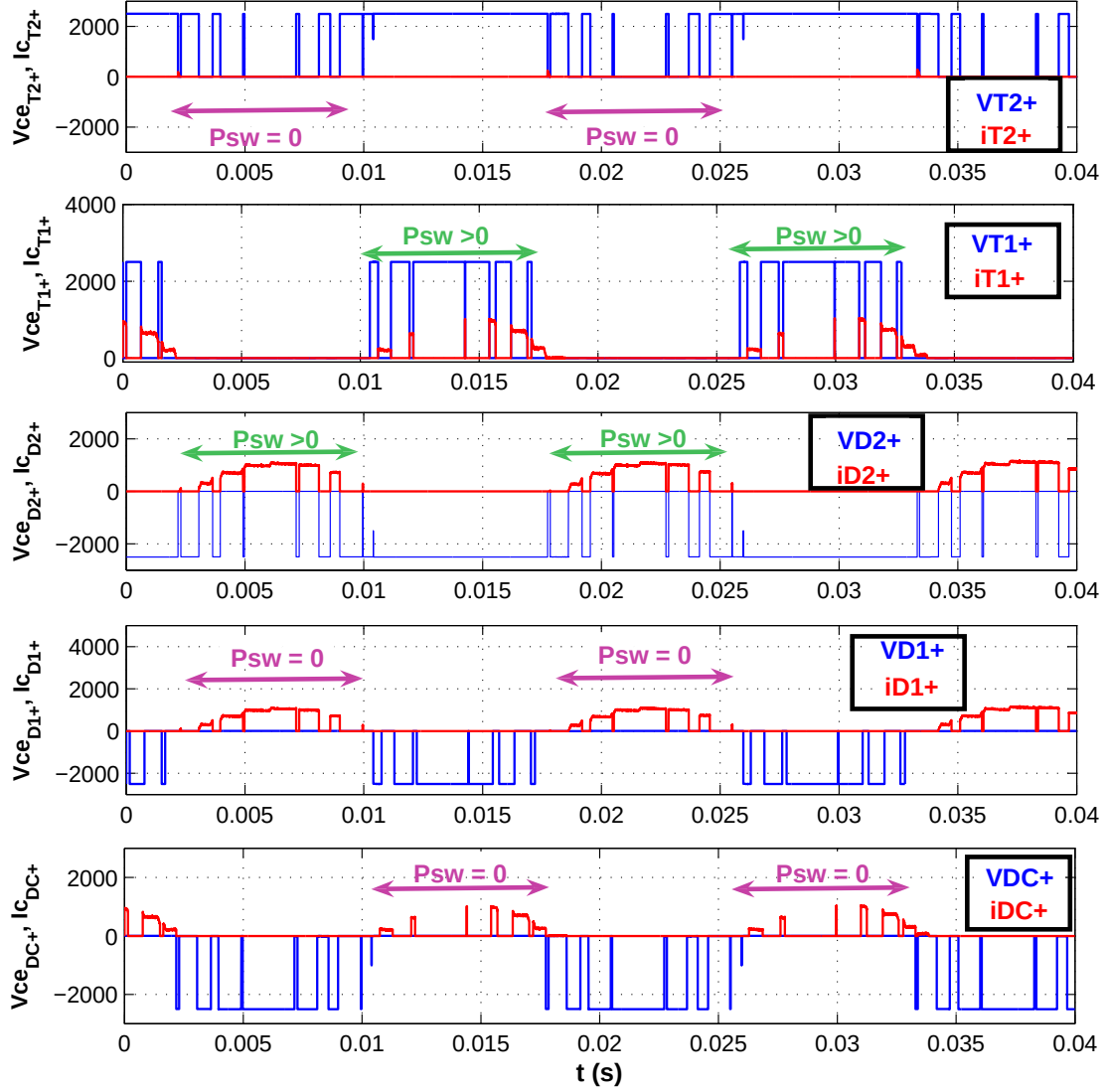


FIG. B.3 – Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPC à $\cos\varphi=-1$, $V_{dc}=5000V$, $f=64Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=840A$, $m=0.95$

B.1.2 Topologie NPP

La figure B.4 suivante présente l'évolution des tensions et courants du bras NPC pour une valeur de facteur de puissance égale à 1.

B.1.2.1 Formes d'ondes du NPP à $\cos\varphi=1$

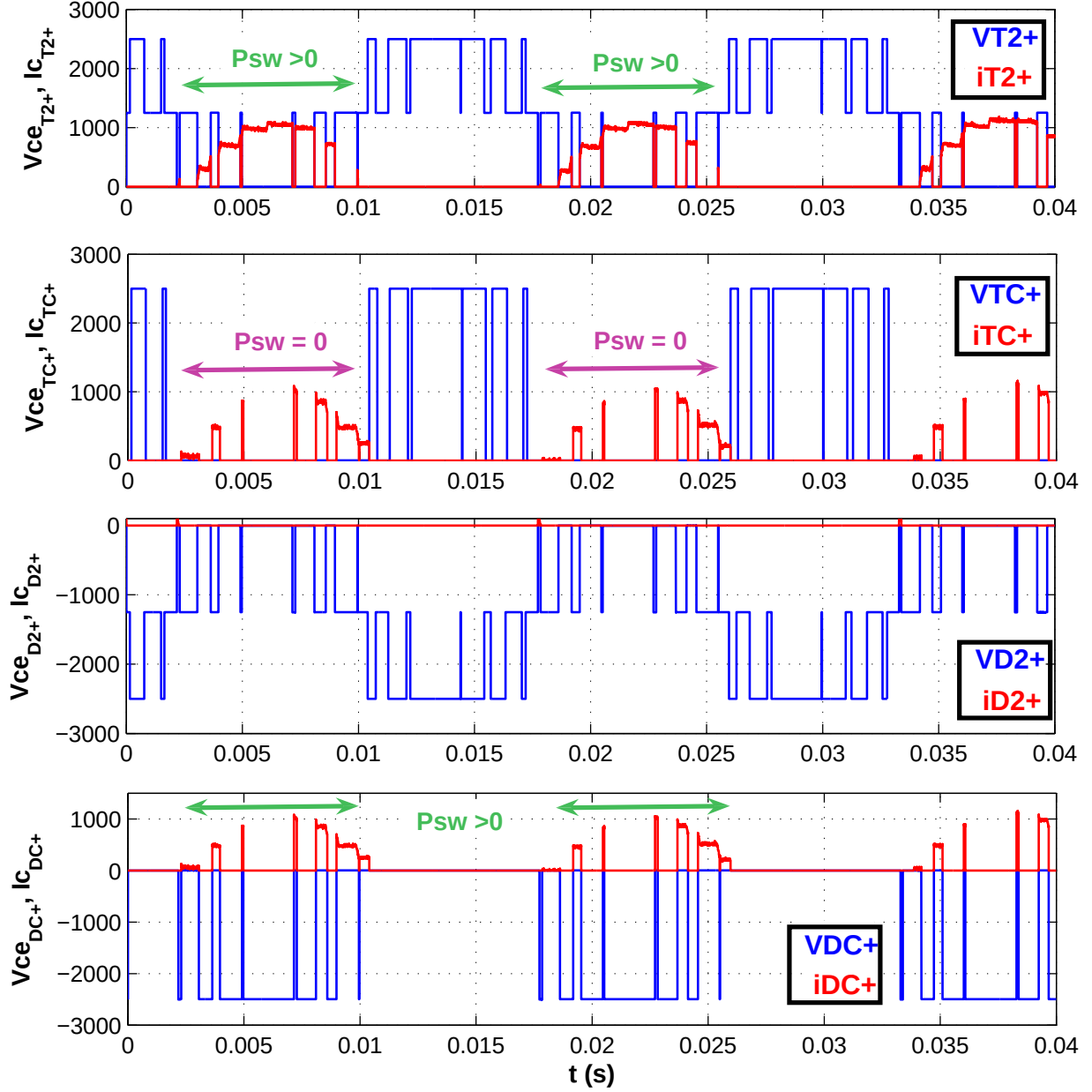


FIG. B.4 – Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPP à $\cos\varphi=1$, $V_{dc}=5000V$, $f=64Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=840A$, $m=0.95$

B.1.2.2 Formes d'ondes du NPP à $\cos\varphi=-1$

La figure B.5 suivante présente l'évolution des tensions et courants du bras NPC pour une valeur de facteur de puissance égale à -1.

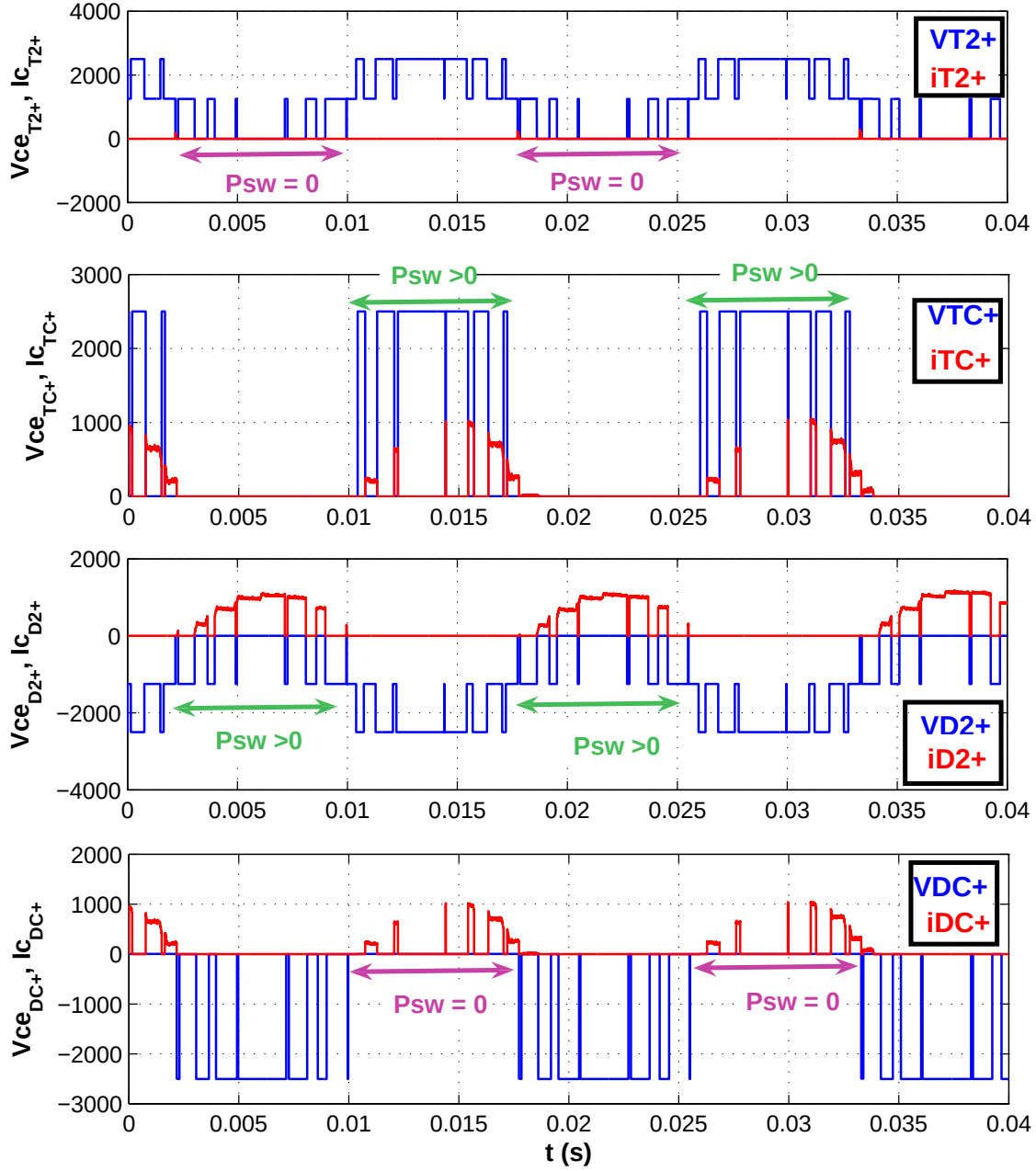


FIG. B.5 – Formes d'onde en tension et courant des composants du bras NPP à $\cos\varphi=-1$, $V_{dc}=5000V$, $f=64Hz$, $F_{pwm}=900Hz$, $I_{charge}=840A$, $m=0.95$

Annexe C

C.1 Datasheet Toshiba du composant ST1500GXH24

Les caractéristiques en conduction et en commutation des composants ST1500GXH24 données par le constructeur sont résumées dans le tableau C.1.

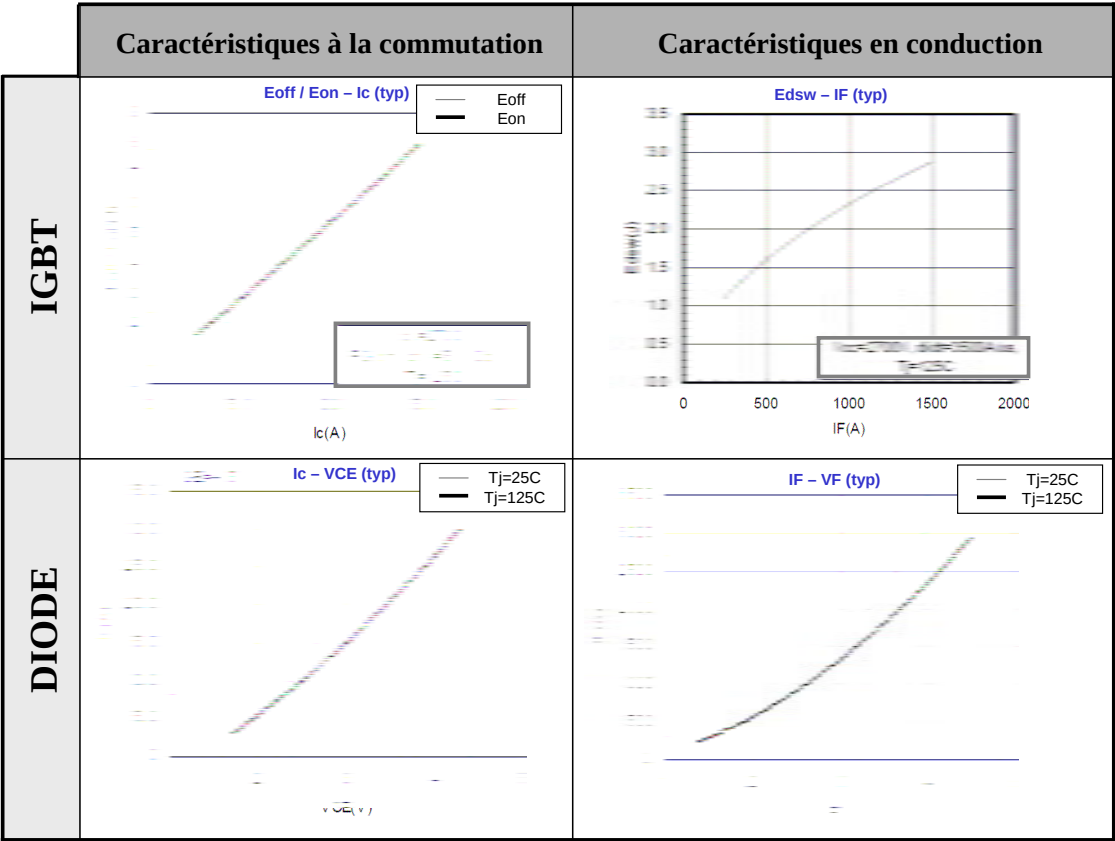


FIG. C.1 – Données des datasheet pour la diode et l’IGBT du composant ST1500GXH24 de Toshiba

Le schéma de commutation lors des monocoups donné par les datasheets de l’IGBT ST1500GXH24 est donné par la figure C.2 suivante :

Les valeurs des paramètres utilisés dans ce schéma sont les suivants :

- $V_{CC}=2700V$
- $L_{sw}=330nH$
- $R_{G(on)}=5.1\Omega$
- $R_{G(off)}=10\Omega$
- $V_{GE}=\pm15V$

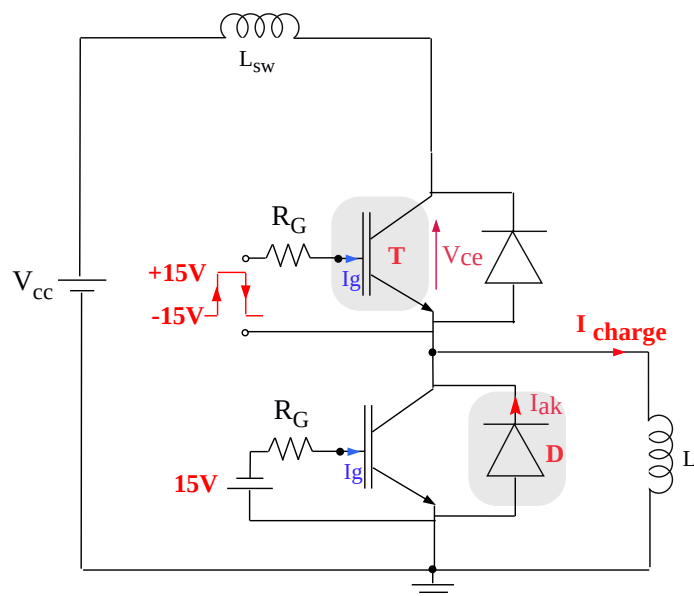


FIG. C.2 – Schéma de test monocoup de l'IGBT ST1500GXH24 donné par Toshiba

La température de jonction donnant les énergies au turn-on et au turn-off des datasheet est de $125^{\circ}C$. Il n'y a évidemment aucun snubber au bornes des composants.

Annexe D

D.1 La maquette NPP basse tension

Le schéma D.1 détaille la connexion des IGBTs de la maquette basse tension.

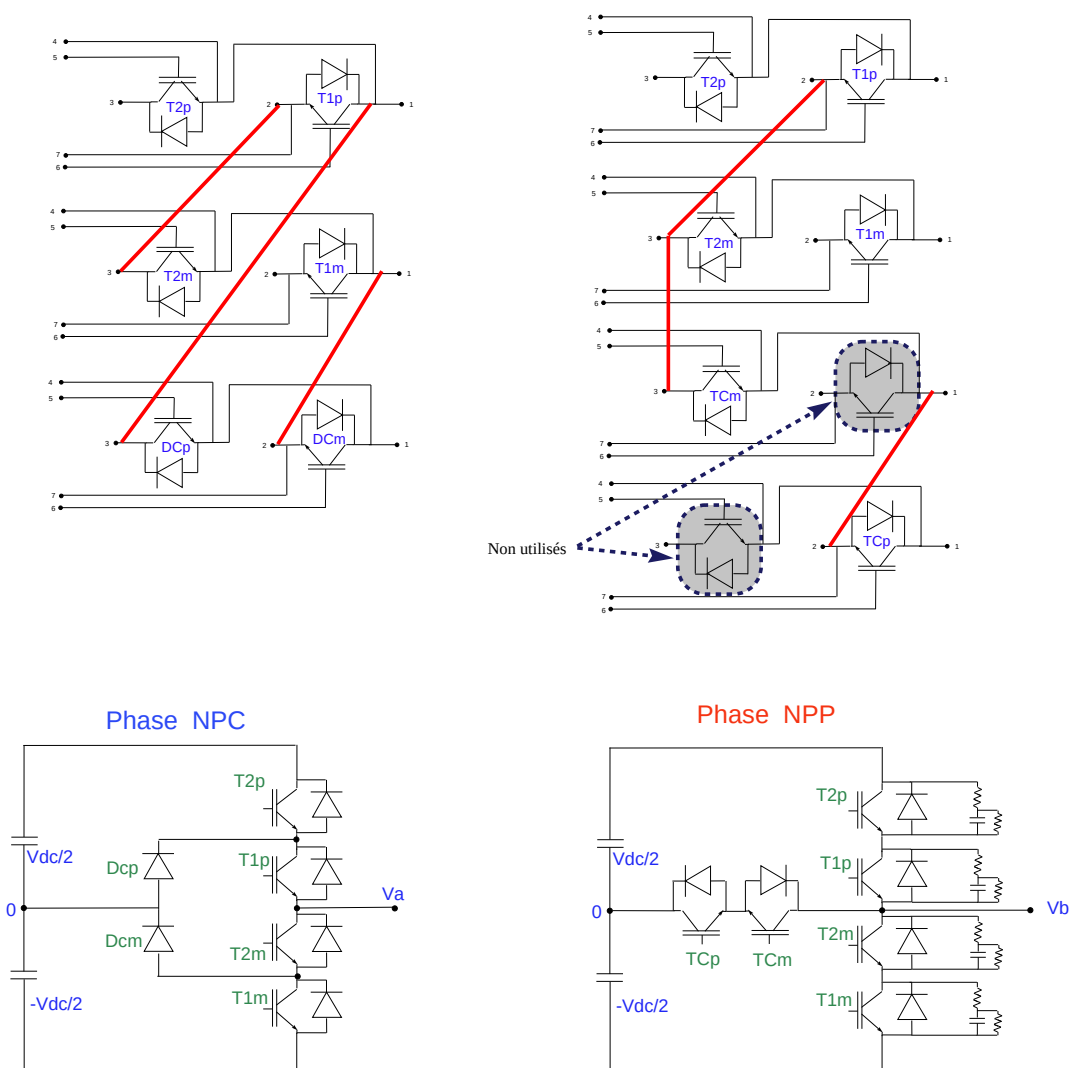


FIG. D.1 – Détail des connexions des deux bras NPC (droite) et NPP (gauche)

Le système de refroidissement des composants semi-conducteurs est détaillé sur la figure D.2.

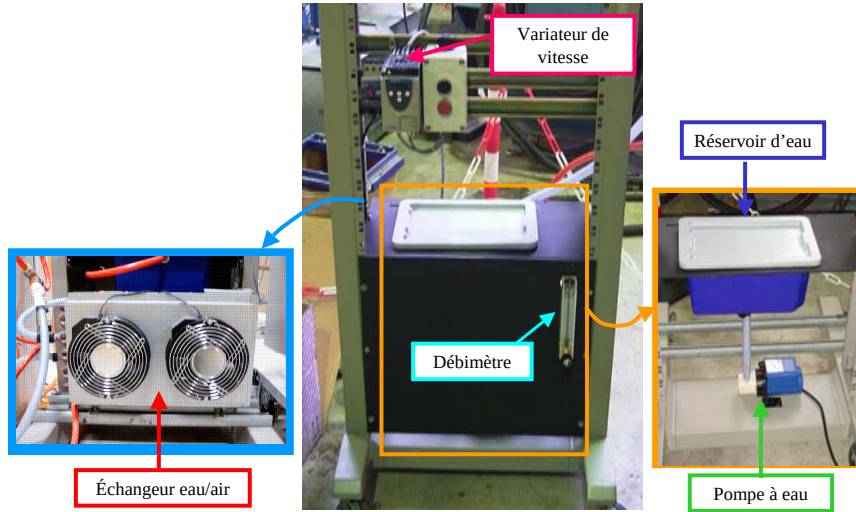


FIG. D.2 – Système de refroidissement de l'eau comprenant la pompe à eau, le réservoir d'eau, le débitmètre ainsi que l'échangeur eau/air

D.1.1 Dimensionnement des dispositifs d'équilibrage : les "Snubbers RC"

L'équilibrage des tensions aux bornes des composants en série sur le bras NPP a été réalisé grâce à la mise en place de circuits RC (figure D.3) aux bornes des IGBTs verticaux.

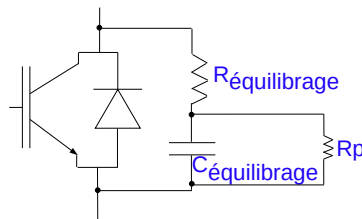


FIG. D.3 – Schéma du montage RC d'équilibrage aux bornes d'un IGBT

La détermination des paramètres du circuit d'équilibrage va être détaillée.

D.1.1.1 Le condensateur $C_{\text{équilibrage}}$

Pour dimensionner le condensateur $C_{\text{équilibrage}}$, il faut tenir compte de la charge Q_{rr} de la diode. Cette valeur est donnée dans la datasheet du composant. Sur la figure D.4, les composants RC sont identiques aux bornes de chaque diode, il y a donc une répartition égale des $0.3\mu C$ entre chaque RC.

On suppose 10% de variation de Q_{rr} entre les composants, on a donc un Q_{rr} à $3\mu C$ et un autre à $3.3\mu C$.

On peut écrire l'expression de la charge stockée dans le condensateur par l'équation D.2 :

$$\Delta Q = C_{\text{équilibrage}} \times \Delta U \quad (D.1)$$

On en déduit l'expression du condensateur :

$$C_{\text{équilibrage}} = \frac{\Delta Q}{\Delta U} \quad (D.2)$$

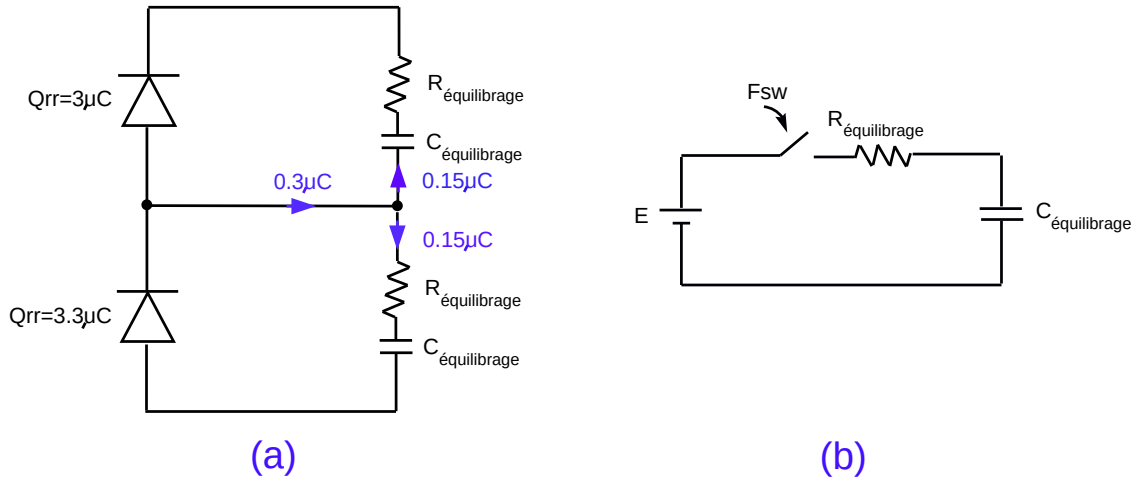


FIG. D.4 – Schéma équivalent de dimensionnement des RC d'équilibrage : (a) schéma de calcul de $C_{\text{équilibre}}$, (b) schéma de calcul de la puissance dissipée par $R_{\text{équilibre}}$

En considérant une variation de 10% de la tension aux bornes des composants, à savoir 10% de 150V, sur chaque condensateur, on en déduit la valeur du condensateur de chaque circuit d'équilibrage :

$$C_{\text{équilibre}} = \frac{0.15e^{-6}}{135} = 1.1nF \quad (\text{D.3})$$

On choisit une valeur de condensateur normalisée, proche de celle calculée, soit **3nF**.

D.1.1.2 La résistance $R_{\text{équilibre}}$

La valeur de la résistance $R_{\text{équilibre}}$ est donnée par le temps de montée, c'est à dire la constante de temps du RC. Dans le cas du composant Semikron utilisé, le temps de montée est égal à 200ns. On peut donc exprimer la constante de temps du circuit d'équilibrage par l'équation D.4.

$$\tau = 3R_{\text{équilibre}}C_{\text{équilibre}} \quad (\text{D.4})$$

On en déduit l'expression de la résistance du circuit d'équilibrage :

$$R_{\text{équilibre}} = \frac{\tau}{3C_{\text{équilibre}}} = \frac{200e^{-9}}{3 \times 3e^{-9}} = 22\Omega$$

Cette valeur de résistance sera finalement arrondie à une valeur de résistance disponible pour cette puissance, c'est à dire **27Ω**.

La puissance dissipée dans la résistance s'exprime par l'équation D.5.

$$P = C_{\text{équilibre}} \times (V_C)^2 \times f_{sw} \quad (\text{D.5})$$

Avec :

- $C_{\text{équilibre}}$: le condensateur du circuit d'équilibrage
- V_C : la tension aux bornes de $C_{\text{équilibre}}$
- f_{sw} : la fréquence de commutation

La tension V_C est prise égale à 600V et la fréquence de commutation égale à 2000Hz, ce qui donne une puissance dissipée dans la résistance de $P=2.16W$.

D.2 Le prototype MV7306 moyenne tension

La figure D.5 présente le schéma global de l'installation du prototype MV7306 NPP.

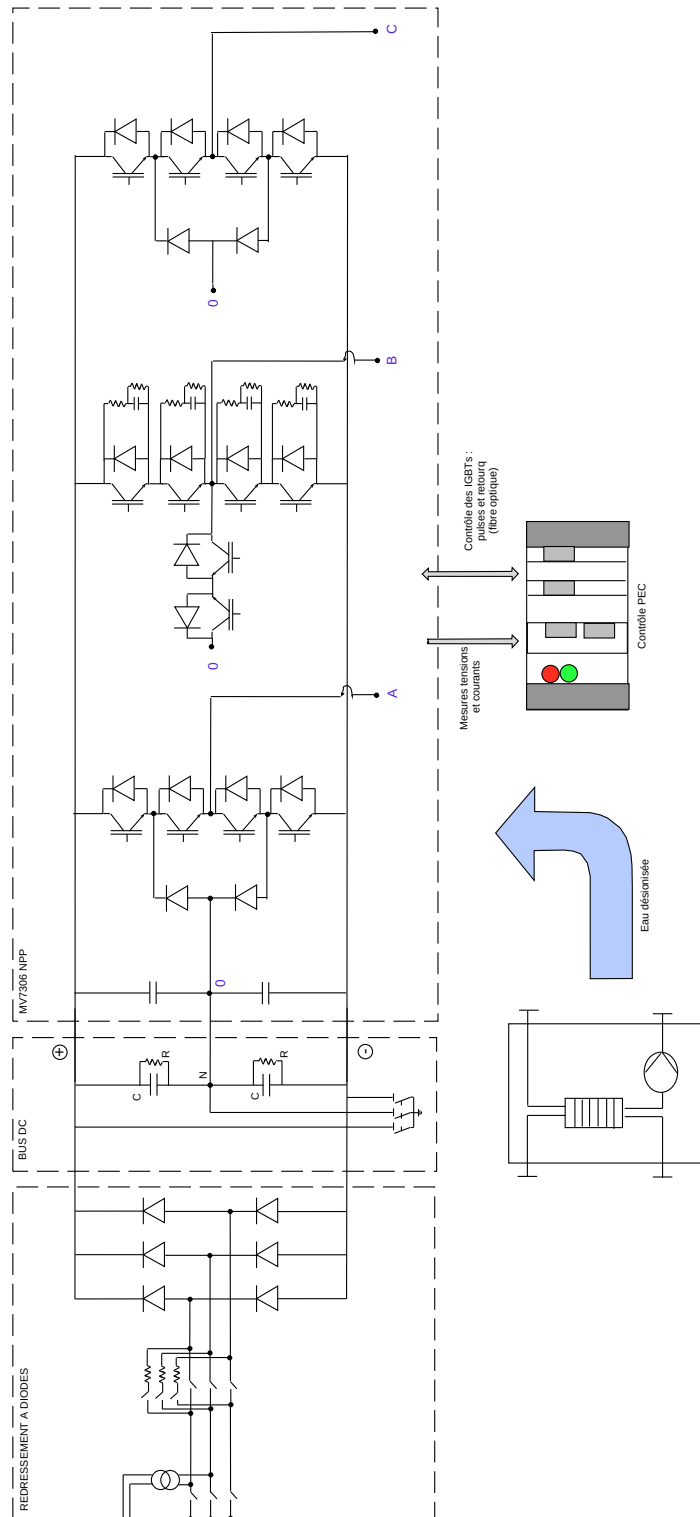


FIG. D.5 – Montage global du pont MV7306 NPP

Les points de fonctionnement testés sur le prototype MV7306 NPP sont donnés dans les tableaux D.1 et D.2.

450Hz				
		cos $\varphi=1$	cos $\varphi=0.8$	
		m=0.95	m=0.6	m=0.6
Imax (A)		2600	1900	2200
T° T2+ (°C)		123	78.2	96
T° TC+ (°C)		66	84.2	76
T° DC+ (°C)		96	120	111
900Hz				
		cos $\varphi=1$	cos $\varphi=0.8$	
		m=0.95	m=0.6	m=0.6
Imax (A)		2000	1700	1850
T° T2+ (°C)		116	88	95.6
T° TC+ (°C)		62	67	72
T° DC+ (°C)		106	110	110
1000Hz				
		cos $\varphi=1$	cos $\varphi=0.8$	
		m=0.8	m=0.6	m=0.6
Imax (A)		1900	1700	1600
T° T2+ (°C)		111	93	93
T° TC+ (°C)		69	73	77
T° DC+ (°C)		118	122	115
1200Hz				
		cos $\varphi=1$	cos $\varphi=0.8$	
		m=0.8	m=0.6	m=0.6
Imax (A)		1750	1600	1600
T° T2+ (°C)		112	98	98
T° TC+ (°C)		67	69	82
T° DC+ (°C)		120	122	125

TAB. D.1 – Points de fonctionnement effectués avec courant de charge maximum atteint pour un facteur de puissance positif

cos $\varphi=-1$		
		450Hz
		1000Hz
		m=0.95
		m=0.8
Imax (A)		1900
T° (°C)		T° D2+ = 123
T° TC+ (°C)		T° T2+ = 111
T° DC+ (°C)		90
		69
		79
		88

TAB. D.2 – Points de fonctionnement effectués avec courant de charge maximum atteint pour un facteur de puissance égal à -1

Annexe E

E.1 Comparaison des commutations au turn-off avec la simulation sous Saber

Afin de comparer les signaux issus de l'expérimentation sur le banc de test monocoup et la simulation, le modèle de l'IGBT ST1500GXH24 a été utilisé sous Saber dans la configuration décrite sur la figure 4.33 ¹. Les tensions collecteur-émetteur et courants collecteur, présentés sur la figure E.1, ont été comparés pour une tension de commutation de 1250V et une température de jonction de 125°C.

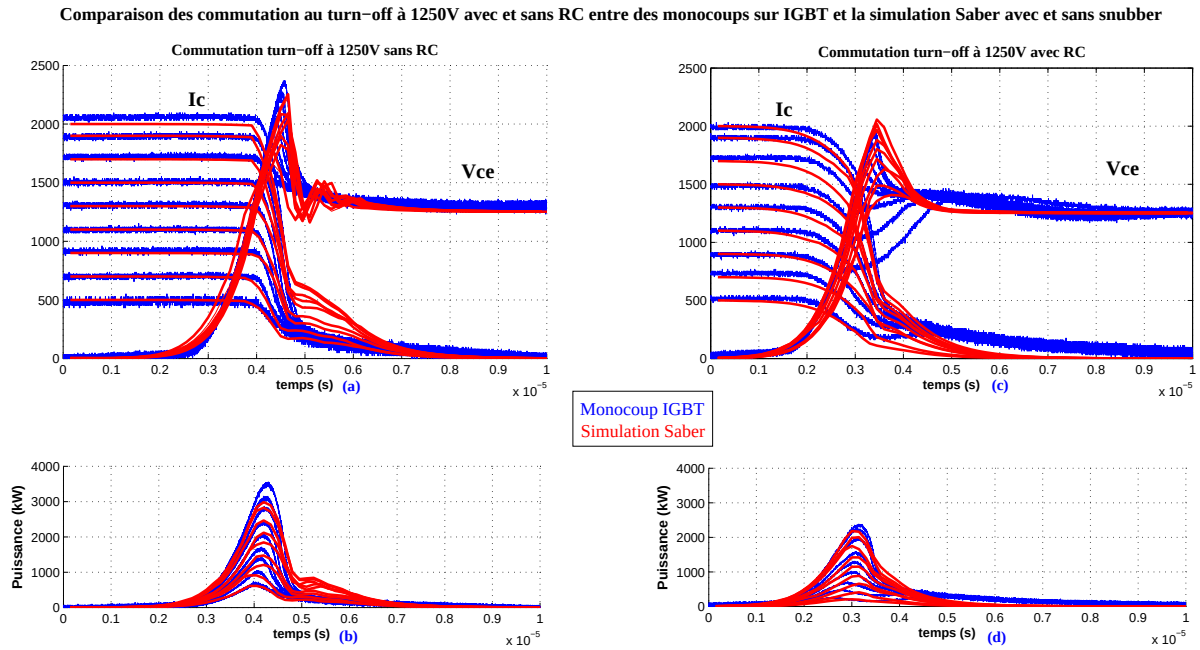


FIG. E.1 – Comparaison des commutations au turn-off de l'IGBT ST1500GXH24 pour un bus à 1250V (a) avec la simulation du circuit sous Saber (c), ainsi que les puissances associées (b) et (d) dans le cas d'essais monocoups avec RC sur l'IGBT à 125°C

Dans le cas de la commutation sans circuit RC, la valeur initiale de la queue de courant mesurée sur le monocoup est inférieure à celle obtenue par simulation. La tension Vce de simulation oscille, ce qui n'est pas le cas sur celle mesurée sur la banc de test.

Lorsqu'un circuit RC est placé aux bornes de l'IGBT, il n'y a plus d'oscillation sur la tension commutée. La queue de courant mesurée sur le banc de test a la même valeur initiale qu'en simulation mais possède une amplitude plus élevée dans le temps. La tension Vce mesurée est très atténuée pour des faibles valeurs de courants de commutation dans le cas du banc de test, alors que ce n'est pas le cas en simulation.

¹Le modèle de l'IGBT sous saber a été réalisé par Toshiba.

CONCLUSION :

Les mesures effectuées sur le banc de test monocoup avec et sans circuit RC sur l'IGBT diffèrent des signaux obtenus par simulation. Bien que les di/dt et dv/dt soient identiques en simulation et en pratique, la queue de courant est différente.

Ainsi, la simulation ne nous permet pas de prédire tous les phénomènes qui apparaissent sur le prototype.

**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE**

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur Thierry MEYNARD, Directeur de Recherche, INPT, ENSEEIHT, Toulouse

Monsieur Jean-Luc THOMAS, Professeur, CNAM, Paris

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Madame GUENNEGUES Virginie

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,
une thèse intitulée :

**"Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications
moteurs rapides"**

NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54 5 0 1
VANCEUVRE CEDEX

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « Génie électrique »

Fait à Vandoeuvre, le 01 décembre 2009

Le Président de l'I.N.P.L.,

F. LAURENT



**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE**

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur Thierry MEYNARD, Directeur de Recherche, INPT, ENSEEIHT, Toulouse

Monsieur Jean-Luc THOMAS, Professeur, CNAM, Paris

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Madame GUENEGUES Virginie

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,
une thèse intitulée :

**"Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications
moteurs rapides"**

en vue de l'obtention du titre de :

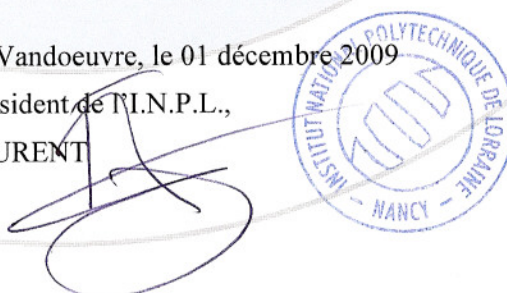
DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « Génie électrique »

Fait à Vandoeuvre, le 01 décembre 2009

Le Président de l'I.N.P.L.,

F. LAURENT



NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54501
VANCEUVRE CEDEX

Résumé :

Cette thèse traite des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides, utilisés notamment dans le domaine de l'Oil & Gas. L'objectif est l'étude d'une structure qui permette de réduire les pertes par commutation, en comparaison avec la topologie conventionnelle NPC (Neutral Point Clamped) 3 niveaux, actuellement utilisée. De plus, la structure de convertisseur doit permettre de fournir des grandeurs d'entrée au moteur ayant un faible taux de distorsion harmonique, de manière à ne pas créer des échauffements supplémentaires dans le moteur.

Après avoir effectué une étude des différentes structures existantes, la structure NPP (Neutral Point Piloted) 3 niveaux est finalement retenue au vu de ses différentes qualités. En effet, grâce à la mise en série de composants semi-conducteurs, les pertes par commutation de ces derniers sont divisées par deux par rapport aux composants homologues de la topologie NPC.

Après avoir comparé les topologies NPC et NPP en termes de forme d'onde et de répartition des pertes dans les composants, l'auteur s'intéresse à la validation expérimentale de cette structure. Les performances atteintes par le convertisseur NPP sont intéressantes puisqu'elles permettent de commuter à des fréquences deux fois plus élevées que la topologie NPC pour un courant donné ou de commuter un courant plus important pour une fréquence de commutation donnée.

Les schémas de commutation des différents composants du bras NPP sont étudiés afin de comprendre le gain non négligeable obtenu sur cette structure.

Malgré le fait que la structure NPP permette de commuter à des fréquences deux fois plus élevées que la structure NPC, on ne peut pas s'affranchir du filtre sinus en sortie de l'onduleur de manière à respecter les contraintes harmoniques au niveau du moteur. Ainsi, une topologie de filtre sinus à inductances couplées a été introduite.

Mots Clés : Convertisseur, IGBT, Onduleur NPP, Moteurs Grande Vitesse, Pertes par commutation, Mise en série, Filtre sinus, Inductances couplées

Abstract :

This PhD thesis deals with multilevel inverters dedicated to high speed motors applications, used in Oil & Gas applications. The main objective is to study a topology which enables reducing switching losses, in comparison with the conventional 3-level NPC (Neutral Point Clamped) topology. Moreover, the inverter has to provide motor input signals with a low harmonic distortion level, not to create undesired additional heating in the motor. After a study of the existing topologies, the 3-level NPP (Neutral Point Piloted) topology is chosen regarding all its benefits. Indeed, thanks to series connection of semi-conductor components, switching losses can be divided by two compared to homologous components on the NPC topology. After having compared NPC and NPP topologies in terms of waveforms and losses distribution in components, the author interest is the experimental validation of this topology.

The performances reached by the NPP inverter are interesting because it enables to switch two times faster than for a NPC topology for a given current or to switch a higher current for a given switching frequency. The switching schemes of the NPP leg are studied to understand the gain obtained on this topology. In spite of the fact that switching frequency can be doubled on the NPP topology, the sinus filter can not be avoided in order to respect harmonic specification on the motor. A sinus filter with coupled inductances is introduced so that to responds the different sizing criteria.

Key words : Inverter, IGBT, NPP inverter, High Speed Motors, Switching losses, Series connection, Sinus Filter, Coupled Inductances