



HAL
open science

Etude et mise en œuvre de convertisseurs multicellulaires couplés à transformateurs intercellules pour application au diagnostic de câbles haute tension à courant continu.

Abdallah Darkawi

► To cite this version:

Abdallah Darkawi. Etude et mise en œuvre de convertisseurs multicellulaires couplés à transformateurs intercellules pour application au diagnostic de câbles haute tension à courant continu.. Sciences de l'ingénieur [physics]. UNIVERSITE MONTPELLIER 2, 2013. Français. <NNT : >. <tel-01128008>

HAL Id: tel-01128008

<https://hal.science/tel-01128008v1>

Submitted on 9 Mar 2015

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

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



HAL Authorization

Université Montpellier 2
Sciences et Techniques du Languedoc

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THESE

En vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ MONTPELLIER 2

Spécialité : **Electronique**

Etude et mise en œuvre de convertisseurs multicellulaires couplés à transformateurs intercellulaires pour application au diagnostic de câbles haute tension à courant continu

Présentée par : **Abdallah DARKAWI**

Présentée et soutenue publiquement, le 13 décembre 2013

Devant le jury composé de MM :

Eric LABOURÉ	Professeur LGEP - Supelec Paris	Rapporteur
David MALEC	Professeur à l'Université Toulouse 3	Rapporteur
Ludovic BOYER	Ingénieur R&D chez NEXANS	Examinateur
Thierry MEYNARD	Directeur de Recherches CNRS	Examinateur
Jean-Jacques HUSELSTEIN	Maître de conférence à l'UM2	Examinateur
Pierre MIREBEAU	Directeur R&D chez NEXANS	Invité
Thierry MARTIRÉ	Maître de conférence à l'UM2	Co-directeur de thèse
Petru NOTINGHER	Professeur à l'UM2	Directeur de thèse

The main, as well as the least obvious, achievement of the middle Ages was the creation of the experimental spirit, and this was primarily due to the Muslim down to the 12th century.¹

1. Introduction to the History of Science, 3 Volumes, George Sarton.. Baltimore, Williams and Walkins, 1945.

Résumé

L'objectif de cette thèse est l'étude et la réalisation d'une nouvelle application des convertisseurs multicellulaires parallèles. Le but est de concevoir un système pouvant injecter des forts courants transitoires (milliers d'Ampères) dans l'âme conductrice de câbles haute tension à courant continu afin de mesurer la répartition des charges électriques dans l'isolant par la méthode de l'onde thermique. La structure proposée est basée sur la mise en parallèle de modules de convertisseurs DC/DC à phases couplées utilisant des transformateurs intercellules (ICT). La solution proposée permet de concevoir un dispositif à faible encombrement (portabilité). Une approche de dimensionnement des ICT cycliques, basée sur la détermination d'un modèle analytique généralisé permettant de quantifier le flux et la densité de flux à travers le circuit magnétique, est présentée. Une méthode d'optimisation consistant en une permutation des ordres de commande des phases est utilisée pour réduire l'encombrement du coupleur magnétique.

Un prototype de convertisseur multicellulaire utilisant un ICT cyclique planar de puissance a été réalisé. Il s'agit d'un module 12 phases, fonctionnant comme une source de courant régulé de 1200 A (grâce à une boucle de régulation de courant), et dont la puissance est de 30 kW. Des résultats expérimentaux validant la possibilité d'utiliser la solution proposée pour la caractérisation diélectrique des câbles haute tension à courant continu sont présentés dans le mémoire.

Mots clefs

Convertisseurs multicellulaires parallèles - transformateur intercellule - coupleur magnétique - câble HVDC - méthode de l'onde thermique - supercondensateurs.

Abstract

The purpose of this study is the design of a new application for parallel multi-cell converters. The aim is to setup a portable system that can inject a high current (several Amps current) within 2 s in the conducting core of a HVDC cable, and determinate the distribution of electrical space charge through the insulation using the Thermal Step Method (TSM). The proposed structure will be constituted of paralleled coupled multiphase buck converters using InterCell Transformers (ICT). A dimensioning theoretical approach of planar intercell transformer based on the magnetic core saturation condition is presented. The proposed method is based on calculating a generalized expression on the magnetic flux density matrix for any number of cells. Permutation method is used in order to reduce the magnetic core volume. Its principle is to reduce the flux concentration in the magnetic core by modifying the phase-shift of two successive cells.

Finally, the experimental prototype (12 cells 30 kW power converter) using cyclic planar ICT is designed and tested. The converter is used to generate regulated current pulses of 1200 Amps (its operating mode is similar to a current source). Experimental results (thermal step current measurements) are includes in order to confirm the ability of using the proposed solution for power cable dielectric characterization.

Keywords

Interleaved converters - intercell transformer - magnetic coupling - HVDC cable - thermal step method - ultracapacitor.

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'Electronique du Sud de l'Université Montpellier 2, au sein du groupe "Energie et matériaux". Ces travaux de thèse ont été exclusivement financés par la Banque Islamique de Développement, sous forme de bourse d'études et une contribution financière pour le déroulement des travaux notamment la mise en oeuvre expérimentale. Je suis très heureux de pouvoir exprimer mes profondes gratitude à tous ceux qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

D'abord les membres du jury :

- ✓ **Monsieur Thierry MEYNARD**, Directeur de recherches CNRS au LAPLACE (Université Paul Sabatier Toulouse 3), pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury et pour les échanges que nous avons eus au cours de la soutenance de ma thèse.
- ✓ **Monsieur Eric LABOURÉ**, Professeur au LGEP - Supelec Paris, et **Monsieur David MALEC**, Professeur à l'Université Paul Sabatier Toulouse 3, pour avoir accepté de rapporter sur mon travail, pour leurs remarques et suggestions qui ont contribué à l'amélioration de ce manuscrit.
- ✓ **Monsieur Ludovic BOYER**, ingénieur R&D à Nexans Competence Center pour ces questions et pour les nombreuses discussions que nous avons eues durant mes trois années de thèse.
- ✓ **Monsieur Jean-Jacques HUSELSTEIN**, Maître de Conférences à l'Université Montpellier 2, pour avoir accepté de faire parti de ce jury, pour son encadrement et ses nombreux conseils. Je le remercie de m'avoir accordé son temps et pour son apport dans l'aboutissement de ce projet de thèse.
- ✓ **Monsieur Pierre MIREBEAU**, Ingénieur R&D à Nexans Competence Center, pour avoir accepté notre invitation et faire parti des membres de jury, et

pour les échanges que nous avons eu ensemble.

✓ Mes deux directeurs de thèse, **Monsieur Thierry MARTIRÉ**, Maître de conférence à l'Université Montpellier 2, mon directeur thèse qui a donné tout son temps pour m'encadrer et me conseiller durant mes trois années de thèse. Je le remercie pour sa disponibilité, pour les efforts qu'il n'a cessé de déployer pour l'aboutissement de ce travail de thèse qui a nécessité un investissement important en temps pour la mise oeuvre expérimentale; **Monsieur Petru NOTINGHER**, Professeur à l'Université Montpellier 2, spécialiste dans le domaine des matériaux isolants, pour son encadrement, pour les nombreuses discussions que nous avons eues ensemble, malgré son emploi du temps très chargé, pour sa sensibilité, le respect et la sympathie dont je fus témoin. Je le remercie aussi pour m'avoir démontré l'importance de notre étude de recherche vis-à-vis du monde industriel.

Je remercie également **Monsieur François FOREST**, Professeur à l'Université Montpellier 2, pour les échanges fructueux que nous avons eus sur les composants magnétiques, pour tout le temps que nous avons passé ensemble à discuter sur les topologies de transformateurs intercellules. Mes vifs remerciement à **Monsieur Olivier GUILLE** qui m'a beaucoup aidé techniquement et moralement. Mes profondes gratitude à tous les membres du groupe GEM, **Serge AGNEL, Phillipe ENRICI, Jérôme CASTELLON, Gille BEAUFIS, Daniel MATT, Madame BASTIDE (Odile BASTIDE)**, mes collègues, Amgad, Hanen, Sylvain, Aurélien, Zahir, Nadhem, Julien, Jean charles les anciens collègues Laurent, Nassim, Moheb, Ioana, Florian, Vanessa, Ondo, Yael et Loïc, avec qui j'ai passé des moments inoubliables.

J'ai également une pensée à mes amis de Montpellier, Ahmed, Abdoulghafour, Soilih, Miftahou, tonton Zainoudine, Fatima, Mouhouyoudine qui ont été là pour me soutenir; également ceux qui étaient là avant et qui sont parti avant, Soilih et sa femme Hounayda, Soilih Damas et sa femme Ilhame, Said Ahmed et sa femme Natumati.

Une très forte pensée à ma famille, mon père, ma mère qui a fait le déplacement de Moroni vers Montepellier (12000 km) pour venir me soutenir et assister à ma sou-

tenance de thèse, celle qui a tout fait pour que je réussisse dans mes études, celle qui a financé toutes mon parcours scolaire et mon parcours universitaire, mon frère Moudou (Said Soilih Mahamoud) qui s'est lui aussi déplacé pour venir me soutenir moralement et physiquement, ma belle soeur Mariama, pour sa présence, mes frères et soeurs qui sont aux Comores, loin des yeux mais prêt du coeur, Bahidjat, Mundhir, Nadhir, et Ramou, tout mes cousins qui sont ici en France et aux Comores, mes tontons, plus particulièrement Monsieur MOHAMED DJALIM Ali, pour m'avoir conseiller de poursuivre mes études jusqu'au DOCTORAT.

Et pour la dernière et non la moindre, je remercie chaleureusement et avec amour, ma femme, ma fleur que j'adore, Zainab, la mère de ma petite fleurette Dalia DARKAWI, celle qui m'a soutenu depuis toujours, qu'elle trouve ici l'expression de ma profonde gratitude

Sommaire

Résumé	iii
Abstract	v
Introduction générale	1
1 Convertisseur à fort courant transitoire pour un système de diagnostic de l'isolation de câbles haute tension : performances exigées	7
1.1 Contexte	9
1.2 Définition du problème	10
1.2.1 Principe de la méthode de l'onde thermique (MOT)	10
1.2.2 Production du stimulus thermique par échauffement transitoire en courant alternatif ($50Hz$) : principe et limites	13
1.3 Etablissement d'un fort courant transitoire à l'aide d'un convertisseur de puissance DC/DC : position du problème	15
1.3.1 Considérations générales	15
1.3.2 Dimensionnement des modules 1200 A	18
1.3.3 Eléments de stockage d'énergie	23
1.3.4 Dimensionnement du banc de supercondensateurs utilisé dans le montage	26
1.3.5 Validation du bilan d'énergie par simulation	32
1.4 Conclusion	35
2 Convertisseurs parallèles entrelacés : état de l'art	37
2.1 Introduction	39
2.2 Les convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés	39

2.2.1	Des convertisseurs monocellulaires aux convertisseurs multicellulaires	40
2.2.2	Topologie et principe des convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés	41
2.3	Les structures multicellulaires parallèles à phases couplées	45
2.3.1	Principe des coupleurs magnétiques : application aux convertisseurs parallèles entrelacés	46
2.4	Applications des convertisseurs entrelacés à phases couplées	56
2.4.1	Notion de transformateur intercellule	56
2.4.2	Quelques applications des ICTs	58
2.5	Conclusion	60

3 Analyse et dimensionnement d’ICT cycliques pour les convertisseurs multicellulaires parallèles 63

3.1	Introduction	65
3.2	Analyse du comportement des transformateurs intercellules	65
3.2.1	Convertisseur à ICT triphasé à transformateurs séparés	65
3.2.2	Cas d’un ICT à 4 phases	70
3.3	Dimensionnement d’un ICT cascade cyclique	72
3.3.1	Topologie des Transformateurs InterCellules cycliques basés sur des noyaux standards	72
3.3.2	Paramètres pour un dimensionnement basé sur le produit des aires	78
3.3.3	Détermination d’une expression généralisée des flux fondamentaux dans un ICT cyclique q-phasé	79
3.3.4	Estimation du volume du coupleur par la méthode du produit des aires	86
3.4	Optimisation du dimensionnement du coupleur par la méthode de permutation des phases	90
3.4.1	Principe de la méthode	90
3.4.2	Validation par simulation	91
3.4.3	Dimensionnement du circuit magnétique avec prise en compte de l’effet de la permutation des phases	93
3.4.4	Synthèse	94

3.5	Conclusion	95
4	Réalisation expérimentale. Validation	97
4.1	Introduction	99
4.2	Conception, réalisation et validation expérimentale des prototypes . . .	100
4.2.1	Conception d'un convertisseur à 4 phases (module 600 A)	101
4.2.2	Validation du convertisseur à 4 phases	103
4.2.3	Conception et validation du prototype 1200 A (convertisseur à 12 cellules)	111
4.3	Bilan de puissance et bilan d'énergie des convertisseurs réalisés	119
4.3.1	Energie dissipée dans les semi-conducteurs	119
4.3.2	Energie dissipée dans les conducteurs	124
4.3.3	Energie dissipée dans la source et dans la charge	125
4.3.4	Application numérique et synthèse	126
4.4	Validation de l'application du convertisseur au chauffage transitoire d'un câble et à l'obtention de signaux d'onde thermique	130
4.4.1	Objectif et principe de l'application	130
4.4.2	Validation du module 600 A par comparaison avec la technique existante (transformateur de chauffage)	131
4.4.3	Essais sur un tronçon de câble de 3 m et de section 50 mm ² en utilisant le module 1200 A	134
4.4.4	Essais de validation sur un tronçon de câble de 50 m	138
4.5	Conclusion	139
	Conclusion et perspectives	141
	Bibliographie	144
	Annexes	150
A	Calcul de l'expression généralisée des flux fondamentaux dans les Transformateurs InterCellules cycliques	151
A.1	Cas d'un convertisseur à 4 phases	151
A.2	Cas d'un convertisseur à 5 phases	155
A.3	Détermination d'une expression généralisée	156

B	Calcul des valeurs efficaces des courants	159
B.1	Introduction	159
B.2	Courants dans les phases	159
B.3	Courant dans les MOSFETs	161
B.3.1	Cas des transistors “du haut”	161
B.3.2	Cas des transistors “du bas”	162
C	Mesure indirecte des flux dans les colonnes bobinées	163
C.1	Introduction	163
C.2	Principe de la mesure	163
C.3	Résultats expérimentaux sur la mesure des tensions	163
	Publications	167

Table des figures

1.1	Principe de la MOT en conditions de court-circuit [15].	11
1.2	Principe de la méthode de l'onde thermique dans l'isolation d'un câble [17].	12
1.3	Transformateur de chauffage.	14
1.4	Schéma de principe d'un convertisseur de puissance 12000 A.	16
1.5	Illustration de la diffusion de la chaleur dans l'isolant (a) cas du chauffage par l'âme, (b) cas du chauffage par l'écran.	17
1.6	Formes d'ondes souhaitées du courant et de la tension de sortie du convertisseur 1200 A.	18
1.7	(a) Champ magnétique et (b) Flux créés par un conducteur.	20
1.8	Schéma simplifié pour le calcul de l'inductance.	20
1.9	Comparaison des densités de puissance et d'énergie pour différents éléments de stockage.	23
1.10	Structure d'un supercondensateur.	25
1.11	Modèle simplifié du convertisseur avec régulation de courant.	26
1.12	Chronogrammes utilisés pour le dimensionnement du banc de supercondensateurs.	27
1.13	Détermination du point de fonctionnement en fonction de la valeur maximale de la tension de sortie du convertisseur et du temps de montée imposé.	28
1.14	Caractéristiques du supercondensateur 3000 F, 2,7 V- BCAP3000 P270.	30
1.15	Interface de l'outil de calcul mis en place pour le dimensionnement de la source d'énergie.	30
1.16	Algorithme de dimensionnement de la source d'énergie.	31
1.17	(a) Schéma de simulation et (b) modèle simplifié du convertisseur.	32

1.18	Courant de sortie du convertisseur : (a) mise en évidence de la montée du courant en régime transitoire, et (b) mise en évidence du maintien du courant pendant la durée de l'impulsion, ici égale à 2 s.	33
1.19	Relevé de la tension de sortie et de la tension aux bornes des supercondensateurs.	34
1.20	Zoom sur la tension de sortie du convertisseur.	34
2.1	Structure simplifié d'un VRM monocellulaire	40
2.2	Exemple de convertisseur multicellulaire parallèle	42
2.3	Effet de l'entrelacement sur le courant de sortie [27]	43
2.4	Volume des composants magnétiques en fonction du nombre de phases pour différentes valeurs de l'ondulation de courant [30].	45
2.5	Formes d'ondes des courants dans un MCP (a) à inductances, (b) à phases couplées : cas d'un convertisseur triphasé [20].	46
2.6	Convertisseur à deux phases à inductances couplées	47
2.7	Formes d'ondes des tensions dans un convertisseur à deux phases couplées, pour $\alpha < 0,5$	49
2.8	Evolution de l'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique et du coefficient de couplage [38]	53
2.9	Schéma de principe du coupleur à deux phases : (a) circuit magnétique, (b) modèle à réluctances.	53
2.10	Exemples de transformateurs intercellules monolithiques [39]	57
2.11	Exemples d'ICTs à 4 phases à transformateurs séparés.	58
2.12	Carte mère ABIT AB9 QuadGT pour microprocesseur "Intel Core Duo" avec un Voltage Regulator Module à 5 phases.	59
2.13	ICT flyback à transformateurs séparés[51].	60
3.1	Convertisseur triphasé avec ICT à 3 phases.	66
3.2	Scéma électrique équivalent d'un ICT à 4 phases.	70
3.3	Evolution du rapport de couplage Q en fonction du rang harmonique h et du coefficient de couplage k_c	72
3.4	Schéma de principe d'un coupleur à 8 phases avec 8 noyaux.	73
3.5	Schéma de principe du transformateur élémentaire dans le cas de l'utilisation d'un noyau E+I.	74
3.6	Schéma de principe du coupleur à 8 phases avec 4 noyaux E planar.	75

3.7	Schéma du transformateur élémentaire dans le cas de l'utilisation d'un noyau U+I.	75
3.8	Structure des bobinages d'un ICT avec (a) enroulements concentriques (b) enroulements superposés.	76
3.9	Paramètres géométriques pour le calcul du produit des aires.	78
3.10	Schéma électrique équivalent d'un convertisseur q phases avec ICT.	80
3.11	Evolution de la tension crête en fonction du nombre de phases pour $\alpha = 0, 3, V_e = 48 V, et f_{dec} = 80 kHz$	85
3.12	Evolution de la tension crête en fonction du nombre de phases pour $\alpha = 0, 5, V_e = 48 V, et f_{dec} = 80 kHz$	87
3.13	ICT cyclique planar à 4 phases	89
3.14	Evolution de l'induction maximale en fonction de la fréquence de découpage pour différents types de noyaux planar dans le cas d'un ICT cyclique planar 12 phases, avec $V_e = 48 V$ et $N = 2 spires$	90
3.15	Influence de la permutation dans le cas d'un convertisseur 8 phases pour $\alpha = 0, 5, V_e = 48 V, f_{dec} = 80 kHz, et N = 2, et A_e = 154 mm^2$	92
3.16	Influence de la permutation dans le cas du convertisseur 12 phases pour $\alpha = 0, 5, V_e = 48 V, f_{dec} = 80 kHz, et N = 2, et A_e = 154 mm^2$	93
3.17	Evolution de l'induction maximale en fonction de la fréquence de découpage pour différents types de noyaux planars dans le cas d'un ICT cyclique planar 12 phases en mode permuté, avec $V_e = 48 V$ et $N = 2$	94
3.18	Evolution du taux d'induction réduite ($B_{max_{perm}}/B_{max}$) en fonction du nombre de phases q	95
4.1	Caractéristiques géométriques du noyau standard E58.	101
4.2	Illustration du module 4 phases (600 A).	102
4.3	Principales caractéristiques des transistors MOSFET de puissances IRLS3036 utilisés pour la réalisation expérimentale du convertisseur 600 A [61].	103
4.4	Photo du banc de test du convertisseur à 4 phases (600 A).	104
4.5	Schéma du circuit de commande des interrupteurs.	105
4.6	Signaux de commande des transistors MOSFET de puissance.	105
4.7	Signaux de commande complémentaire des Transistors de chaque bras.	106
4.8	Tensions de sortie des quatre cellules pour $V_e = 30 V$ et $f_{dec} = 80 kHz$	107

4.9	Mise en évidence des formes d'ondes avec l'utilisation de l'ICT pour $I_s = 450\text{ A}$, $R = 30\text{ m}\Omega$, $V_e = 30\text{ V}$, $f_{dec} = 80\text{ kHz}$ et $\alpha = 35\%$ (voie 1 : $v_1(t)$, voie 2 : $v_s(t)$ et voie 3 : $i_s(t)$).	108
4.10	Structure des bobinages d'une cellule.	109
4.11	Oscillogrammes du courant de sortie et des courants dans les transistors M1 et M'1.	109
4.12	Résultats de calcul de (a) la tension v_{T1} aux bornes du transfo N°1 et (b) la densité de flux, pour $V_e = 20\text{ V}$, $\alpha = 50\%$, $f_{dec} = 80\text{ kHz}$	111
4.13	Résultats expérimentaux : (voie B) de la tension v_{T1} aux bornes du transformateur (5V/div) et (voie C) de la densité de flux (50mT/div), pour $V_e = 20\text{ V}$, $\alpha = 50\%$, $f_{dec} = 80\text{ kHz}$	112
4.14	Présentation du banc de test du convertisseur parallèle à phases couplées à 12 cellules (1200 A).	113
4.15	Formes d'ondes de la tension de sortie du coupleur et de la tension de sortie de la cellule 1 du convertisseur à 12 phases (1200 A).	114
4.16	Caractéristiques du capteur LEM HAX 1000-S extraites du Datasheet [62].	115
4.17	Principe de la méthode de régulation numérique par hystérésis utilisé dans le convertisseur à 12 phases (1200 A).	115
4.18	Validation du circuit de mesure du courant.	116
4.19	Génération des impulsions de courant de 1200 A : (a) cas où le courant est bien régulé et (b) cas où l'énergie des supercondensateurs n'est pas suffisante pour maintenir le courant à 1200 A.	117
4.20	Exemple des signaux de commande PWM à la sortie du FPGA : (a) en mode standard et (b) en mode permuté.	118
4.21	Résultats expérimentaux obtenus par la tension v_{T1} : (a) en mode standard et (b) en mode permuté ($V_e = 5\text{ V}$, $\alpha = 50\%$ et $f_{dec} = 40\text{ kHz}$).	118
4.22	Schéma électrique équivalent du convertisseur à q phases couplées à ICT.	120
4.23	Formes d'ondes à la mise en conduction et au blocage du MOSFET M1.	122
4.24	Exemple de schéma 3D du coupleur (cas du coupleur à 4 phases).	124
4.25	Répartition des pertes totales sans la charge.	127
4.26	Répartition des pertes dans les MOSFETs.	128
4.27	Répartition des pertes totales avec la charge 1 (câble 20 kV de longueur 3 m, section de l'âme 50 mm^2).	129

4.28	Répartition des pertes totales avec une charge composée de l'âme conductrice du câble $50\text{ m} - 95\text{ mm}^2$.	129
4.29	Comparaison des signaux obtenus en utilisant les deux méthodes (tore de chauffage et convertisseur 600 A).	132
4.30	Forme du courant délivré par le prototype de convertisseur DC/DC 600A.	133
4.31	Courants d'onde thermique mesurés en utilisant le prototype 600 A développé pour différentes valeurs du temps de chauffe.	133
4.32	Photographie des deux dispositifs (transformateur de chauffage et convertisseur DC/DC 600 A).	134
4.33	Schéma de principe de la mesure de courant d'onde thermique suite à un chauffage par l'âme conductrice.	135
4.34	Courants d'onde thermique mesurés suite à l'échauffement transitoire de l'âme avec un courant de 1200 A : (a) durant 1 s, (b) durant 2s.	135
4.35	Evolution de l'amplitude du courant d'onde thermique en fonction de la durée et de l'amplitude du courant de chauffe (cas d'un chauffage par l'âme centrale).	136
4.36	Schéma de principe de la mesure de courant d'onde thermique suite à un chauffage externe. Le courant de chauffe traverse la gaine conductrice.	137
4.37	Courants d'onde thermique mesurés sur un tronçon de câble de longueur 50 m après l'échauffement de la gaine avec un courant de 1200 A : (a) durant 1 s, (b) durant 2 s.	138
4.38	Courants d'onde thermique mesurés sur un tronçon de câble de longueur 50 m après l'échauffement de l'âme centrale avec un courant de 800 A (1 s et 2 s).	139
4.39	Courants d'onde thermique mesurés sur un tronçon de câble de longueur 50 m après l'échauffement de l'âme centrale avec un courant de 1000 A durant 1 s et avec un courant de 1200 A durant 1 s.	139
A.1	Schéma électrique équivalent d'un ICT 4 phases.	152
A.2	Evolution des tensions v_i en fonction du temps.	158
B.1	Forme d'onde du courant dans les phases	160
B.2	Forme d'onde du courant dans les MOSFETs "du haut".	162
B.3	Forme d'onde du courant dans les MOSFETs "du bas".	162
C.1	(a) Schéma électrique équivalent et (b) coupe 2D de l'ICT cyclique.	164

C.2	Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 10\%$, $V_e = 2 V$	164
C.3	Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 20\%$, $V_e = 2 V$	165
C.4	Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 25\%$, $V_e = 2 V$	165
C.5	Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 40\%$, $V_e = 2 V$	166
C.6	Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 50\%$, $V_e = 2 V$	166

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques de l'âme en aluminium du câble considéré.	22
1.2	Paramètres utilisés pour le dimensionnement de la source d'énergie pour le module 1200 A (câble à âme en aluminium, de section 250 mm ²). . .	22
3.1	Inductance symétrique en fonction du rang harmonique	71
3.2	Séquence des tensions de sortie en mode permuté pour $q = 8$	91
3.3	Séquence des tensions de sortie en mode permuté pour $q = 12$	92
4.1	Caractéristiques de l'âme centrale du câble moyenne tension utilisé comme charge du convertisseur 1200 A.	113
4.2	Détermination expérimentale de l'énergie totale fournie par la source. .	126
4.3	Répartition des pertes dans les différents composants du montage, calculées selon les modalités présentées aux sections 4.3.1, 4.3.2 et 4.3.3. .	127
4.4	Caractéristiques de la charge 2 (âme conductrice d'un câble 20 kV). . .	128
4.5	Temps de chauffe, valeurs efficaces du courant de chauffe et élévation de température correspondant aux signaux de la figure 4.31.	132

Introduction générale

L'augmentation continue des besoins en énergie électrique et l'éloignement croissant des lieux de production par rapport aux centres de consommation impulsent le développement du transport d'énergie en courant continu. Ce type de réseau est notamment adapté au transport de l'énergie par câble sous-marin et terrestre sur des longues distances. En effet, les effets capacitifs limitant l'emploi des câbles haute tension alternative à quelques dizaines de kilomètres n'existent pas en continu, ce qui permet la construction de liaisons beaucoup plus étendues. En outre, la haute tension à courant continu (ou HVDC pour *High Voltage Direct Current*) permet, notamment à travers de nouveaux types de stations de conversion basées sur l'électronique de puissance, de stabiliser le réseau en injectant de la puissance à une fréquence et un déphasage donnés pour connecter des réseaux entre eux, qu'ils soient synchronisés ou non et même à des fréquences différentes.

Le coût des composants de puissance utilisés dans les stations de conversion a beaucoup diminué ces dernières années. En même temps, leur fiabilité et leurs performances ont sensiblement augmenté. Le développement et l'augmentation des puissances pouvant être véhiculées par les réseaux HVDC sont aujourd'hui limités par les performances des câbles utilisés. Afin d'accroître les capacités de production de câbles HVDC en développant une alternative aux câbles isolés au papier puis imprégné dans la masse, classiquement employés en HVDC, un effort significatif est aujourd'hui réalisé pour le développement de nouveaux câbles à isolation synthétique (à base de matériaux polymères extrudés). Il est ainsi nécessaire de mettre au point des matériaux et des structures ayant des propriétés adaptées aux contraintes spécifiques induites par ce type de réseau, à savoir des forts champs électriques continus et des forts gradients thermiques.

Les enjeux sont considérables pour les câbliers, car les projets envisagés pour les années à venir sont nombreux, aussi bien en France qu'à l'étranger. A titre d'exemple, on peut citer, à court terme, le projet d'interconnexion Savoie-Piémont (France-Italie), portant sur une ligne HVDC 320 kV/1200 MW de 200 km, la plus longue ligne HVDC construite à terre, pour un coût de quelque 1,4 milliards d'euros, dont les appels d'offres sont en cours d'être lancés pour des travaux programmés sur 2014-2019. A plus long terme, on peut noter le projet Desertec [1], qui a pour but de mettre au point un super-réseau ("supergrid") HVDC entre l'Afrique du Nord (où de l'énergie serait produite par des centrales thermosolaire) et l'Europe. Transmettre 700 TWh (environ 20% de la demande d'énergie électrique de l'Europe) requiert une capacité de transmission d'environ 150 GW. 25 lignes HVDC seraient alors nécessaires, pour un coût total d'environ 60 milliards d'euros. Cela correspond à un coût par kWh d'approximativement un demi-centime d'euro [2]. Autrement dit, compte tenu de la différence significative d'ensoleillement direct annuel, l'électricité thermosolaire saharienne, coût de l'infrastructure de transport et pertes d'énergie inclus (environ 10% sur cette distance), serait plus économique que le solaire produit dans le sud de l'Europe, et a fortiori ailleurs en Europe. On comprend donc aisément l'intérêt de disposer de composants pour les réseaux HVDC fiables et à coût réduit, aussi bien en termes de production que de maintenance.

Dans le cas des câbles et accessoires à courant continu à isolation polymère, la problématique de la fiabilité est liée à l'établissement, sous l'effet des hauts champs électriques et des gradients de température, de zones de charges électriques dans le diélectrique. De telles accumulations de charges (dites "charges d'espace" car réparties dans un espace isolant) sur-sollicitent localement le matériau et peuvent le faire vieillir prématurément, voire le faire claquer de manière intempestive. Le développement et la qualification de ce type de câbles nécessitent ainsi l'étude de la dynamique d'accumulation de la charge d'espace afin de s'assurer que la charge stockée ne donne pas naissance à des champs internes pouvant conduire à des claquages prématurés. Dans ce contexte, les mesures de charges d'espace ont été récemment incluses dans les recommandations de la CIGRÉ² pour le test des systèmes de transport d'énergie basés sur des câbles à isolation extrudée de tension nominale allant jusqu'à 500 kV [3].

2. CIGRÉ : Conseil International des Grands Réseaux Électriques

Il existe aujourd'hui plusieurs méthodes pour mesurer les charges d'espace sur des échantillons isolants plans. Cependant, pour évaluer les propriétés de l'isolation d'un câble à stocker et à évacuer les charges d'espace dans des conditions proches du service, il est préférable de suivre l'évolution de ces charges directement sur des tronçons de câbles lors de tests longue durée. En effet, la dynamique de la charge dans l'isolation d'un câble à courant continu peut être très différente de celle observée sur un échantillon plan, en raison du processus de fabrication et du gradient de température qui s'établit dans l'isolation, qui peuvent influencer de manière significative la répartition du champ électrique et le processus de piégeage/dépiégeage. La mise au point de systèmes de mesure de la charge d'espace capables d'être utilisés, durant des essais de type, directement sur des grandes longueurs de câbles haute tension à forte section conductrice et forte épaisseur d'isolant, présente aujourd'hui une importance considérable pour les fabricants et les exploitants.

La mesure non-destructive de la charge électrique dans un isolant solide a pour principe l'emploi d'un stimulus externe (pression ou température) qui provoque, de manière transitoire, un faible déséquilibre de l'état électrique du matériau. L'analyse de la réponse du matériau à ce stimulus (de nature électrique ou convertie en signal électrique et mesurée avec un instrument adéquat) permet de quantifier et de localiser les charges. Dans ce sens, la méthode de l'onde thermique, mise au point et développée depuis plusieurs années à Montpellier, consiste à appliquer un échelon de température et à mesurer un courant capacitif dû au déplacement localisé des charges dans l'isolant et à la variation inhomogène de sa permittivité au fur et à mesure que "l'onde thermique" avance dans le matériau. Afin d'effectuer cette mesure, une faible augmentation de la température est nécessaire : elle peut être obtenue en injectant, durant une courte période de temps (quelques secondes), un fort courant dans l'âme du câble, qui élève sa température par effet Joule [4]. L'onde thermique qui en résulte diffuse dans l'isolation, et le courant de déplacement induit dans le diélectrique est mesuré après l'arrêt du courant "de chauffe".

Ce principe est particulièrement adapté à de fortes longueurs de câble (telles celles utilisés pour des essais de type), car elle ne nécessite pas d'intervention particulière ; seul l'accès à l'âme du câble et à la gaine conductrice extérieure sont nécessaires. De même, le signal mesuré étant proportionnel à la capacité de l'isolation du câble, un

très faible échauffement (de l'ordre du degré, voire en-dessous) suffit pour caractériser des longueurs supérieures à quelques mètres.

Néanmoins, vu les faibles résistances des âmes conductrices des câbles d'énergie, l'emploi de cette technique requiert un courant "de chauffe" de valeur élevée (plusieurs milliers d'Ampères). Elle peut être obtenue à l'aide d'un "tore de chauffage", largement utilisé par les câbliers lors des essais thermiques. Il s'agit d'un circuit magnétique comportant un bobinage à plusieurs centaines de spires pour primaire et la boucle de câble à mesurer pour secondaire : on obtient ainsi un transformateur dont le secondaire en court-circuit est l'âme du câble à tester. A la mise sous tension du primaire, on obtient donc dans le conducteur du câble un courant égal au courant primaire multiplié par le nombre de spires du primaire. Il suffit de contrôler la tension et le temps de conduction au primaire (par exemple, à l'aide d'un gradateur) pour régler la valeur et la durée du courant dans le conducteur du câble à mesurer, donc l'amplitude et la durée du stimulus thermique appliqué à son isolation.

La mise en oeuvre décrite ci-avant a été utilisée avec succès pour évaluer l'isolation de tronçons de câbles vieilliss pendant des longues durées sous contrainte alternative [5]. Cependant, pour des câbles de longueur importante, la réactance inductive du conducteur devient très élevée : une énorme puissance apparente est alors nécessaire pour produire le courant "de chauffe". Il n'est ainsi pas possible d'utiliser le principe du "tore de chauffage" sur des longueurs supérieures à quelques mètres, pour des raisons aussi bien d'ordre technique que de coût et d'encombrement. Les essais de câbles HVDC devant se dérouler sur des tronçons de 100 m, il est nécessaire de rechercher un autre principe pour créer "l'onde thermique" si l'on souhaite pouvoir suivre l'évolution des charges d'espace durant ces essais.

Un autre moyen de produire un fort courant durant une courte période de temps est d'utiliser un convertisseur DC/DC en régime transitoire. **L'objectif de notre travail a ainsi été d'étudier et de réaliser un banc de test basé sur un convertisseur DC/DC compact et capable de produire des fortes impulsions de courant régulées en amplitude et en durée, afin de les injecter dans l'âme conductrice ou dans l'écran d'un câble haute tension dans le but d'appliquer la méthode de l'onde thermique.**

La conception et l'intégration d'un tel convertisseur est une tâche délicate, aussi bien en termes d'électronique de puissance que d'instrumentation faible signal. Comme nous le verrons par la suite, le système doit pouvoir transporter une forte énergie (jusqu'à 1 MJ) pendant plusieurs secondes pour fournir un courant de plusieurs milliers d'Ampères à l'âme du câble avec un temps de montée le plus court possible, et ensuite détecter des réponses à l'onde thermique de l'ordre de 10 pA à 1 nA. Il doit être portable et utilisable sur site.

Dans le premier chapitre du mémoire, nous détaillerons ainsi les objectifs à atteindre, conduisant au cahier des charges que nous avons établi pour notre convertisseur à partir des performances attendues, et qui nous a amené à proposer, pour des raisons de compacité et de modularité, une structure comportant plusieurs modules de 1200 A en parallèle. Nous y montrerons également en détail les diverses étapes du dimensionnement de la source d'énergie nécessaire au système.

Dans le second chapitre, nous présenterons le principe des convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés, ainsi que leurs avantages. Ensuite, nous aborderons leurs inconvénients, qui résultent de l'utilisation d'inductances de liaison indépendantes dans les différentes phases. Nous détaillerons le couplage magnétique des phases, qui est la solution adoptée dans la littérature pour surmonter les inconvénients liés à l'utilisation des inductances indépendantes. La notion de transformateur intercellule (ICT) sera abordée et nous montrerons quelques applications des convertisseurs multicellulaires couplés avec des ICTs. L'état de l'art des convertisseurs parallèles entrelacés, qui sera présenté dans le deuxième chapitre, permettra de mettre en évidence les raisons qui nous ont amené à proposer un convertisseur multicellulaire entrelacé à phases couplées, en utilisant plus particulièrement un coupleur ICT à transformateurs séparés en montage cascade cyclique ("ICT cyclique").

Le troisième chapitre est consacré à une analyse du comportement des transformateurs intercellules cycliques en tant qu'éléments de filtrage des courants dans les convertisseurs entrelacés. A partir du calcul des inductances symétriques équivalentes, nous démontrerons que le coupleur se comporte comme un filtre qui ne laisse passer que le courant de mode commun dont la fréquence apparente est égale à la fréquence de

découpage multipliée par le nombre de phases. Nous proposerons ensuite un modèle analytique de dimensionnement des transformateurs intercellules. La méthode que nous avons utilisée est basée sur le calcul des flux, amenant à la détermination d'une expression généralisée du produit des aires pour le dimensionnement des transformateurs intercellules dans le cas du montage à cascade cyclique. La méthode de permutation des phases, qui permet de réduire la concentration des flux, sera ensuite présentée comme une solution d'optimisation du dimensionnement, notamment sur le volume et le poids du matériau magnétique.

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons la réalisation pratique et la validation expérimentale de deux prototypes de convertisseurs multicellulaires de puissance à ICT (un module à 4 phases et un module à 12 phases). Le dispositif expérimental (banc de test à l'onde thermique) sera décrit dans sa globalité. Les résultats de mesures indirectes du flux magnétique dans le convertisseur seront présentés afin de valider le modèle analytique établi au chapitre 3. Nous présenterons ensuite une étude du bilan énergétique, que nous validerons expérimentalement pour justifier le choix de la source d'énergie. La dernière partie du chapitre 4 sera consacrée à la validation du banc de mesure à l'onde thermique intégrant les convertisseurs développés, à l'aide de tests réalisés sur des câbles d'énergie de longueurs comprises entre quelques mètres et quelques dizaines de mètres.

Les conclusions que nous avons pu tirer de ce travail et les perspectives qu'il ouvre pour l'avenir seront présentées à la fin du mémoire.

Chapitre 1

Convertisseur à fort courant transitoire pour un système de diagnostic de l'isolation de câbles haute tension : performances exigées

Sommaire

1.1	Contexte	9
1.2	Définition du problème	10
1.2.1	Principe de la méthode de l'onde thermique (MOT)	10
1.2.1.1	Cas d'un échantillon isolant plan	10
1.2.1.2	Cas d'une structure cylindrique	12
1.2.2	Production du stimulus thermique par échauffement transi- toire en courant alternatif ($50Hz$) : principe et limites	13
1.3	Etablissement d'un fort courant transitoire à l'aide d'un convertisseur de puissance DC/DC : position du problème	15
1.3.1	Considérations générales	15
1.3.2	Dimensionnement des modules 1200 A	18
1.3.2.1	Détermination de la forme des signaux en sortie du convertisseur	18
1.3.2.2	Caractéristiques de la charge	19

1.3.3	Éléments de stockage d'énergie	23
1.3.3.1	Composants accumulateurs d'énergie et choix de l'élément approprié à l'application envisagée . . .	23
1.3.3.2	Structure et principe de fonctionnement d'un su- percondensateur	24
1.3.3.3	Caractéristiques principales des supercondensateurs	25
1.3.3.4	Terminologie	25
1.3.4	Dimensionnement du banc de supercondensateurs utilisé dans le montage	26
1.3.4.1	Considérations préliminaires	26
1.3.4.2	Mise en équation	29
1.3.5	Validation du bilan d'énergie par simulation	32
1.3.5.1	Modèle simplifié du convertisseur	32
1.3.5.2	Validation des formes d'ondes : synthèse	35
1.4	Conclusion	35

1.1 Contexte

Afin de réduire les problèmes liés à la maintenance des réseaux câblés haute tension continue et favoriser le développement de ce type de réseaux, un effort significatif est aujourd’hui réalisé pour le développement de nouveaux câbles à isolation dite “sèche” (à base de matériaux polymères). Dans le cas des câbles à courant continu à isolation polymère, la problématique de fiabilité est liée à l’établissement, sous l’effet des fortes valeurs de champ électrique et des gradients de température, de zones de charges électriques dans le diélectrique. De telles accumulations de charges (dites “charges d’espaces” car réparties dans un espace isolant), sursollicitent localement le matériau et peuvent le faire vieillir prématurément, voire le faire claquer de manière intempestive. La mesure de la dynamique de ces charges dans les isolations des câbles sont indispensables pour les câbliers et les exploitants.

La mesure non-destructives de charges électriques dans un diélectrique solide s’appuie sur l’utilisation de stimuli qui provoquent de faibles déséquilibres temporaires de l’état électrique des matériaux, qui se traduisent par l’apparition de courants ou de tensions transitoires aux bornes de l’objet étudié. L’analyse de ces réponses permet de quantifier et de situer les charges. Selon la nature du stimulus, plusieurs méthodes ont été développées : on peut citer la méthode de l’impulsion thermique [6][7], la méthode de l’onde de pression [8] [9], la méthode de l’impulsion électro-acoustique (PEA) [10] et la méthode de l’onde thermique [11]. C’est cette dernière technique, particulièrement adaptée aux fortes épaisseurs, qui constitue l’objet de ce mémoire.

L’objectif de notre travail a été d’étudier la réalisation d’un banc de test basé sur une électronique de puissance capable d’injecter un courant de quelques milliers d’ampères pendant une courte durée, afin d’appliquer la méthode de l’onde thermique sur des grandes longueurs de câbles de forte section. Le système doit fonctionner comme une source de courant régulé, qui sera injecté dans l’âme ou l’écran du câble afin de générer une “onde de température” à travers l’isolant.

Le principal défi réside dans le fait que les âmes des câbles sont conçues de manière à avoir une résistance aussi faible que possible, afin de minimiser les pertes par effet Joule. Afin de générer des échauffements transitoires importants, il est nécessaire d’in-

jecter des valeurs très élevées de courant pendant quelques instants. En effet, comme il sera montré par la suite, pour des câbles de forte section, des courants de plusieurs milliers d’ampères sont nécessaires pour produire des élévations de température de l’ordre du Kelvin. La forme du courant doit également être parfaitement maîtrisée.

Pour atteindre de telles valeurs, il est judicieux de mettre en parallèle plusieurs convertisseurs, non seulement pour la modularité de l’ensemble, mais aussi pour augmenter les performances du convertisseur final. Nous verrons en détail, dans le deuxième chapitre, l’intérêt de cette mise en parallèle.

1.2 Définition du problème

1.2.1 Principe de la méthode de l’onde thermique (MOT)

A partir d’observations réalisées lors de mesures de courants de décharges thermostimulées lors de l’application d’une forte rampe de température, A. TOUREILLE a proposé une méthode, dite de l’onde thermique, pour évaluer les charges électriques dans un isolant [11]. Elle repose sur la diffusion d’un échelon de température à travers un échantillon en court-circuit. L’échantillon subit une dilatation (ou contraction) non homogène et une variation locale de sa permittivité avec la température. Les charges d’influence sont déplacées d’une électrode à l’autre, donnant naissance à un courant dans le circuit extérieur.

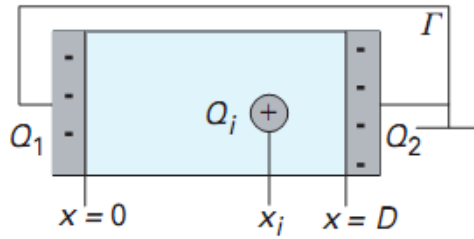
Grâce à sa simplicité et à sa grande sensibilité, cette méthode peut être appliquée sur une large gamme d’épaisseurs, allant de quelques nanomètres à plusieurs centimètres, qu’il s’agisse de structures planes (plaques ou films) ou cylindriques (câbles). Cette méthode non destructive [12] [13] permet de réaliser des études sur l’évolution de ces charges, en renouvelant périodiquement la mesure sur le même échantillon [14].

1.2.1.1 Cas d’un échantillon isolant plan

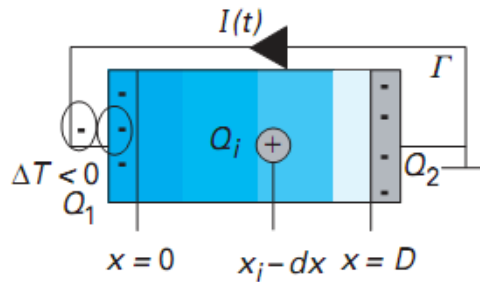
Considérons un échantillon plan, d’épaisseur D et de surface S , muni de deux électrodes dont les abscisses sont respectivement $x = 0$ et $x = D$. A l’équilibre électrostatique, la présence d’une charge Q_i située à l’abscisse x_i dans l’isolant induit sur les électrodes des charges d’influence notées Q_1 et Q_2 (figure 1.1). Lorsqu’on

applique un échelon de température $\Delta T = T - T_0$ sur une électrode, la diffusion de la température dans l'échantillon ($\Delta T(x, t) = T(x, t) - T_0$) va générer des variations de la permittivité et de la position des charges (dilatation ou contraction). Ceci induit une variation des charges d'influence, qui se traduit par un courant appelé **courant d'onde thermique** :

$$I(t) = -\frac{dQ_2(t)}{dt} \quad (1.1)$$



(a) échantillon à l'équilibre à T_0



(b) application de l'échelon thermique

FIGURE 1.1: Principe de la MOT en conditions de court-circuit [15].

Si une répartition des charges $\rho(t)$ induisant un champ électrique $E(x)$ est présente dans l'échantillon, l'expression du courant dans le circuit extérieur s'écrit [16] :

$$I(t) = -\alpha_0 C \int_0^D E(x) \frac{\partial \Delta T(x, t)}{\partial t} dx \quad (1.2)$$

avec, C la capacité de l'échantillon d'épaisseur d et α_0 coefficient de variation de la capacité avec la température.

En connaissant, à chaque instant, la valeur du courant et la distribution spatiale de la température, on peut remonter à la répartition du champ électrique $E(x)$. D'une

manière générale, dans le cas des structures planes, le gradient de température est obtenu en refroidissant ou en chauffant l'une des deux électrodes.

1.2.1.2 Cas d'une structure cylindrique

Le même principe peut être utilisé dans une configuration coaxiale. Ainsi, la méthode de l'onde thermique peut être employée sur des structures cylindriques telles que les câbles de transport d'énergie, en appliquant l'échelon de température sur l'extérieur de l'isolant (figure 1.2) ou sur l'âme centrale du câble. La deuxième technique a l'avantage de ne pas nécessiter l'enlèvement de la gaine extérieure : elle est donc appropriée à l'étude de grandes longueurs de câble, éventuellement sur site d'essais ou en tranchée. L'échauffement transitoire qui produit le stimulus thermique est alors obtenu à l'aide d'un fort courant injecté dans l'âme centrale pendant quelques secondes [4]. "L'onde thermique" ainsi obtenue diffuse dans l'isolation, et le courant de déplacement est mesuré après l'arrêt du courant "de chauffe". Le principe de la MOT appliquée aux câbles est illustré dans le schéma de la figure 1.2, où est illustré le cas du refroidissement par l'extérieur. Dans ce cas, l'expression du courant d'onde thermique est donnée par :

$$I(t) = -\alpha_0 C \int_{R_i}^{R_e} E(r) \frac{\partial \Delta T(r, t)}{\partial t} dr \quad (1.3)$$

avec R_i et R_e le rayon interne et le rayon externe de l'isolant.

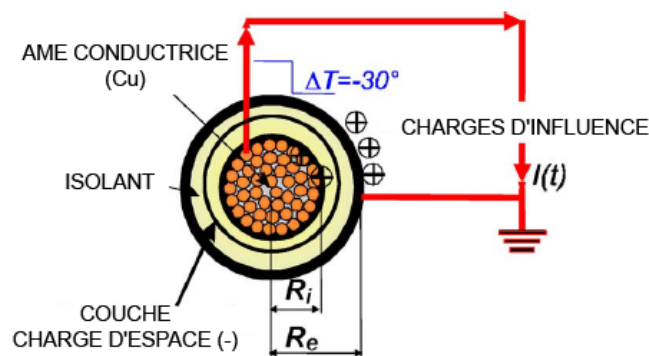


FIGURE 1.2: Principe de la méthode de l'onde thermique dans l'isolation d'un câble [17].

Dans le cas de l'application de l'échelon thermique sur l'âme du câble, les bornes de l'intégrale (1.3) sont interverties. Des modèles de calcul permettent ensuite de

quantifier la distribution du champ électrique $E(r)$. Une fois $E(r)$ déterminée [17], la densité de charges d'espace est déterminée en utilisant l'équation de Poisson en coordonnées cylindriques :

$$\rho(r) = \varepsilon \left(\frac{E(r)}{r} + \frac{\partial E(r)}{\partial r} \right) \quad (1.4)$$

L'équation (1.3) montre que, pour obtenir un courant mesurable, il est nécessaire soit de provoquer un échauffement important (ΔT grand), soit de disposer d'une capacité importante (C grand). Dans le cas de grandes longueurs de câble, les capacités sont très fortes et l'obtention de courants d'onde thermique exploitables peut se faire à l'aide d'échauffements très faibles, de l'ordre du degré. Néanmoins, la faible résistance de l'âme centrale impose, même pour des échauffements de cet ordre, l'établissement de courants transitoires dont les amplitudes peuvent être très importantes, en particulier lorsque la section de l'âme est grande [5].

1.2.2 Production du stimulus thermique par échauffement transitoire en courant alternatif (50Hz) : principe et limites

Une façon d'obtenir un fort courant dans l'âme du câble est d'employer un montage tel celui présenté dans la figure 1.3. L'objet d'essai constitue ici le secondaire à une spire d'un transformateur ("tore de chauffage")[4] : on obtient alors dans l'âme du câble un courant égal au courant primaire multiplié par le nombre de spires du primaire. En dimensionnant le primaire de manière adaptée, on peut obtenir des courants dans l'âme du câble testé de plusieurs milliers d'Ampères [4][5].

L'utilisation de ce type de montage, basé sur l'induction électromagnétique, présente l'avantage de pouvoir contrôler la durée du courant dans l'âme du câble testé à travers l'enroulement primaire. En effet, on peut employer des interrupteurs faible courant et, de plus, le passage par zéro du courant permet son extinction naturelle.

Ce montage présente cependant plusieurs inconvénients. Le premier est celui de l'encombrement (quelques centaines de kg et 1 m³ pour un tore pouvant délivrer 2000 à 3000 A). Cet inconvénient n'est pas forcément insurmontable, mais un autre problème rend l'utilisation de ce principe inadaptée aux fortes longueurs. En effet, le courant au secondaire du transformateur dépend de son inductance de fuite et de l'impédance

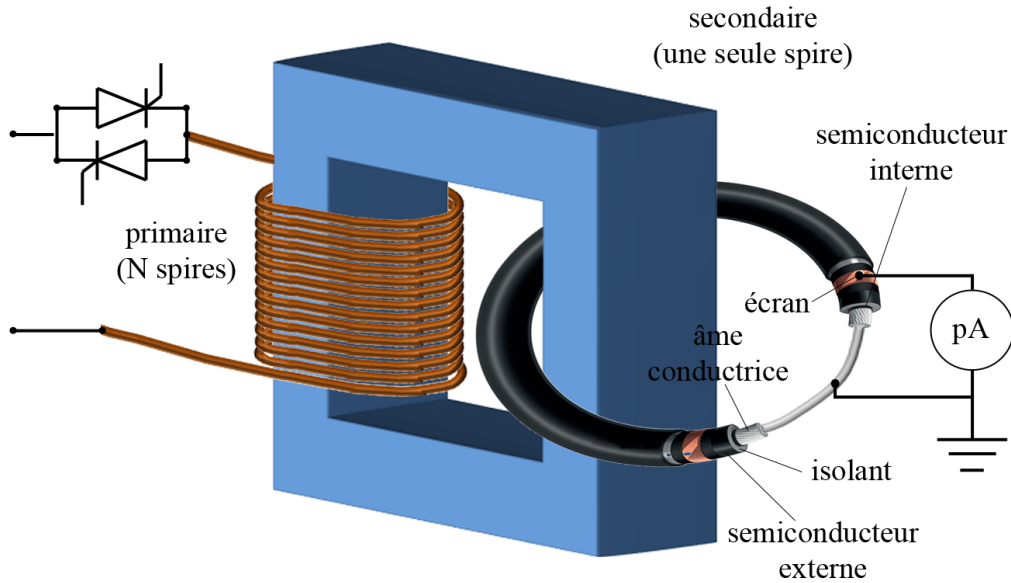


FIGURE 1.3: Transformateur de chauffage.

Z de l'âme du câble :

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (1.5)$$

avec R résistance de l'âme du câble, L son inductance et $\omega = 2\pi f$ la pulsation du réseau. La réactance du câble mesuré étant en général beaucoup plus forte que sa résistance, l'impédance Z augmente très fortement avec la longueur mesurée. A tension au primaire donnée, le courant pouvant être délivré au secondaire du transformateur va donc décroître avec la longueur du câble. Pour des longueurs supérieures à quelques mètres, les tensions nécessaires au primaire et les puissances apparentes seront si élevées qu'il ne sera plus possible de réaliser un montage avec des caractéristiques acceptables pour obtenir le courant souhaité au secondaire.

Afin d'illustrer ce raisonnement, prenons le cas d'un câble de section 250 mm^2 et de longueur 100 m . Si on dispose le câble de manière à faire un aller-retour, les deux tronçons étant distants de 1 m , l'inductance équivalente est de l'ordre de $100 \mu\text{H}$. La résistance de l'âme vaut $12 \text{ m}\Omega$. A la fréquence du réseau, on a donc une réactance $X = \omega L = 31,41 \text{ m}\Omega$, donc trois fois plus élevée que la résistance. L'impédance équivalente vaut $Z = 33,63 \text{ m}\Omega$. La puissance apparente correspondante serait alors de $33,6 \text{ kVA}$, à laquelle il faudra rajouter les effets liés aux inductances de fuite du tore de chauffage. Dans le cas d'une section de câble dix fois plus grande (typiquement 2500 mm^2 pour des câbles haute tension à courant continu 500 kV , pour lesquels des

essais de type incluant les mesures de charges d'espace sont maintenant exigées par la CIGRÉ), on atteint des puissances apparentes de plusieurs centaines de kVA, voir au-dessus. Il est bien évident que de telles solutions sont inacceptables de point de vue économique et de l'encombrement.

Dans ce travail, nous nous sommes donc intéressés à une solution basée sur l'emploi d'une impulsion de courant continu, dans le but d'étudier la possibilité de mettre au point un dispositif peu couteux et à très faible encombrement (portable).

1.3 Etablissement d'un fort courant transitoire à l'aide d'un convertisseur de puissance DC/DC : position du problème

1.3.1 Considérations générales

Le but poursuivi est de proposer une structure de conversion de puissance DC/DC alimentée par une source d'énergie capable de fournir un courant régulé de plus de 12000 A, avec une forme bien particulière, à injecter dans le conducteur d'un câble 500 kV afin d'appliquer la méthode de l'onde thermique. En effet, si l'on considère un échauffement adiabatique de l'âme (ce qui correspond tout à fait à la réalité si le temps de chauffe est faible), l'élévation de température s'obtient par l'équation :

$$RI^2t = mC_p\Delta T \quad (1.6)$$

Il a été montré [4] qu'une élévation de température de l'ordre de 0,4 K est suffisante pour obtenir un signal d'onde thermique dans l'isolant d'un câble. Nous nous sommes donc proposé d'obtenir une élévation de 0,5 K pour un câble avec une épaisseur d'isolant de 10 à 20 mm, ce qui, compte tenu de la section de l'âme souhaitée pour un tel câble (2500 mm²), implique un rayon interne de 28 mm et un rayon externe de 38 à 48 mm.

Compte tenu de la capacité linéique qui en résulte (200 à 400 pF/m) et les ordres de grandeur présentés dans [4] pour un câble de capacité linéique de 200 pF/m, une telle élévation suffit pour obtenir des signaux mesurables sur le câble que nous avons ciblé. En appliquant l'équation de bilan thermique (équation (1.6) avec une âme en aluminium, le courant correspondant serait alors de 11423 A pendant 2 s (équations

(1.15) et (1.16)). Nous choisissons donc un courant de chauffe de 12000 A.

Bien que possible en théorie, la réalisation d'un convertisseur 12000 A à un seul module nous a paru difficile en conditions de laboratoire, et cela pour plusieurs raisons. La première est celle de l'encombrement en raison de la taille nécessaire pour le circuit magnétique, des cartes imprimés, des câbles de connexions etc.

Un tel convertisseur nécessiterait également un nombre d'interrupteurs élémentaires considérable et les pertes par effet Joule seraient très élevées. Par ailleurs, le test d'un tel dispositif nécessiterait de pouvoir disposer, en laboratoire, d'une longueur de 100 m de câble de 500 kV, ce qui est impossible vu le coût d'un tel échantillon (1000 € le mètre, donc 100000 € pour les 100 m), son poids (environ 40 kg/m, soit 4 tonnes) et son encombrement (un rayon de courbure minimum de 2,5 m doit être respecté et le câble doit être déroulé pour minimiser son inductance le plus possible). A cela s'ajoutent des considérations liées à la fiabilité d'un tel dispositif, qui incitent à concevoir une structure modulaire de façon à faciliter la maintenance par le remplacement d'un module défaillant et/ou de pouvoir fonctionner à courant réduit au cas où l'un des modules cesserait d'opérer.

Pour toutes ces raisons, nous avons opté pour une architecture comprenant 10 modules de 1200 A. Ceci permet, en outre, de procéder à des tests échelle réduite, par exemple en utilisant un câble à section 10 fois plus petite, soit 250 mm².

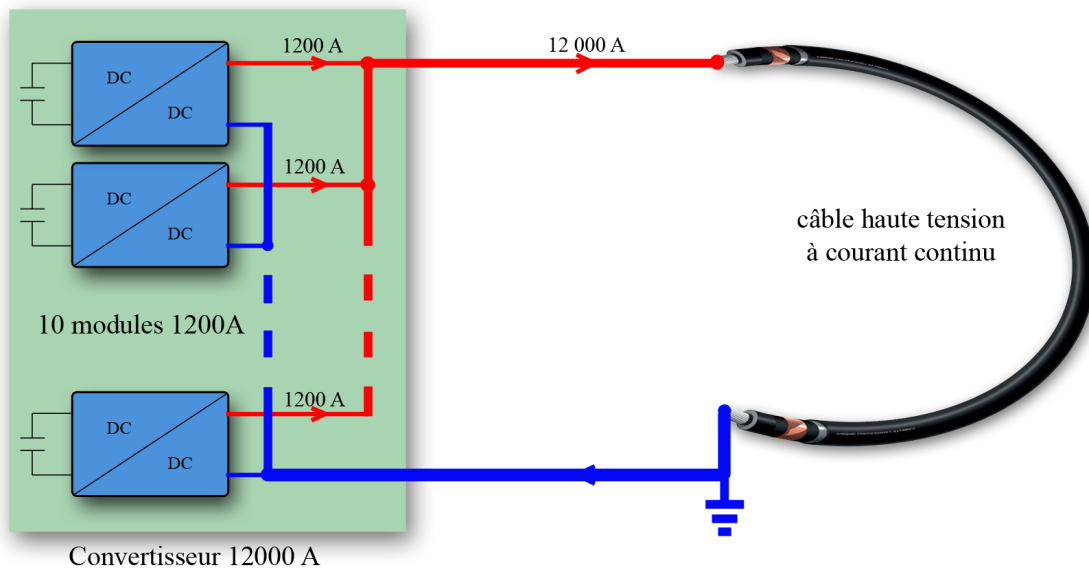


FIGURE 1.4: Schéma de principe d'un convertisseur de puissance 12000 A.

Nous allons voir plus loin que chaque module sera constitué d'un convertisseur mul-

ticellulaire parallèle à phases couplées, utilisant un composant novateur de l'électronique de puissance qui favorise l'augmentation de la puissance et une forte diminution du volume du matériau magnétique. Cette topologie (convertisseurs parallèles entrelacés) a été choisie pour les raisons suivantes :

- la puissance est répartie sur différentes phases, d'où une diminution des contraintes dans chaque phase ;
- les formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseurs sont améliorées ;
- le convertisseur final peut être réalisé avec des composants de faible calibre (plus performants et à moindre coût) ;
- la densité de puissance peut être améliorée, ce qui va dans le sens de la tendance actuelle de l'intégration de puissance.

Le principe de la méthode de l'onde thermique nécessitant de générer un gradient de température dans l'isolant du câble, on peut appliquer un échelon de température à l'âme conductrice, tel indiquée à la section précédente. La diffusion de la chaleur se fait de l'intérieur vers l'extérieur (figure 1.5(a)). Une autre manière serait de chauffer le câble en injectant le courant dans la gaine conductrice (écran), qui est beaucoup plus résistive à cause de sa faible section (figure 1.5(b)).

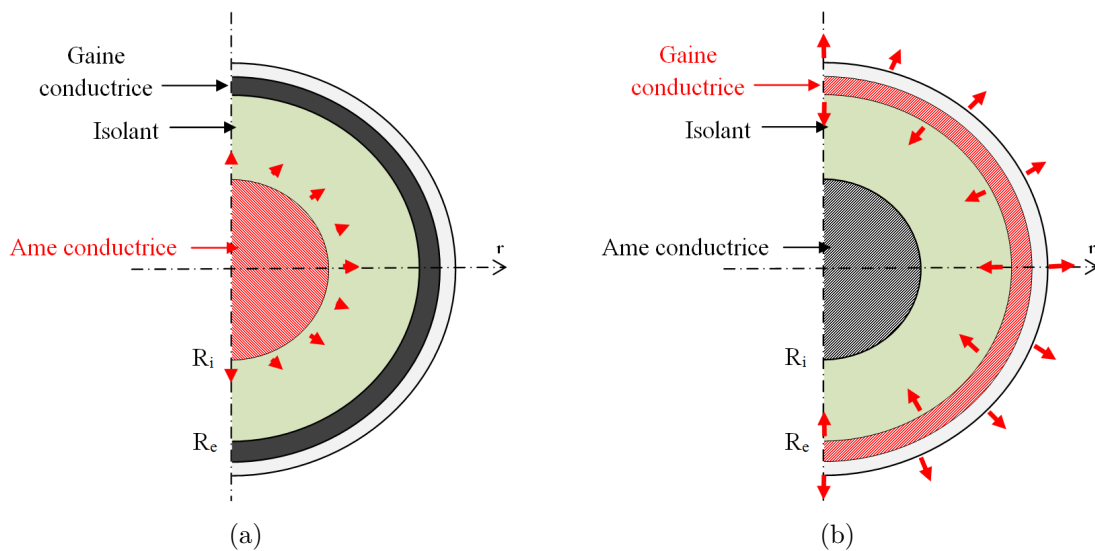


FIGURE 1.5: Illustration de la diffusion de la chaleur dans l'isolant (a) cas du chauffage par l'âme, (b) cas du chauffage par l'écran.

L'utilisation complémentaire des deux manières de chauffer permettrait d'obtenir des résolutions du champ électrique du même ordre de grandeur des deux côtés de

l'isolation, car la résolution spatiale diminue avec l'épaisseur en raison de l'amortissement de "l'onde thermique" (processus de diffusion). Nous allons présenter ci-après les modèles et les conditions qui nous ont conduit à choisir la technologie pour le module de base de 1200 A.

1.3.2 Dimensionnement des modules 1200 A

1.3.2.1 Détermination de la forme des signaux en sortie du convertisseur

A ce stade, nous faisons abstraction de la topologie ainsi que des caractéristiques de ce convertisseur élémentaire. Nous savons seulement que nous souhaitons que le module délivre une forme particulière de l'impulsion de courant, en maîtrisant aussi bien le temps de montée que l'amplitude I_{max} et la durée de l'impulsion, comme le montrent les chronogrammes de la figure 1.6. En effet, pour des raisons liées à la sensibilité de la mesure de charges d'espace et à la modélisation thermique dans l'isolation, il est nécessaire que la montée en courant soit la plus rapide possible et que le taux d'ondulation du courant soit le plus faible possible.

Ce module élémentaire doit pouvoir fonctionner sur des tronçons de 100 m de câble avec une section de conducteur de 250 mm².

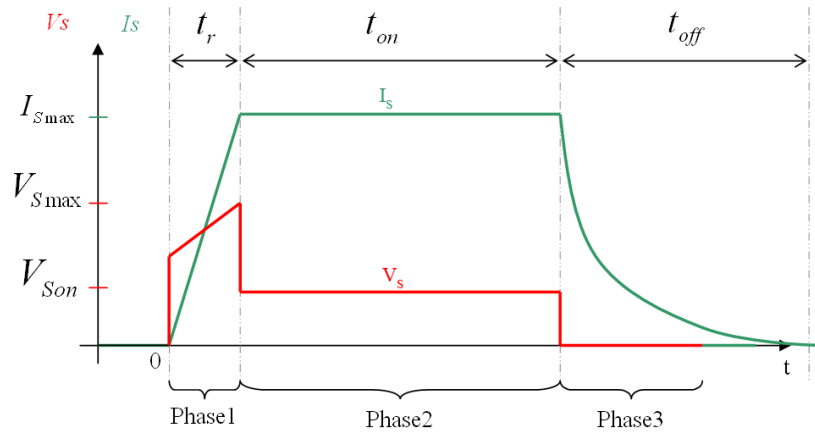


FIGURE 1.6: Formes d'ondes souhaitées du courant et de la tension de sortie du convertisseur 1200 A.

L'âme du câble étant une charge de type RL , la vitesse de montée du courant dépend de sa constante de temps. Nous souhaitons imposer un temps de montée t_r en faisant varier la tension moyenne aux bornes de la charge, puis ,maintenir le courant à sa valeur crête durant un temps noté t_{on} et le laisser décroître naturellement durant

un temps noté t_{off} . On définit donc trois phases :

Phase 1 : montée

On se propose d'imposer le temps de montée du courant. Durant cette phase, l'inductance de la charge stocke de l'énergie et la valeur moyenne de la tension de sortie $V_S(t)$ prendra une valeur V_{Smax} à $t = t_r$.

Phase 2 : conduction

Il faut maintenant imposer un courant de valeur I_{max} pendant une durée notée t_{on} . La valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur devra rester constante et égale à une tension que l'on appellera tension de maintien V_{Son} .

Phase 3 : descente

Pendant cette phase, le convertisseur cesse de fonctionner et on laissera le courant décroître naturellement dans la charge, en supposant qu'au bout d'une demi seconde le courant sera pratiquement nul et ne perturbera pas la mesure du courant d'onde thermique généré par le diélectrique. La durée de cette phase est notée t_{off} . Nous verrons ultérieurement que la constante de temps de la charge dans les deux cas ne dépasse pas 10 *ms* (tableau 1.2) et que le temps pour que le courant s'annule dans le conducteur du câble est largement inférieur à 500 *ms*.

1.3.2.2 Caractéristiques de la charge

L'ensemble de la charge sera considéré comme une ligne bifilaire, que nous pourrions assimiler à deux câbles parallèles et reliés à leurs extrémités par un conducteur. Le dimensionnement du convertisseur doit prendre en compte les paramètres de la charge, notamment sa résistance et son inductance. La résistance de la ligne, supposée homogène, est directement proportionnelle à sa longueur : elle peut donc être calculée par unité de longueur (résistance linéique). L'inductance peut être calculée en tenant compte de :

- la partie due au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs (inductance intérieure), variable avec la fréquence (effets de peau et de proximité) ;
- la partie due au champ magnétique entre les conducteurs (inductance extérieure), qui dépend peu de la fréquence (figure 1.7).

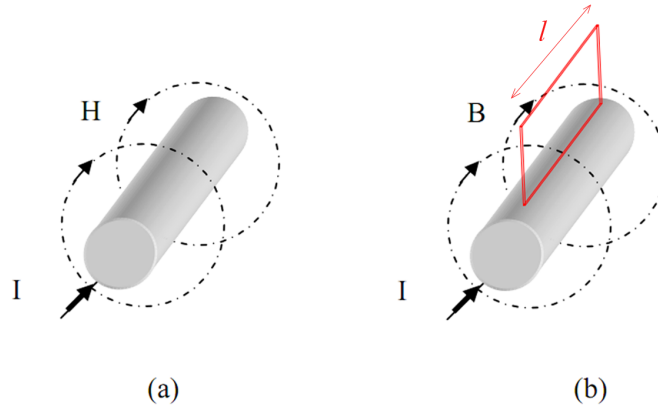


FIGURE 1.7: (a) Champ magnétique et (b) Flux créés par un conducteur.

Nous supposons l'inductance intérieure négligeable devant l'inductance extérieure et nous ne détaillerons par la suite que le calcul de cette dernière.

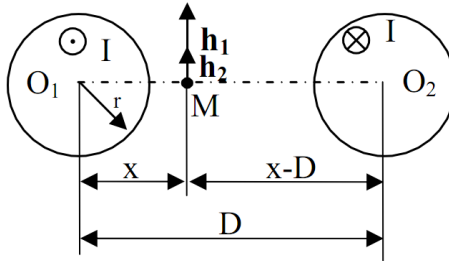


FIGURE 1.8: Schéma simplifié pour le calcul de l'inductance.

Le calcul de l'inductance propre extérieure d'une ligne bifilaire est assez complexe si on prend en compte des phénomènes tels que les effets de peau et de proximité. Dans notre cas, nous négligerons l'effet de ces phénomènes.

Calcul de l'inductance extérieure

A partir du théorème d'Ampère, en exprimant les champs magnétiques h_1 et h_2 créés par les conducteurs (parcourus par le même courant I) au point d'abscisse $O_1M = x$ (figure 1.8), nous pouvons écrire :

$$h_1 = \frac{I}{2\pi x} \quad (1.7)$$

$$h_2 = \frac{I}{2\pi(D-x)} \quad (1.8)$$

Les flux élémentaires $d\varphi_1$ et $d\varphi_2$ dans une section élémentaire de longueur l avec ($l = 1$ m figure 1.7) et de largeur dx s'écrivent :

$$d\varphi_1 = b_1 l dx \quad (1.9)$$

$$d\varphi_2 = b_2 l dx \quad (1.10)$$

avec b_1 et b_2 les inductions magnétiques correspondantes à h_1 et h_2 . Le flux total est donné par :

$$\varphi = \int_r^{D-r} d\varphi_1 + \int_r^{D-r} d\varphi_2 = \frac{\mu_0 I l}{2\pi} \left[\int_r^{D-r} \frac{dx}{x} + \int_r^{D-r} \frac{dx}{D-x} \right] \quad (1.11)$$

soit :

$$\varphi = \frac{\mu_0 I}{\pi} \ln \left(\frac{D-r}{r} \right) l \quad (1.12)$$

L'inductance vaut alors :

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \left(\frac{D-r}{r} \right) l \quad [H] \quad (1.13)$$

Dans le cas où $D \gg r$, la relation (1.14) devient :

$$L \simeq \frac{\mu_0}{\pi} \ln \left(\frac{D}{r} \right) l \quad [H] \quad (1.14)$$

Paramètres du cahier des charges

L'élévation de température au niveau du conducteur (ou de l'écran) du câble est obtenue par effet Joule. Elle dépend de la masse du conducteur et de l'amplitude du courant $I_{max} = I$. Dans le cas d'un échauffement adiabatique, que nous supposons pour l'âme ou pour la gaine conductrice extérieure vu la durée très courte de l'impulsion de courant, on a :

$$\Delta T = \frac{RI^2}{mC_p} t_{on} \quad (1.15)$$

avec $m = M_v S l$, M_v étant la masse volumique du conducteur, S sa section et l sa longueur totale. En remplaçant la résistance R par son expression en fonction de la résistivité ρ , on obtient :

$$\Delta T = \frac{\rho I^2}{M_v C_p S^2} t_{on} \quad (1.16)$$

Le module doit délivrer le courant à l'âme d'un câble de longueur $l = 100 \text{ m}$, posé pour former un aller-retour entre les 2 branches distantes de $D = 1 \text{ m}$. En supposant que l'âme et l'écran sont en aluminium, nous avons :

Paramètre	valeur
Masse volumique M_v ($kg.m^{-3}$)	2700
Résistivité ρ ($10^{-9}\Omega.m^{-1}$)	30
Chaleur massique C_p ($J.kg^{-1}K^{-1}$)	928

TABLEAU 1.1: Caractéristiques de l'âme en aluminium du câble considéré.

Nous nous proposons d'appliquer un courant de 1200 A durant 2 s pour le cas du chauffage transitoire par l'âme centrale et de 800 A durant 3 s pour le cas de l'écran. Ceci correspond à un échauffement de $0,5 \text{ K}$ pour l'âme et de $2,1 \text{ K}$ pour la gaine.

Le tableau 1.2 donne les valeurs que nous avons calculées et utilisées pour dimensionner la source d'énergie adéquate pour cette application, en considérant les deux cas.

Paramètre du câble	cas de l'âme	cas de la gaine
Section S (mm^2)	250	105
Résistance R ($m\Omega$)	12	29
Inductance L (μH)	100	88
Constante de temps τ (ms)	8,4	3
Energie dissipée (kJ)	33,9	55,5
Élévation de température $\Delta T(K)$	0,53	2,14

TABLEAU 1.2: Paramètres utilisés pour le dimensionnement de la source d'énergie pour le module 1200 A (câble à âme en aluminium, de section 250 mm^2).

Afin de pouvoir délivrer l'énergie à l'âme du câble, une source de stockage est nécessaire. Après analyse des possibilité en termes de coût et de performances offertes par les différents éléments disponibles aujourd'hui (batteries, supercondensateurs, inductances supraconductrices), notre choix s'est porté sur une batterie de supercondensateurs. Nous allons détailler ci-après les caractéristiques de ces composants et les raisons qui ont motivé notre choix.

1.3.3 Eléments de stockage d'énergie

1.3.3.1 Composants accumulateurs d'énergie et choix de l'élément approprié à l'application envisagée

Il existe plusieurs composants qui permettent de stocker de l'énergie et de la restituer.

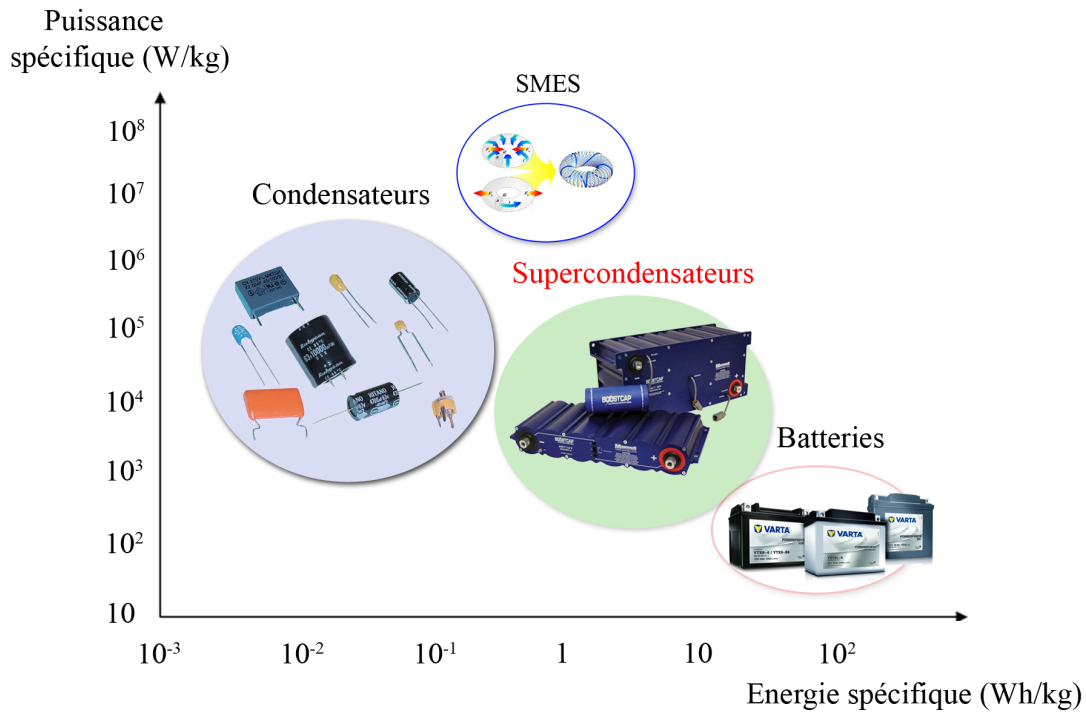


FIGURE 1.9: Comparaison des densités de puissance et d'énergie pour différents éléments de stockage.

On distingue :

- les **accumulateurs (batteries)** : ils sont caractérisés par une forte densité d'énergie et une faible densité de puissance (figure 1.9). Ils peuvent être utilisés avec des constantes de temps dépassant la minute ;
- les **condensateurs classiques** : ils sont connus pour leur forte densité de puissance, mais ont une faible densité d'énergie, et sont généralement utilisés pour des constantes de temps inférieures à quelques centaines de ms ;
- les **condensateurs à double couche (supercondensateurs)** : ils ont des caractéristiques intermédiaires entre les accumulateurs et les condensateurs classiques ;

- **les bobines supraconductrices (SMES¹)** : les SMES sont des sources impulsives de courant. Elles sont donc adaptées pour des applications qui nécessitent un fort courant pendant un temps réduit (inférieur à la seconde). La densité de puissance volumique d'une SMES peut être extrêmement élevée (jusqu'à 100 MW/kg), ce qui en fait un candidat très intéressant pour des sources impulsives de puissance. En contrepartie, la densité d'énergie volumique est relativement faible, de l'ordre du kWh/m^3 [18]. Cette technologie n'est cependant pas tout à fait mature et son coût est élevé, ce qui ne permet pas de la retenir pour une application telle la notre.

D'après le diagramme de la figure 1.9, les condensateurs électrochimiques possèdent une très grande densité de puissance, mais une faible énergie spécifique. Ils sont généralement utilisés pour des constantes de temps inférieures à quelques centaines de ms. Quant aux batteries, elles ont une densité de puissance relativement faible et une énergie spécifique élevée. Elles peuvent être utilisées avec des constantes de temps dépassant la minute. Entre ces deux composants, on trouve les supercondensateurs qui sont utilisés pour le stockage d'énergie avec une constante de temps inférieure à quelques dizaines de secondes.

Le choix le plus intéressant pour notre application est donc le supercondensateur, conçu de manière à obtenir une densité de puissance et d'énergie intermédiaire entre les batteries et les condensateurs électrolytiques classiques. Il a aussi la particularité de restituer l'énergie emmagasinée plus rapidement que les batteries. Sa durée de vie est aussi plus élevée que celle des batteries (environ 10 ans au lieu de 2 ans).

1.3.3.2 Structure et principe de fonctionnement d'un supercondensateur

Le supercondensateur se présente sous la même forme qu'un condensateur électrochimique classique, à la seule différence qu'il ne possède pas de couche diélectrique dans sa partie électrolytique liquide (figure 1.10). L'isolement entre les deux électrodes se fait par l'intermédiaire du solvant contenu dans l'électrolyte. Les supercondensateurs exploitent la double couche liquide qui apparaît dans l'interface électrode/électrolyte pour le stockage de l'énergie, contrairement aux condensateurs classiques qui exploitent la polarisation du diélectrique [19]. Le principe de base des supercondensateurs repose sur la théorie de double couche d'Helmholtz, qui décrit l'accumulation des charges électriques à l'interface entre l'électrolyte (conducteur ionique) et l'électrode

1. Superconducting Magnetic Energy Storage

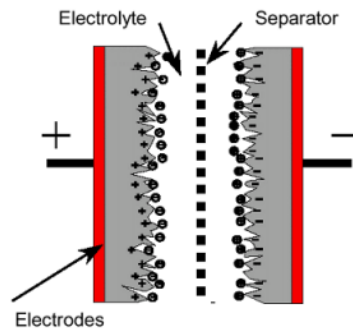


FIGURE 1.10: Structure d'un supercondensateur.

(conducteur électrique de haute surface spécifique). La double couche électrique se développe sur chaque interface électrode-électrolyte, de sorte que l'on peut voir un supercondensateur comme l'association de deux condensateurs en série, l'un à l'électrode positive, l'autre à l'électrode négative. Etant donné que la capacité d'un condensateur est essentiellement déterminée par la géométrie des armatures et par la nature de l'isolant, le condensateur ainsi créé se caractérise par une capacité de valeur très élevée, résultant d'une surface d'interface s très élevée et d'une épaisseur e d'extension de la double couche très faible ($C = \epsilon \frac{s}{e}$). Grâce à l'usage d'un dépôt de charbon actif sur un film en aluminium qui présente des surfaces spécifiques s de quelques milliers de m^2 par gramme, la surface de contact entre électrode et électrolyte est immense, ce qui permet d'obtenir des valeurs de capacité très élevées, allant jusqu'à 3000 F .

1.3.3.3 Caractéristiques principales des supercondensateurs

Pour résumer, les principales caractéristiques d'un supercondensateur sont :

- une durée de vie élevée : la durée de vie en nombre de cycles est mille fois supérieure à celle des batteries ;
- une densité de puissance considérable (10 fois plus grande que celle d'un accumulateur) ;
- un temps de charge faible (quelques secondes à quelques dizaines de secondes) ;
- un rendement élevé (supérieur à 90%).

1.3.3.4 Terminologie

La notion de “Super Capacitor”, introduite par la société NEC Corporation, est traduite ici par le terme “supercondensateur”. Dans la littérature anglo-saxonne, on re-

trouve les termes “Ultracapacitor”, “Double-Layer Capacitor (DLC)”, “Electric double layer capacitor (EDLC)” etc . . . , ainsi que d’autres appellations commerciales, telles que “Power capacitor”, “Boostcap” etc Dans la littérature francophone, on note les dénominations suivantes : “Supercondensateur”, “supercapacités”, “Ultracapacités”, “condensateurs à double couche” etc. Dans la suite de ce mémoire, nous utiliserons les termes “supercondensateur” et “supercapacité”.

1.3.4 Dimensionnement du banc de supercondensateurs utilisé dans le montage

1.3.4.1 Considérations préliminaires

La source de tension du convertisseur doit pouvoir fournir la quantité d’énergie nécessaire pour l’ensemble des composants du montage et pour le chauffage de l’âme ou de la gaine du câble. Son dimensionnement doit donc tenir compte de :

- l’énergie nécessaire pour l’établissement du courant, que l’on note E_r , et qui dépend de la valeur de l’inductance L de la charge ;
- l’énergie nécessaire pour le maintien de ce courant pendant la durée de l’impulsion (t_{on}). Cette dernière est notée E_{on} et dépend essentiellement de la résistance R de la charge, de l’amplitude du courant et de la durée de l’impulsion.

Considérons le schéma simplifié de la figure 1.11, où l’on représente le convertisseur DC/DC comme une boîte noire, sans tenir compte des différentes sources de pertes et de l’effet de la fréquence de découpage.

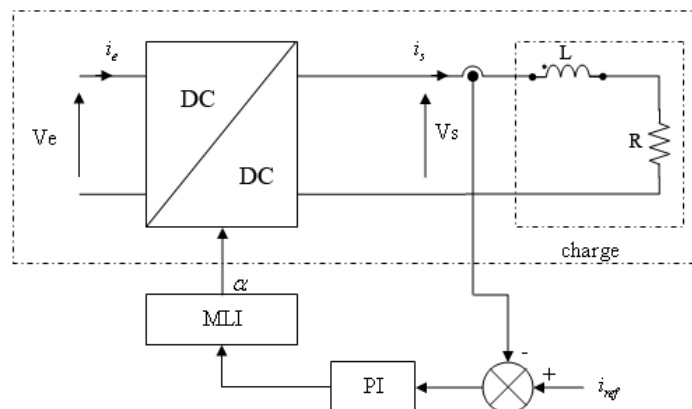


FIGURE 1.11: Modèle simplifié du convertisseur avec régulation de courant.

Les relations fondamentales entre les grandeurs d'entrées et les grandeurs de sortie sont :

$$V_S(t) = \alpha V_e(t) \quad (1.17)$$

$$I_e(t) = \alpha I_s(t) \quad (1.18)$$

En nous basant sur les chronogrammes de la figure 1.12, nous nous proposons de déterminer les paramètres de dimensionnement du banc de supercondensateurs qui sont la tension $V_e = V_{SC}$ et la valeur totale de la capacité C , tout en tenant compte du courant qu'il peut fournir. Le choix de ces paramètres doit tenir compte du fait que la forme du courant est imposée. Il faut noter que, comme la constante de temps de la charge est très grande, on se propose d'imposer une montée du courant beaucoup plus rapide que cette constante de temps. Nous allons voir que la valeur minimale de la tension des supercondensateurs V_{SC} dépend de ce temps de montée t_r .

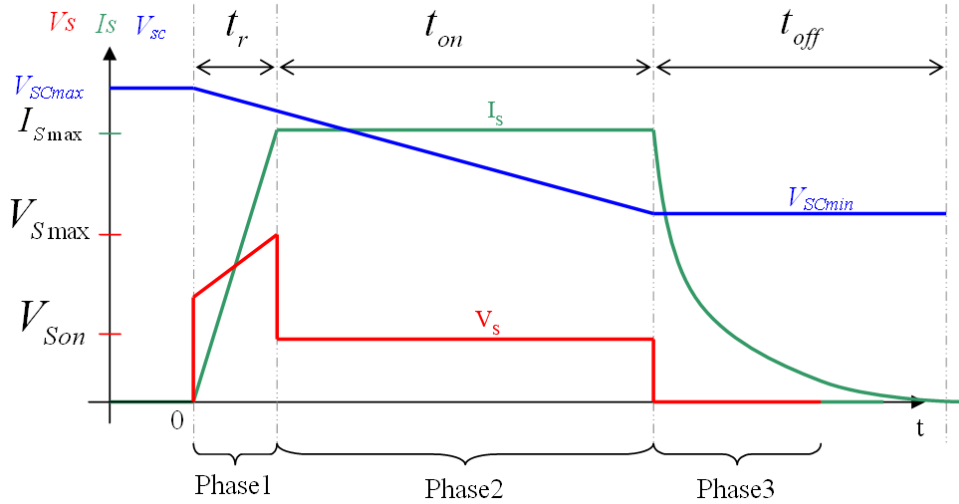


FIGURE 1.12: Chronogrammes utilisés pour le dimensionnement du banc de supercondensateurs.

D'après les chronogrammes de la figure 1.12, on voit bien que la tension de sortie présente un maximum à $t = t_r$. Sachant que la tension aux bornes des supercondensateurs décroît de sa valeur V_{SCmax} à une valeur notée V_{SCmin} , et pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur (même dans le pire cas où $\alpha = 1$), il faut que V_{SCmax} soit supérieure à V_{Smax} et que V_{SCmin} soit supérieure à la tension de maintien V_{Son} .

La tension aux bornes de la charge s'écrit :

$$V_S(t) = L \frac{dI_S(t)}{dt} + RI_S(t) \quad (1.19)$$

Durant la phase 1, le courant croit linéairement en fonction du temps :

$$I_S(t) = \frac{I_{max}}{t_r} t \quad (1.20)$$

$$V_S(0) = L \frac{dI_S(t)}{dt} = L \frac{I_{Smax}}{t_r} \quad (1.21)$$

$$V_S(t_r) = L \frac{I_{max}}{t_r} + RI_{Smax} \quad (1.22)$$

L'expression du maximum de la tension de sortie est alors :

$$V_{Smax} = RI_{Smax} \left(1 + \frac{\tau}{t_r} \right) \quad (1.23)$$

avec $\tau = \frac{L}{R}$ la constante de temps de la charge (tableau 1.2).

En traçant l'expression (1.23) en fonction du temps de montée pour les deux cas (âme et gaine), on détermine un point de fonctionnement (figure 1.13). Pour imposer un temps de montée au moins égal à 5 ms, nous avons ainsi besoin d'un banc de supercondensateurs d'une tension au moins égale à 40 V.

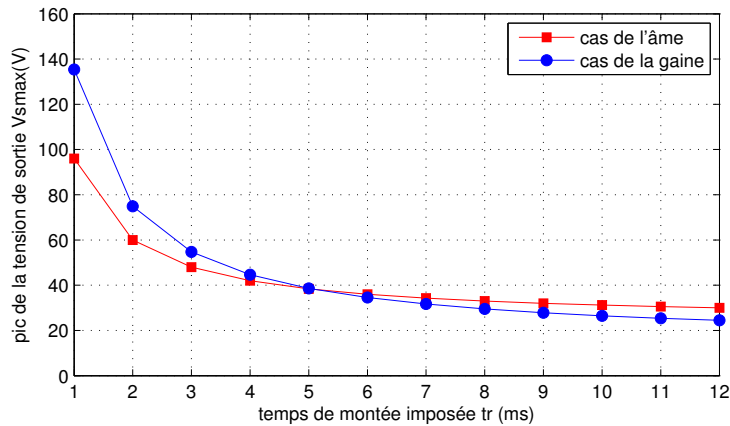


FIGURE 1.13: Détermination du point de fonctionnement en fonction de la valeur maximale de la tension de sortie du convertisseur et du temps de montée imposé.

1.3.4.2 Mise en équation

En considérant les chronogrammes de la figure 1.12, et en considérant les phases 1 et 2, le banc de supercapacités doit fournir au minimum une énergie totale $E_r + E_{on}$ pour garantir la montée et le maintien du courant pendant la durée de l'impulsion. Dans ce cas, la valeur minimale de la capacité équivalente à utiliser peut être déterminée par :

$$C_{min} = \frac{2(E_{on} + E_r)}{V_{SCmax}^2 - V_{SCmin}^2} \quad (1.24)$$

où

$$E_{on} = \left((V_{Son} + \Delta V) I_s + ESR.(\alpha I_s)^2 \right) t_{on} \quad (1.25)$$

avec ESR la résistance série équivalente totale du supercondensateur, ΔV la chute de tension induite par l'ensemble des conducteurs et des résistances de contact, α le rapport cyclique, et t_{on} le temps de conduction (durée de l'impulsion de courant).

$$E_r = \frac{1}{2} L I_s^2 \quad (1.26)$$

Il en résulte :

$$C_{min} = \frac{2}{V_{SCmax}^2 - V_{SCmin}^2} \left(\left((V_{Son} + \Delta V) I_s + ESR.(\alpha I_s)^2 \right) t_{on} + \frac{1}{2} L I_s^2 \right) \quad (1.27)$$

Pour dimensionner la source d'énergie en fonction des paramètres du câble, des contraintes liées à l'établissement du courant dans un temps de montée imposé et des contraintes liées au maintien du courant pendant la durée de l'impulsion (énergie nécessaire pour la montée du courant E_r et énergie de maintien E_{on}), nous utilisons l'expression (1.27). Nous pouvons ainsi déterminer les caractéristiques de la source et notamment la tension, l'énergie, le volume, le poids et le coût. On détermine le nombre exact de supercapacités de type MAXWELL BCAP3000 (3000 F – 2,7 V) à utiliser pour réaliser la source de tension et d'énergie nécessaire.

Les modules BCAP3000 ont été choisis pour leurs performances, les plus élevées existant sur le marché (figure 1.14). Pour déterminer les caractéristiques nécessaires pour les supercondensateurs, nous avons développé un outil de calcul basé sur les équations définies au début de ce chapitre et l'algorithme défini dans la figure 1.16. L'interface de cet outil est présenté dans la figure 1.15.



Poids : 400g
 Diamètre : 67 mm
 Hauteur : 138 mm
 Densité d'énergie : 5.96Wh/kg
 Densité de puissance : 14800W/kg
 Courant max en 1s : 2165A
 ESR : 0.3mΩ
 Prix unitaire : 87€
 Temps de charge : environ 5s

FIGURE 1.14: Caractéristiques du supercondensateur 3000 F, 2,7 V- BCAP3000 P270.

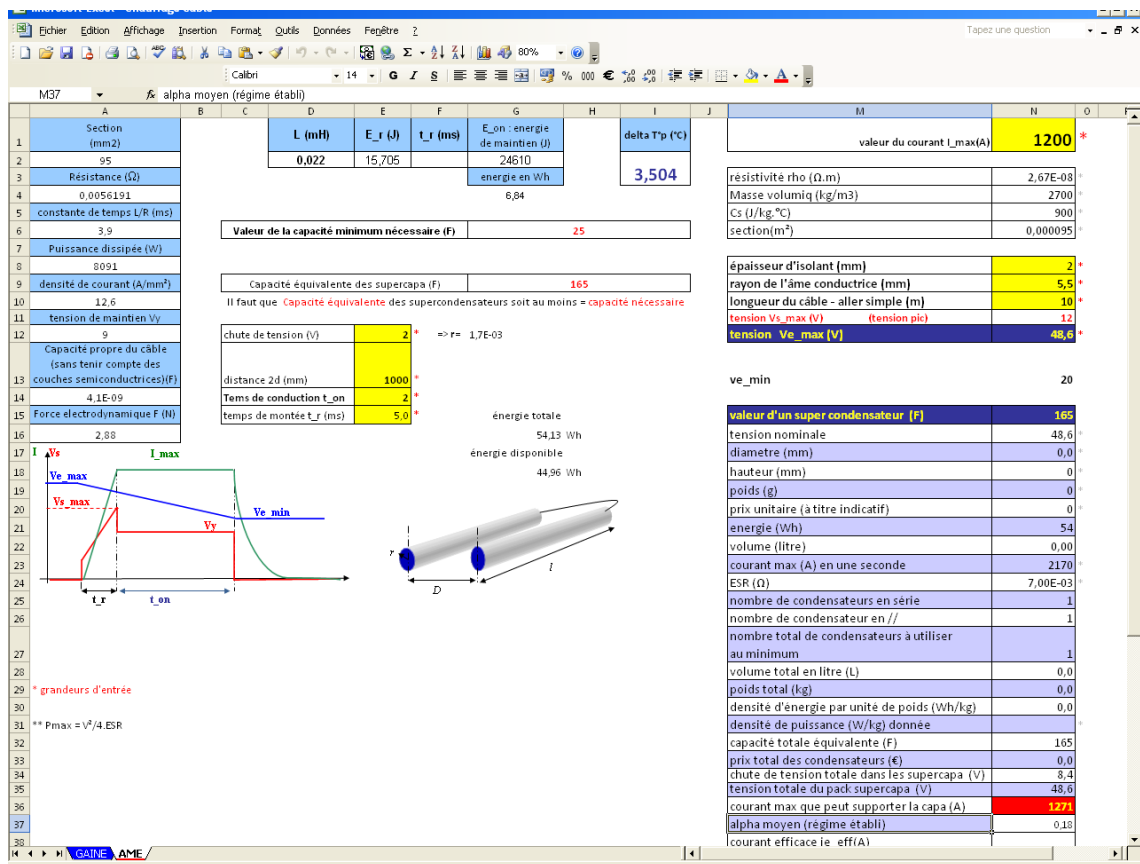


FIGURE 1.15: Interface de l'outil de calcul mis en place pour le dimensionnement de la source d'énergie.

Prise en compte de la résistance des contacts dans le bilan d'énergie. Nous avons essayé de prendre en considération tous les paramètres du montage, notamment l'effet des résistances de contact. En effet, la moindre résistance peut engendrer une augmentation de la consommation totale d'énergie. Des mauvaises connexions (soudure mal faite et/ou connexion par vis et écrou) peuvent favoriser l'augmentation de la

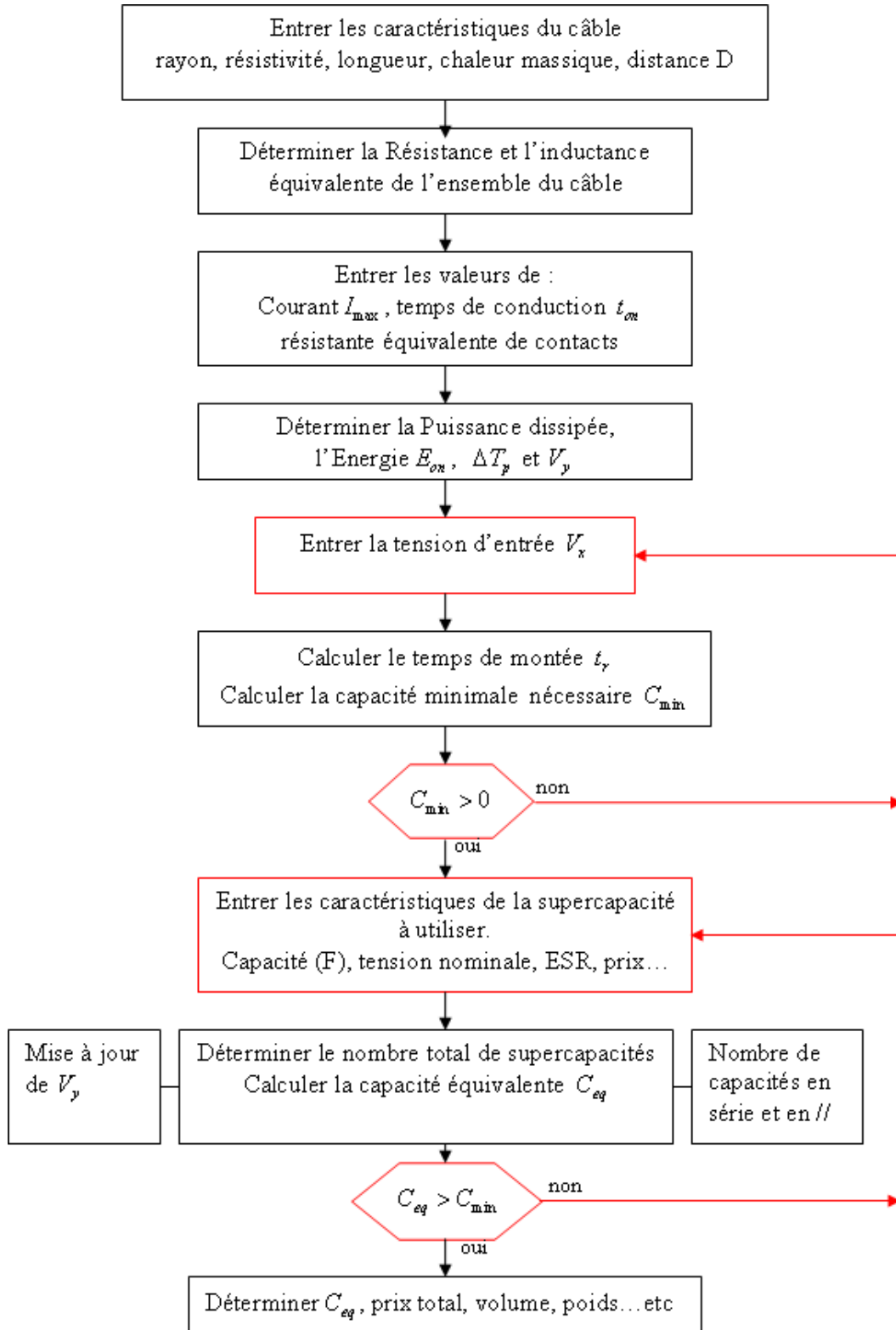


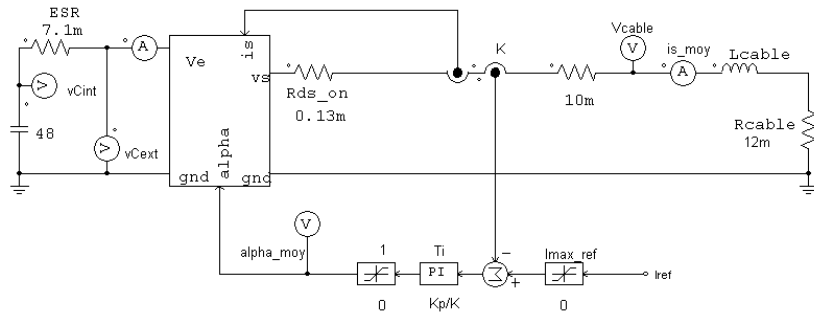
FIGURE 1.16: Algorithme de dimensionnement de la source d'énergie.

résistance totale de contact, ce qui nécessiterait un surdimensionnement de la source. Nous allons voir plus loin (4) que le plus grand soin a été pris pour minimiser les pertes d'énergie dues aux contacts dans la conception et la réalisation du convertisseur.

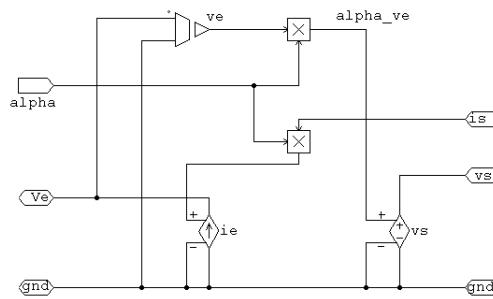
1.3.5 Validation du bilan d'énergie par simulation

1.3.5.1 Modèle simplifié du convertisseur

Afin de valider le principe de fonctionnement du système (convertisseur DC/DC plus source d'énergie), notamment l'utilisation du banc de supercondensateurs, nous avons considéré un modèle simple de l'ensemble (figure 1.17(a)). Le banc de supercondensateurs est représenté par son schéma équivalent (condensateur de valeur C et de résistance série ESR). Le convertisseur DC/DC est représenté par son schéma équivalent (modèle simplifié illustré dans la figure 1.17(b)), dont le fonctionnement est décrit par les expressions (1.17) et (1.18(b)). L'ensemble des conducteurs et des résistances de contacts est modélisé par une résistance équivalente de $10\text{ m}\Omega$. Pour imposer la forme du courant, nous utilisons une boucle de régulation basée sur un correcteur Proportionnel Intégral.



(a)



(b)

FIGURE 1.17: (a) Schéma de simulation et (b) modèle simplifié du convertisseur.

Les paramètres de simulation sont les mêmes que ceux définis dans le tableau 1.2 et nous avons choisi un temps de montée $t_r = 5ms$. D'après les calculs présentés dans la section précédente, la source de tension et d'énergie est constituée d'un banc de supercapacités $48 V - 165 F$, d'énergie totale $190 kJ$. Les résultats de la simulation

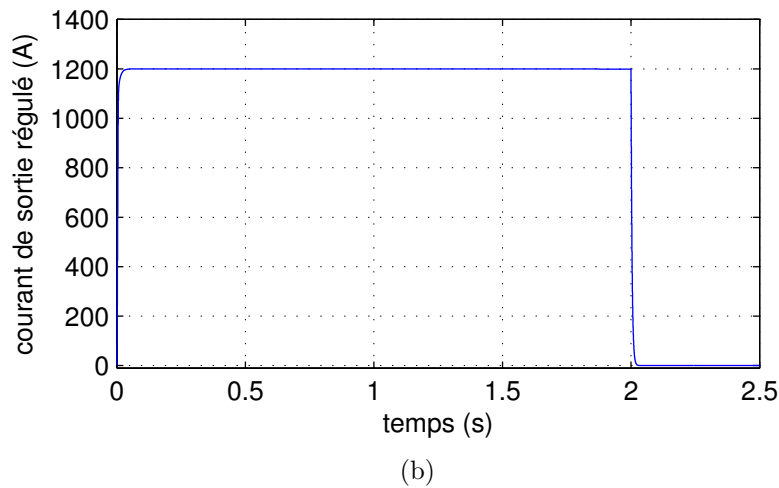
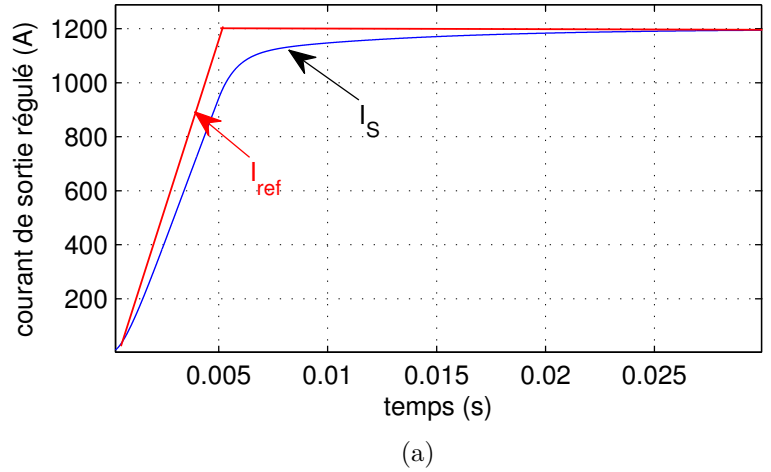


FIGURE 1.18: Courant de sortie du convertisseur : (a) mise en évidence de la montée du courant en régime transitoire, et (b) mise en évidence du maintien du courant pendant la durée de l'impulsion, ici égale à 2 s.

(figures 1.18(a) et 1.18(b)) montrent que l'on arrive bien à imposer une montée de courant indépendamment de la constante de temps de la charge, et que le courant est bien maintenu à la valeur de 1200 A pendant la durée de l'impulsion. On peut identifier, dans la courbe de la figure 1.20, le maximum de la tension de sortie (tension aux bornes du conducteur du câble) V_S au moment de l'établissement du courant.

La figure 1.19 montre les formes d'ondes de la tension $V_{C_{ext}}(t)$ aux bornes de la

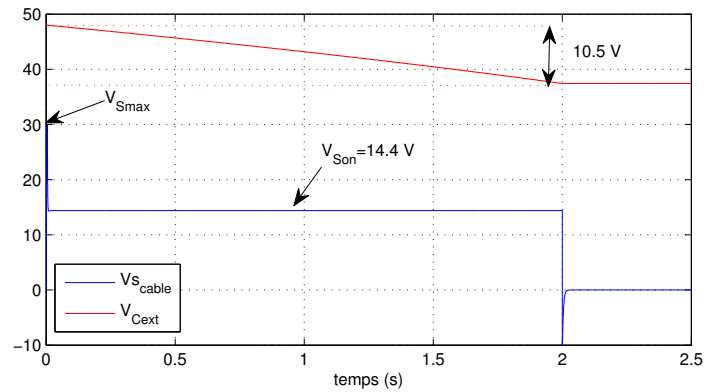


FIGURE 1.19: Relevé de la tension de sortie et de la tension aux bornes des supercondensateurs.

capacité et de $V_{Scable}(t)$ tension aux bornes de la charge, qui est maintenue constante tant que l'on dispose de l'énergie nécessaire. Dans cette simulation, est prise en compte la résistance équivalente de l'ensemble des conducteurs et des résistances de contact (résistance de $10\text{ m}\Omega$, en série avec la charge (figure 1.17(a))). L'énergie dissipée dans cet ensemble est considérable car sa résistance est du même ordre de grandeur que celle de la charge. La décroissance de la tension V_{Cext} correspond à la décharge des supercapacités. La boucle de régulation asservit la tension de sortie à la tension de maintien V_{Son} indépendamment de la décroissance de v_{Cext} , afin de maintenir le courant à 1200 A durant les 2 s correspondant à la durée totale souhaitée.

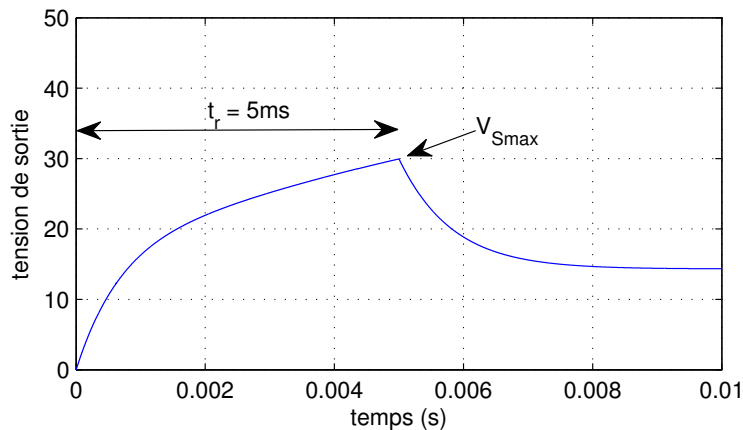


FIGURE 1.20: Zoom sur la tension de sortie du convertisseur.

1.3.5.2 Validation des formes d'ondes : synthèse

Dans la section précédente, nous avons présenté la méthode de dimensionnement de la source d'énergie. La routine de calcul basée sur l'algorithme présenté dans le logigramme de la figure 1.16 a permis de déterminer les paramètres de la source composée de supercapacités. Ces calculs montrent qu'en utilisant les paramètres du cahier des charges, la source nécessite 18 supercondensateurs de type MAXWELL BCAP3000 P270 K05 ($3000 F - 2,7 V$) en série. Le modèle équivalent de la source est un banc de supercondensateurs de $165 F - 48,6 V$ avec une résistance série de $7 m\Omega$. Il s'agit de transférer l'énergie de la source vers la charge en contrôlant la durée et l'amplitude du courant, tout en considérant, dans un premier temps, le convertisseur comme un système basse tension et fort courant défini par les équations (1.17) et (1.18(b)). Les formes d'ondes obtenues correspondent à celles que nous nous sommes fixées au départ (figure 1.12). Le principe de l'application est donc validé.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte de ce travail de thèse a été décrit. Il s'agit de la conception d'un banc de tests diélectriques pour câbles HVDC, à savoir la mesure des charges d'espace présentes dans l'isolant du câble. Après avoir énuméré quelques méthodes de mesure présentées dans la littérature, nous avons présenté la méthode de l'onde thermique.

Nous avons vu que dans le cas des câbles à forte section, l'échelon de température peut être obtenu par effet Joule, en injectant un courant dans l'âme conductrice du câble. Une méthode utilisant un courant alternatif a été présentée. Nous avons vu que cette méthode n'est pas adaptée à l'étude de grandes longueurs de câble, en raison de son coût présumé et de son encombrement. Nous avons donc proposé une méthode permettant de produire l'échelon thermique grâce à un fort courant continu délivré par un convertisseur DC/DC, qui sera alimenté par un banc de supercondensateurs. L'ensemble doit fonctionner comme une source de courant régulée. L'assemblage de plusieurs modules élémentaires devrait permettre d'obtenir des courants permettant la caractérisation de câbles de très forte section (supérieure à $1000 mm^2$).

A partir des paramètres des câbles à tester et des formes d'ondes que l'on se propose d'obtenir, un cahier des charges pour le design d'un module élémentaire a été établi et validé par simulation. Nous avons ainsi pu définir les caractéristiques de ce

module élémentaire : hacheur abaisseur $48\text{ V} - 24\text{ V}$, 30 kW , alimenté par un banc de supercondensateurs.

L'étape suivante porte sur la définition de la meilleure topologie pour ce convertisseur en termes de volume, d'efficacité et de robustesse. C'est la question à laquelle nous allons répondre après avoir fait l'état de l'art des convertisseurs parallèles, qui fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 2

Convertisseurs parallèles entrelacés : état de l'art

Sommaire

2.1	Introduction	39
2.2	Les convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés	39
2.2.1	Des convertisseurs monocellulaires aux convertisseurs multicellulaires	40
2.2.2	Topologie et principe des convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés	41
2.3	Les structures multicellulaires parallèles à phases couplées	45
2.3.1	Principe des coupleurs magnétiques : application aux convertisseurs parallèles entrelacés	46
2.3.1.1	Principe du coupleur : modèle à inductances mutuelles	46
2.3.1.2	Principe du coupleur : modèle à réluctances	53
2.3.1.3	Synthèse	55
2.4	Applications des convertisseurs entrelacés à phases couplées	56
2.4.1	Notion de transformateur intercellule	56
2.4.1.1	Transformateur monolithique	56
2.4.1.2	ICT à transformateurs séparés	57
2.4.2	Quelques applications des ICTs	58
2.4.2.1	Applications faible puissance	58
2.4.2.2	Applications moyenne puissance	59

2.4.2.3	Application forte puissance	60
2.5	Conclusion	60

2.1 Introduction

Connues depuis quelques années, les structures multicellulaires voient leur champ d'application s'élargir au fil du temps. Elles sont classiquement utilisées dans des applications basse tension et fort courant, tels que les réseaux de puissance automobile et les VRM (Voltage Regulator Module) qui alimentent les microprocesseurs de nouvelle génération. La mise en parallèle de cellules de commutation, contrairement aux structures classiques, permet :

- d'atteindre des puissances importantes,
- d'utiliser des composants de faible calibre et donc de réduire le coût total de fabrication,
- d'améliorer les formes d'ondes aussi bien en entrée qu'en sortie du convertisseur.

Dans ce chapitre, nous présenterons le principe des convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés ainsi que leurs avantages. Ensuite nous présenterons leurs inconvénients, qui résultent de l'utilisation d'inductances de liaison indépendantes dans les différentes phases. Nous détaillerons le couplage magnétique des phases, qui est la solution adoptée dans la littérature pour surmonter les inconvénients liés à l'utilisation des inductances indépendantes. La notion de transformateur intercellule (ICT) va être abordée et nous présenterons quelques applications des convertisseurs multicellulaires couplés avec des ICTs en partant des applications de faibles puissances jusqu'aux structures de fortes puissances.

2.2 Les convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés

Pour mieux comprendre le principe, nous allons nous intéresser aux convertisseurs de type buck. Nous prenons l'exemple d'un convertisseur basse tension et fort courant (hacheur série) de type VRM avec une seule cellule de commutation. Nous présenterons ses limites ainsi que la solution adoptée pour les surmonter.

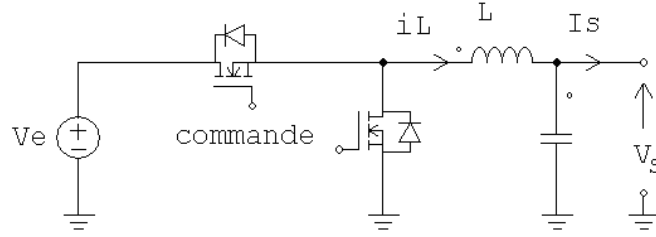


FIGURE 2.1: Structure simplifié d'un VRM monocellulaire

2.2.1 Des convertisseurs monocellulaires aux convertisseurs multicellulaires

Un VRM est un système d'alimentation de microprocesseur permettant de délivrer une tension bien spécifique. C'est un convertisseur DC/DC de type Buck (figure 2.1), avec une tension d'entrée de quelques volts et un courant de quelques dizaines d'ampères. Un exemple pratique d'utilisation d'un VRM monocellulaire est le système d'alimentation des microprocesseurs Pentium II (2,8V/10A).

En régime permanent, on montre que l'ondulation dans l'inductance de liaison et l'ondulation de tension dans le condensateur sont données respectivement par :

$$\Delta I_L = \frac{V_e(1 - \alpha)\alpha}{L \cdot f_{dec}} \quad (2.1)$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8C_s f_{dec}} = \frac{V_e(1 - \alpha)\alpha}{8LC(f_{dec})^2} \quad (2.2)$$

avec V_e la tension d'entrée, L l'inductance de filtrage, α le rapport cyclique et f_{dec} la fréquence de découpage.

L'ondulation de courant dans l'inductance est maximale pour $\alpha = 0,5$:

$$\Delta I_{L_{max}} = \frac{V_e}{4Lf_{dec}} \quad (2.3)$$

A partir de l'expression de l'ondulation de tension définie dans la relation (2.2), on détermine la valeur minimale du condensateur de sortie C_s qu'il faudrait utiliser par :

$$C_{S_{min}} = \frac{\Delta I_L}{8\Delta V_s f_{dec}} = \frac{V_e(1 - \alpha)\alpha}{8\Delta V_s L f_{dec}^2} \quad (2.4)$$

Le dimensionnement des éléments de filtrage des VRMs (inductance et condensateur) tient compte de l'analyse en régime établi. Pour diminuer les ondulations de cou-

rant et de tension, une valeur élevée de l'inductance est nécessaire d'après les relations (2.1) et (2.4). On peut songer à augmenter la fréquence de découpage pour réduire les ondulations du courant dans l'inductance mais cela augmenterait les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance. En régime transitoire, pour éviter le dépassement du maximum de la tension de sortie, la valeur de la capacité peut être minimisée en choisissant une faible valeur de l'inductance de liaison. Dans [20], il a été montré que la valeur minimale de la capacité de sortie pour maintenir la tension de sortie V_s dans une fourchette peut être calculée en se basant sur l'équation suivante :

$$C_{S_{min}} = \frac{1}{2} \frac{L \cdot I_s^2}{V_s \cdot \Delta V_{st}} \quad (2.5)$$

avec ΔV_{st} la variation de la tension de sortie en régime transitoire.

Le dimensionnement des VRMs ne tient pas compte seulement de l'ondulation du courant dans l'inductance et de l'ondulation de la tension de sortie, mais résulte d'un compromis entre le rendement en régime permanent et la dynamique en régime transitoire [21][22]. Ainsi, une solution plus judicieuse pour surmonter ces compromis est l'utilisation de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés [23][24][25].

2.2.2 Topologie et principe des convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés

Un convertisseur multicellulaire parallèle (MCP) est le résultat de la mise en parallèle de q convertisseurs identiques, interconnectés par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, communément appelées inductances de liaison (figure 2.2). Le courant de sortie i_s est donc la somme des q courants de chaque phase ou cellule. Si les inductances de liaisons sont toutes identiques ($L_1 = L_2 = \dots = L_q = L$), le courant moyen dans chaque phase noté I_{ph} est donné par :

$$I_{ph} = \frac{I_s}{q} \quad (2.6)$$

Le schéma de la figure 2.2 est un exemple de convertisseur multicellulaire parallèle entrelacé à q phases. Les tensions délivrées par les q cellules de commutation sont des tensions carrées de niveaux 0 et $+V_e$, déphasées de $2\pi/q$. Ce système de tensions est obtenu grâce à la commande par entrelacement. En effet, les ordres de commande des différentes phases ont le même rapport cyclique α et deux phases adjacentes ont des

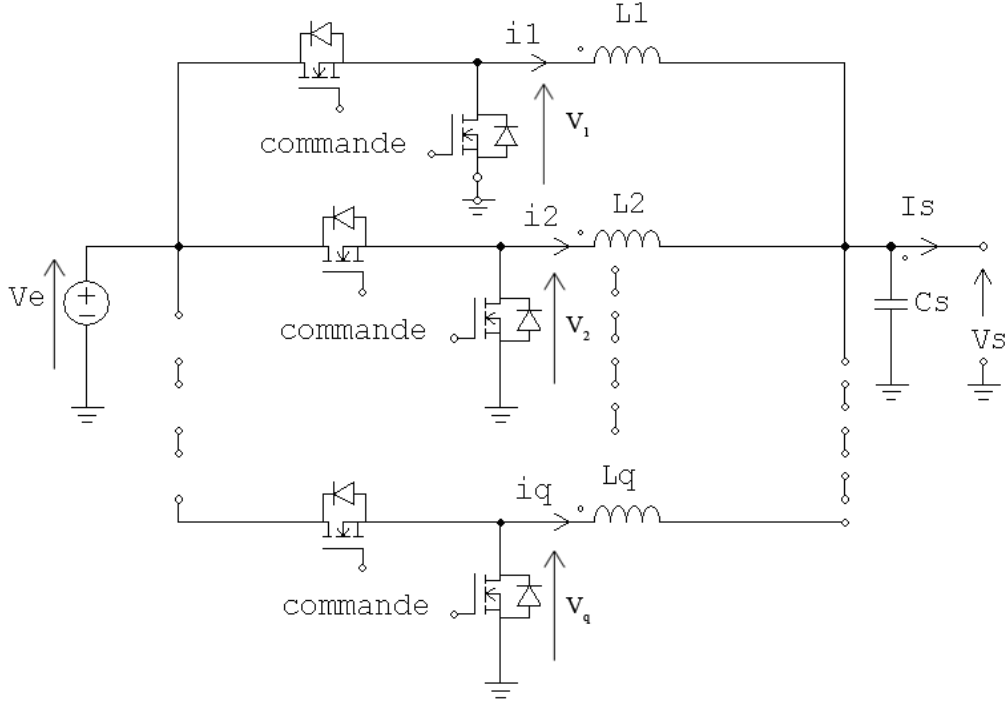


FIGURE 2.2: Exemple de convertisseur multicellulaire parallèle

ordres de commandes déphasés de $2\pi/q$. Ce type de commande permet de réduire les ondulations du courant de sortie d'un facteur q .

Le courant dans chaque phase présente la même ondulation que dans une structure classique de hacheur série monocellulaire. Nous avons vu que cette ondulation est donnée par :

$$\Delta I_{ph} = \Delta I_L = \frac{V_e(1 - \alpha)\alpha}{L \cdot f_{dec}} \quad (2.7)$$

Les ondulations du courant de sortie sont données en fonction d'un rapport cyclique relatif $\alpha' = q\alpha \text{ modulo } 1$.

$$\Delta I_s = \frac{\alpha'(1 - \alpha')V_e}{qL f_{dec}} \quad (2.8)$$

Dans ce cas, l'ondulation maximale du courant de sortie est donnée par :

$$\Delta I_s = \frac{V_e}{4qL f_{dec}} \quad (2.9)$$

obtenue pour $\alpha = 1/2q, 3/2q, 5/2q, \dots, (2q - 1)/2q$ [26]. On définit ainsi l'effet d'entrelacement par le rapport :

$$\frac{\Delta I_s}{\Delta I_{L_{max}}} = \frac{\alpha'(1 - \alpha')}{q^2} \quad (2.10)$$

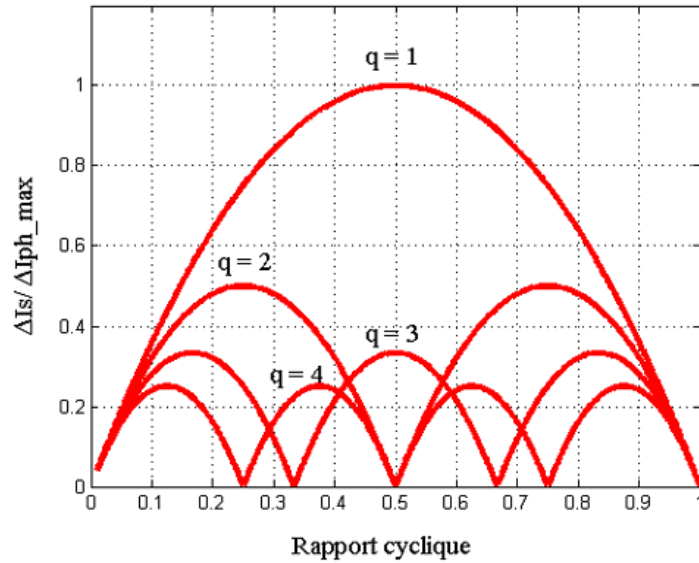


FIGURE 2.3: Effet de l'entrelacement sur le courant de sortie [27]

Nous remarquons que, dans le tracé de l'équation (2.10) en fonction du rapport cyclique (figure 2.3), l'augmentation du nombre de cellules en parallèle entraîne une réduction des ondulations. Il faut aussi noter que l'entrelacement des courants de phase permet d'annuler l'ondulation du courant de sortie pour certaines valeurs particulières du rapport cyclique, suivant le nombre de cellules. Il existe $q - 1$ valeurs du rapport cyclique pour lesquelles l'ondulation du courant de sortie s'annule.

Un autre avantage est l'augmentation de la fréquence apparente de l'ondulation du courant de sortie, qui permet de réduire la capacité de filtrage. Avec une fréquence q fois plus grande, la capacité de sortie peut être q fois plus petite.

Bien que ces structures permettent de diminuer les ondulations du courant de sortie, elles présentent deux inconvénients majeurs :

1) Le problème de l'équilibrage des courants des phases

Théoriquement, les inductances de liaison sont toutes identiques et les différentes commandes des interrupteurs de puissances sont à rapport cyclique parfaitement identique. Dans la pratique, ce n'est pas toujours le cas, les signaux de commande PWM pouvant avoir des rapports cycliques légèrement différents. Il y a aussi l'imperfection due aux composants actifs (résistances en conduction différentes, seuils de conduction différents) ou passifs (résistances différentes des bobinages), qui engendre un

déséquilibre des courants. Ce déséquilibre peut se traduire par des pertes accrues par la saturation des matériaux magnétiques. De manière générale, une boucle de correction de rapport cyclique sur chaque phase est utilisée. La boucle de régulation consiste à capter chacun des courants de phase, les comparer à leur valeur moyenne et à partir de l'erreur obtenue, générer une correction de rapport cyclique pour annuler l'erreur, donc le déséquilibre. Cette approche classique nécessite autant de boucles qu'il y a de phases en parallèle. Dans [28], après avoir fait une étude bibliographique sur les méthodes existantes, l'auteur propose une solution basée sur une commande adaptée pour faire le rééquilibrage des courants en utilisant un seul capteur.

2) le problème lié à un parallélisme important

Les ondulations dans les phases croissent très rapidement avec le nombre de phases en parallèle. Il a été montré dans [29] que, pour une ondulation de 10% sur le courant de sortie, l'ondulation relative des courants de phases est de 90% dans le cas d'un convertisseur à trois cellules. Les fortes ondulations de courant dans les phases entraînent une augmentation des pertes en conduction dans les interrupteurs. Elles engendrent également une augmentation des pertes cuivre haute fréquence dans les bobinages des inductances de liaison. Les pertes par conduction sont proportionnelles aux grandeurs suivantes :

$$P_{cond} \propto R_{DSon} \left(\left(\frac{I_s}{q} \right)^2 + \frac{\Delta I_{ph}^2}{12} \right) \quad (2.11)$$

avec R_{DSon} résistance à l'état passant de l'interrupteur de puissance, I_s courant de sortie et ΔI_{ph} ondulation du courant de phase. Ceci a une conséquence directe sur le dimensionnement des inductances : plus on augmente le nombre de cellules en parallèle, plus le volume des inductances augmente. Ce raisonnement est basé sur le dimensionnement par le produit des aires, tout en tenant compte de la saturation du matériau magnétique et de l'élévation de température causée par les pertes [27][30][31]. Toutefois, il a été montré qu'il existe un nombre de phases qui optimise le volume total des composants magnétiques (figure 2.4).

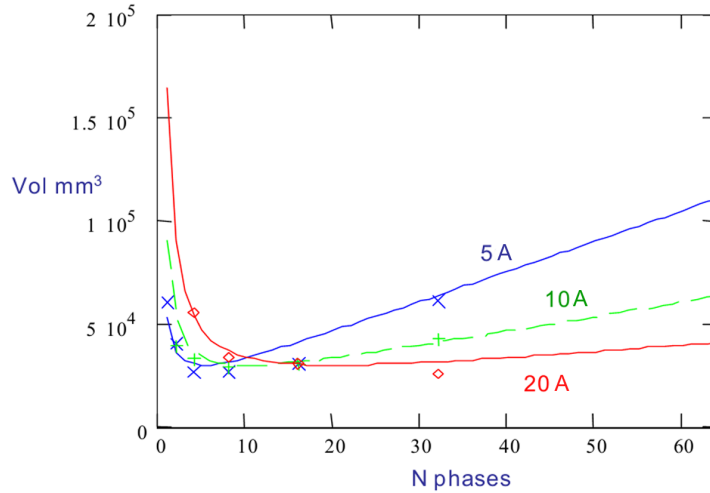


FIGURE 2.4: Volume des composants magnétiques en fonction du nombre de phases pour différentes valeurs de l'ondulation de courant [30].

Dans la suite de ce travail, nous allons nous intéresser plutôt à ce deuxième point faible, qui est lié à l'augmentation des ondulations des courants de phase. Pour remédier à ce problème, l'utilisation des inductances couplées s'avère indispensable. Le premier point faible peut être résolu par le biais d'une commande adaptée, qui corrigera le rapport cyclique de chaque phase pour rétablir l'équilibre.

2.3 Les structures multicellulaires parallèles à phases couplées

Nous allons voir que le couplage magnétique est une solution efficace par rapport aux structures multicellulaires parallèles à inductances séparées pour, d'une part, réduire les ondulations des courants de phase, et d'autre part améliorer la dynamique, le volume et le poids du convertisseur.

La figure 2.5 compare les formes d'ondes des courants de phases et du courant de sortie dans le cas d'un convertisseur entrelacé à inductances séparées d'une part, et avec coupleur d'autre part. Il apparaît qu'à courant de sortie identique, l'utilisation du coupleur améliore les formes d'ondes des courants de phases. La fréquence apparente des ondulations est multipliée par le nombre de phases q (ici $q = 3$), et l'amplitude des ondulations est divisée par q^2 (division par neuf dans cet exemple). Dans la suite de ce chapitre, nous allons expliquer en détail le principe de fonctionnement du coupleur

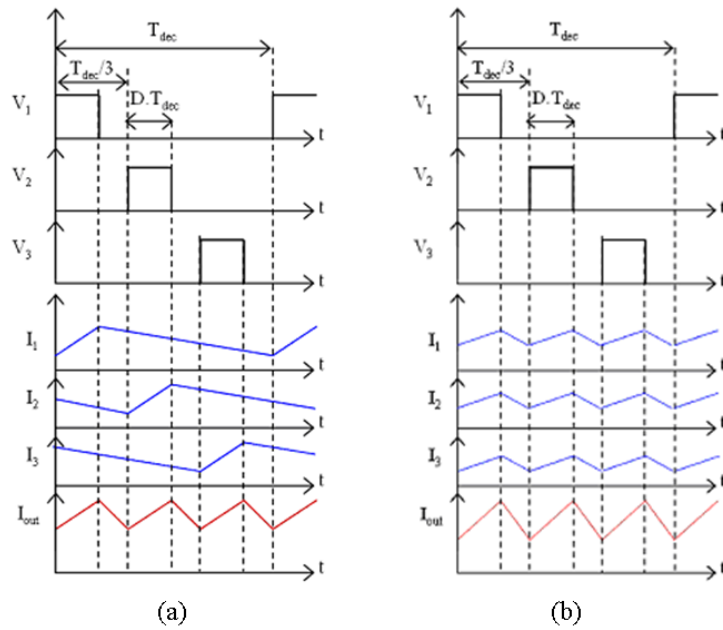


FIGURE 2.5: Formes d'ondes des courants dans un MCP (a) à inductances, (b) à phases couplées : cas d'un convertisseur triphasé [20].

magnétique dans le cas des convertisseurs multicellulaires parallèles.

2.3.1 Principe des coupleurs magnétiques : application aux convertisseurs parallèles entrelacés

Dans cette section, nous allons présenter le principe des coupleurs magnétiques en utilisant deux approches différentes. Premièrement, nous présenterons les avantages du couplage en utilisant les inductances mutuelles, puis nous illustrerons la notion de coupleur en utilisant le modèle électrique équivalent avec les réductances.

2.3.1.1 Principe du coupleur : modèle à inductances mutuelles

Le couplage magnétique de deux ou plusieurs circuits peut être modélisé en faisant apparaître des inductances mutuelles. Il existe deux façons de coupler les circuits : le couplage direct et le couplage inverse. Dans [32][33][34][35][36][37], la notion de coupleur a été étudiée et présentée comme une solution pour optimiser le fonctionnement et le dimensionnement des convertisseurs entrelacés. Dans [38], les deux modes de couplages sont étudiés, et il a été montré que le couplage direct permet de minimiser les ondulations du courant de sortie, mais ne favorise ni la minimisation des courants

de phases, ni la réduction du volume des composants magnétiques. En revanche, le couplage inverse est mieux adapté pour des applications où l'on veut réduire aussi bien les ondulations des courants que le volume des composants magnétiques, sans pour autant dégrader la qualité du courant de sortie (forme du signal et taux d'ondulation). Dans la suite, nous ne traiterons que le cas du couplage inverse, qui correspond à notre cas de figure.

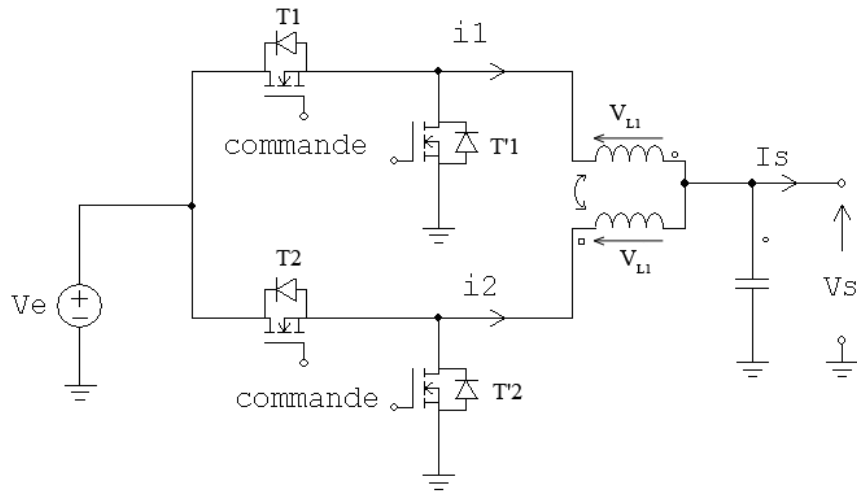


FIGURE 2.6: Convertisseur à deux phases à inductances couplées

Pour expliquer le couplage, nous considérons le modèle simple avec deux cellules de commutation de type Buck présenté dans la figure 2.6. Notre objectif est de montrer par une approche analytique que le couplage magnétique permet :

- d'améliorer la dynamique du convertisseur (l'inductance équivalente doit alors être faible en régime transitoire) ;
- de diminuer les ondulations des courants de phases en régime établi (l'inductance équivalente doit alors être relativement grande en régime établi).

On considère le schéma du convertisseur à deux cellules de la figure 2.6, où L_1 et L_2 sont respectivement les inductances de liaison de la cellule 1 et de la cellule 2. Les deux inductances sont couplées en inverse. Pour simplifier les calculs, nous négligerons les résistances internes des enroulement des bobinages de L_1 et L_2 . En notant M l'inductance mutuelle (avec $M < 0$), nous pouvons écrire les équations

suivantes :

$$v_{L_1} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (2.12)$$

$$v_{L_2} = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (2.13)$$

En considérant que $L_1 = L_2 = L$ on peut écrire :

$$\begin{pmatrix} v_{L_1} \\ v_{L_2} \end{pmatrix} = L \begin{pmatrix} 1 & \frac{M}{L} \\ \frac{M}{L} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} = L_{coupl} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Si on note par $k_c = \frac{M}{L}$ le coefficient de couplage, la matrice d'inductance du coupleur peut être écrite sous la forme suivante :

$$L_{coupl} = L \begin{pmatrix} 1 & k_c \\ k_c & 1 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Détermination des inductances équivalentes

On souhaite déterminer l'inductance équivalente L_{eq} telle que :

$$v_{L_1} = L_{eq} \frac{di_1}{dt} \quad (2.16)$$

Nous considérons les schémas de la figure 2.7, où nous divisons la période de découpage en plusieurs phases (phase 1, phase 2 et phase 3) selon les combinaisons de conduction des interrupteurs. Nous supposons que la tension V_s est continue et nous considérons le cas où le rapport cyclique $\alpha < 0,5$. Pour le calcul des inductances équivalentes, nous négligerons toujours les résistances internes des enroulements r_1 et r_2 . Nous allons voir qu'il existe deux inductances équivalentes, en considérant deux cas distincts :

- lorsque $v_{L_1} = v_{L_2}$ (phase2 et phase4) : cela correspond aux régimes transitoires, lorsque le rapport cyclique prend des valeurs très proche de 0 ou de 1. On parlera de mode commun.
- lorsque $v_{L_1} \neq v_{L_2}$: c'est le cas le plus courant, correspondant au régime établi. On parlera de modes différentiels : le mode différentiel 1 (phase1) et le mode différentiel 2 (phase3)

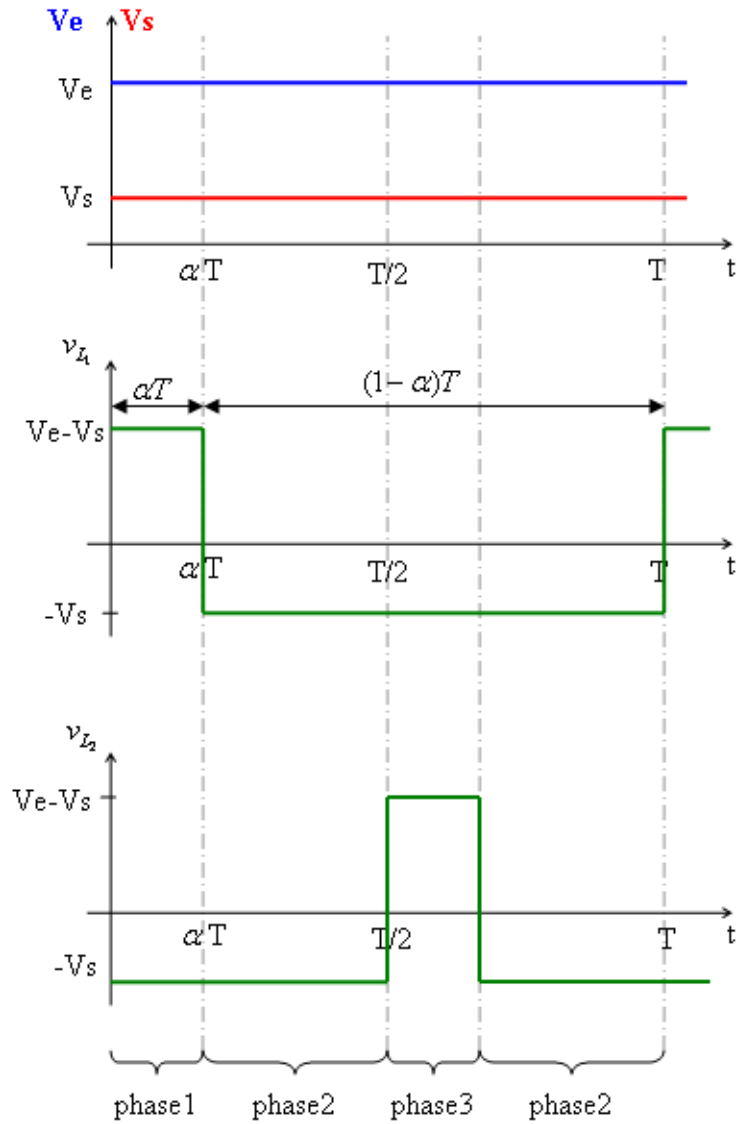


FIGURE 2.7: Formes d'ondes des tensions dans un convertisseur à deux phases couplées, pour $\alpha < 0,5$

– **inductance équivalente en mode commun : phase 2 (T'_1 et T'_2 ON)**

Lorsque $\alpha T < t < \frac{T}{2}$ et $(\frac{T}{2} + \alpha T) < t < T$, les deux inductances L_1 et L_2 sont connectées à la masse, $v_{L1} = v_{L2} = -V_s$. Nous avons donc :

$$v_{L1} = L \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = -V_s \quad (2.17)$$

$$v_{L2} = L \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \Rightarrow \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L} \left(-V_s - M \frac{di_1}{dt} \right) \quad (2.18)$$

En remplaçant la relation (2.18) dans (2.17) on a :

$$v_{L_1} = L \frac{di_1}{dt} + \frac{M}{L} \left(-V_s - M \frac{di_1}{dt} \right) = -V_s \quad (2.19)$$

$$v_{L_1} = L \frac{di_1}{dt} + \frac{M}{L} v_{L_1} - \frac{M^2}{L} \frac{di_1}{dt} \quad (2.20)$$

donc

$$v_{L_1} \left(1 - \frac{M}{L} \right) = \left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_1}{dt} = \left(\frac{L^2 - M^2}{L} \right) \frac{di_1}{dt} \quad (2.21)$$

$$v_{L_1} \left(\frac{L - M}{L} \right) = \left(\frac{(L + M)(L - M)}{L} \right) \frac{di_1}{dt} \quad (2.22)$$

$$v_{L_1} = (L + M) \frac{di_1}{dt} = L_{comm} \frac{di_1}{dt} \quad (2.23)$$

L'inductance équivalente en mode commun est alors donnée par :

$$L_{comm} = L + M = L(1 + k_c) \quad (2.24)$$

– **inductance équivalente en mode différentiel 1 : phase 1 (T_1 et T'_2 ON)**

Lorsque $0 < t < \alpha T$, l'inductance L_1 est connectée à la source pendant que L_2 est reliée à la masse, on a : $v_{L_1} = V_e - V_s$ et $v_{L_2} = -V_s$

Pour que la valeur moyenne de v_L aux bornes de l'inductance soit nulle, il faut que $\alpha(V_e - V_s) + (1 - \alpha)(-V_s) = 0$, donc :

$$\frac{(V_e - V_s)}{V_s} = \frac{1 - \alpha}{\alpha} \quad (2.25)$$

Si on remplace v_{L_2} dans l'équation (2.13) :

$$-V_s = L \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \Rightarrow \frac{di_2}{dt} = -\frac{1}{L} \left(V_s + M \frac{di_1}{dt} \right) \quad (2.26)$$

$$v_{L_1} = L \frac{di_1}{dt} - \frac{M}{L} \left(V_s + M \frac{di_1}{dt} \right) = \left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_1}{dt} - \frac{M}{L} V_s \quad (2.27)$$

or

$$V_s = (V_e - V_s) \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) = v_{L_1} \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) \quad (2.28)$$

En remplaçant l'équation (2.28) dans (2.27), on a :

$$v_{L_1} = L \frac{di_1}{dt} - \frac{M}{L} \left(V_s + M \frac{di_1}{dt} \right) = \left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_1}{dt} - \frac{M}{L} \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) v_{L_1} \quad (2.29)$$

$$v_{L_1} \left(1 + \frac{M}{L} \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) \right) = \left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_1}{dt} \quad (2.30)$$

$$v_{L_1} = \frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L} \frac{\alpha}{1-\alpha}} = L_{df1} \frac{di_1}{dt} \quad (2.31)$$

L'inductance de mode différentiel 1 est :

$$L_{df1} = \frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L} \frac{\alpha}{1-\alpha}} = L \frac{1 - k_c^2}{1 + k_c \frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad (2.32)$$

– **inductance équivalente en mode différentiel 2 : phase 2 (T_1' et T_2 ON)**

Lorsque $\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \alpha T$, L_1 est reliée à la masse et L_2 est reliée à la source, et on a : $v_{L_1} = -V_s$ et $v_{L_2} = V_e - V_s$.

De même, en considérant la relation (2.25), on peut écrire :

$$v_{L_2} = L \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = V_e - V_s \quad (2.33)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = \frac{1-\alpha}{\alpha} V_s - M \frac{di_1}{dt} \quad (2.34)$$

En remplaçant (2.34) dans (2.13), on a :

$$v_{L_1} = L \frac{di_1}{dt} + \frac{M}{L} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} V_s - M \frac{di_1}{dt} \right) = L \frac{di_1}{dt} - \frac{M^2}{L} \frac{di_1}{dt} + \frac{M(1-\alpha)}{L} V_s \quad (2.35)$$

Sachant que $V_s = -v_{L_1}$, on a :

$$v_{L_1} \left(1 + \frac{M(1-\alpha)}{L} \right) = \frac{L^2 - M^2}{L} \frac{di_1}{dt} \quad (2.36)$$

$$v_{L_1} = \frac{L^2 - M^2}{L} \frac{L}{L + M \frac{1-\alpha}{\alpha}} \frac{di_1}{dt} \quad (2.37)$$

L'inductance de mode différentiel 2 est :

$$L_{df2} = L \frac{1 - k_c^2}{1 + k_c \frac{1 - \alpha}{\alpha}} \quad (2.38)$$

Synthèse

Nous venons de déterminer les inductances équivalentes pour chacune des phases de la figure 2.7, pour le cas où le rapport cyclique $\alpha < 0,5$.

En régime transitoire, l'inductance équivalente est égale à L_{comm} , avec :

$$L_{phase1} = L_{comm} = L(1 + k_c) < L \quad (2.39)$$

Cette inductance est faible, donc favorise la dynamique du convertisseur.

En revanche, en régime établi l'ondulation du courant de phase dépend de l'inductance équivalente de mode différentiel 1 L_{df1} et de l'inductance équivalente de mode différentiel 2 L_{df2} , qui sont toutes les deux relativement grandes pour un coefficient de couplage $k_c < 0$:

$$L_{phase2} = L_{df1} = L \frac{1 - k_c^2}{1 + k_c \frac{1 - \alpha}{\alpha}} > L \quad (2.40)$$

$$L_{phase3} = L_{df2} = L \frac{1 - k_c^2}{1 + k_c \frac{1 - \alpha}{\alpha}} > L \quad (2.41)$$

Ces relations montrent bien que l'ondulation de courant en régime établi, conditionnée par les inductances définies dans (2.32) et (2.38), dépend aussi bien du rapport cyclique que du coefficient de couplage, comme le montre la courbe de la figure 2.8.

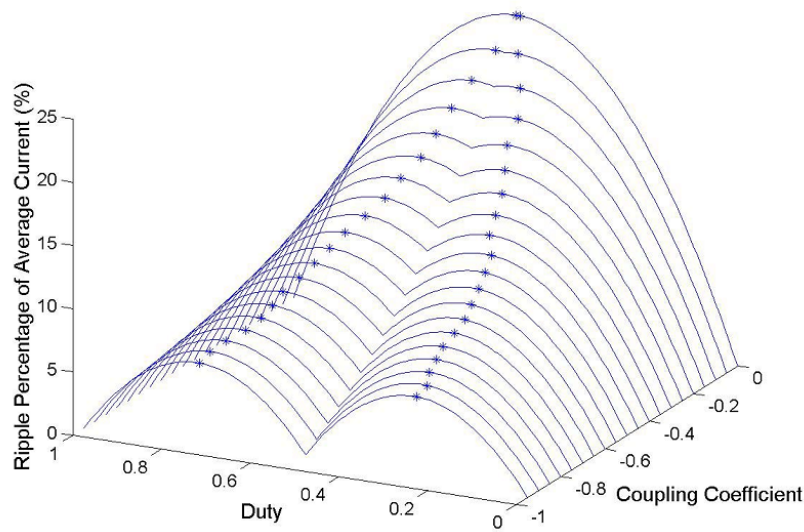


FIGURE 2.8: Evolution de l'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique et du coefficient de couplage [38]

2.3.1.2 Principe du coupleur : modèle à réluctances

En considérant le modèle de la figure 2.6, nous pouvons représenter le coupleur par le modèle à réluctances de la figure 2.9. Nous pouvons ainsi démontrer, en utilisant les réluctances, que le coupleur permet d'augmenter la dynamique du convertisseur en régime transitoire et qu'il permet également de mieux filtrer les courants de phase en régime établi. Comme dans le cas précédant, nous allons considérer deux cas :

- le mode commun : $v_{L_1} = v_{L_2} \Rightarrow i_1 = i_2$
- le mode différentiel : $v_{L_1} \neq v_{L_2} \Rightarrow i_1 = -i_2$

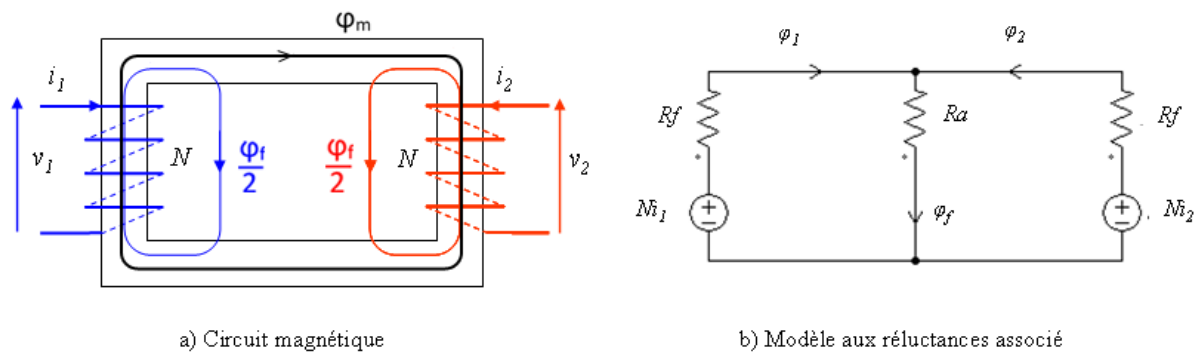


FIGURE 2.9: Schéma de principe du coupleur à deux phases : (a) circuit magnétique, (b) modèle à réluctances.

En utilisant la méthode de superposition, nous pouvons exprimer les flux comme suit :

$$\varphi_1 = \frac{N.i_1}{\mathfrak{R}_f + \left(\frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}\right)} - \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f} \frac{N.i_2}{\mathfrak{R}_f + \left(\frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}\right)} \quad (2.42)$$

et

$$\varphi_2 = \frac{N.i_2}{\mathfrak{R}_f + \left(\frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}\right)} - \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f} \frac{N.i_1}{\mathfrak{R}_f + \left(\frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}\right)} \quad (2.43)$$

Calcul de l'inductance de mode commun en régime transitoire

Cette inductance équivalente en régime transitoire doit être faible pour favoriser la dynamique du convertisseur. On exprime le flux de mode commun $\varphi_{\mathfrak{R}_a} = \varphi_1 + \varphi_2$ dans \mathfrak{R}_a . Pour $i_1 = i_2 = i_{comm}$, nous avons :

$$\varphi_1 = N.i_{comm} \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_f + \frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}} - \frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f} \frac{1}{\mathfrak{R}_f + \frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}} \right) \quad (2.44)$$

$$\varphi_1 = \frac{N.i_{comm}}{\mathfrak{R}_f + \frac{\mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f}} \left(1 - \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f} \right) \quad (2.45)$$

En développant l'expression de la relation (2.45), nous retrouvons l'expression de φ_1 :

$$\varphi_1 = \frac{N.i_{comm} \mathfrak{R}_f}{\mathfrak{R}_f(\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f) + \mathfrak{R}_a \mathfrak{R}_f} = \frac{N.i_{comm}}{2\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f} \quad (2.46)$$

Comme $\varphi_1 = \varphi_2$, on a :

$$\varphi_{\mathfrak{R}_a} = \frac{2N.i_{comm}}{2\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_f} \quad (2.47)$$

Comme la réluctance de l'air est très grande devant la réluctance du fer ($\mathfrak{R}_a \gg \mathfrak{R}_f$), la relation (2.47) peut être simplifiée comme suit :

$$\varphi_{\mathfrak{R}_a} = \frac{N}{\mathfrak{R}_a} i_{comm} \quad (2.48)$$

L'inductance de mode commun est donc définie par :

$$L_{comm} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_a} \quad (2.49)$$

Cette inductance est faible, car la réluctance de l'air est relativement grande. En régime transitoire, le temps d'établissement du courant est donc faible, la dynamique du convertisseur est améliorée dans ce cas du couplage inverse.

Calcul de l'inductance de mode différentiel en régime établi

Cette inductance doit être grande pour mieux filtrer la composante alternative du courant. On détermine l'expression du flux de mode différentiel dans \mathfrak{R}_a avec, dans ce cas, $i_1 = -i_2 = i_{df}$:

$$\varphi_{df} = \frac{Ni_1 - Ni_2}{2\mathfrak{R}_f} = \frac{N}{2\mathfrak{R}_f} i_{df} \quad (2.50)$$

L'inductance de mode différentiel est donc exprimée comme suit :

$$L_{df} = \frac{N^2}{2\mathfrak{R}_f} \quad (2.51)$$

On retrouve bien une inductance équivalente relativement grande, car la réluctance du fer est faible. Ceci correspond à ce que nous voulions démontrer, à savoir qu'en régime établi l'inductance équivalente est grande et que les ondulations de courant sont faibles.

2.3.1.3 Synthèse

Nous venons de démontrer dans cette section que le couplage magnétique permet de palier à l'inconvénient majeur des convertisseurs parallèles à inductances, qui est l'augmentation des ondulations de courant dans les inductances de liaisons lorsqu'on augmente le nombre de cellules de commutation. Nous avons démontré, suivant deux approches différentes, que le couplage inverse permet d'optimiser la dynamique du convertisseur en régime transitoire d'une part, et de filtrer les composantes harmoniques des courants des phases en régime établi d'autre part. Bien que nous nous soyons basés sur un modèle à deux phases, le raisonnement reste valable pour un nombre de phases quelconque.

2.4 Applications des convertisseurs entrelacés à phases couplées

2.4.1 Notion de transformateur intercellule

Nous avons présenté dans les sections précédentes le principal inconvénient des convertisseurs MCP à inductances séparées, qui est l'existence de fortes ondulations de courant dans les phases. Nous avons également montré que la solution à ce problème est l'utilisation d'un coupleur magnétique, qui consiste à coupler magnétiquement les inductances des cellules de commutation. Ce nouveau composant est donc communément appelé transformateur intercellule (ICT) ou transformateur interphases. Le couplage des différentes inductances des q phases peut être réalisé en utilisant un seul matériau magnétique (on parlera alors de coupleur monolithique) ou en utilisant plusieurs transformateurs séparément.

2.4.1.1 Transformateur monolithique

On distingue trois types de topologies de transformateurs intercellules monolithiques :

- les topologies circulaires ;
- les topologie en échelle ;
- les topologies circulaires basées sur des noyaux standards.

Dans la figure 2.10 sont représentées des variantes des deux premières topologies. Toutes ces topologies présentent les mêmes propriétés électriques que le coupleur décrit dans la section précédente, à savoir :

- les courants de phases ont le même taux d'ondulation que le courant de sortie ;
- les ondulations des courants de phases ont une fréquence apparente égale à $q \cdot f_{dec}$;
- les ondulations des courants de phase et du courant de sortie peuvent être annulées pour des valeurs du rapport cyclique égales à m/q , avec $m \in \{1 \cdots q-1\}$.

Les structures à flux canalisé comportent $q + 1$ colonnes, dont une colonne non bobinée avec entrefer pour un ICT à q phases, tandis que les structures à flux reparti comportent q colonnes, qui sont toutes bobinées pour un transformateur à q phases.

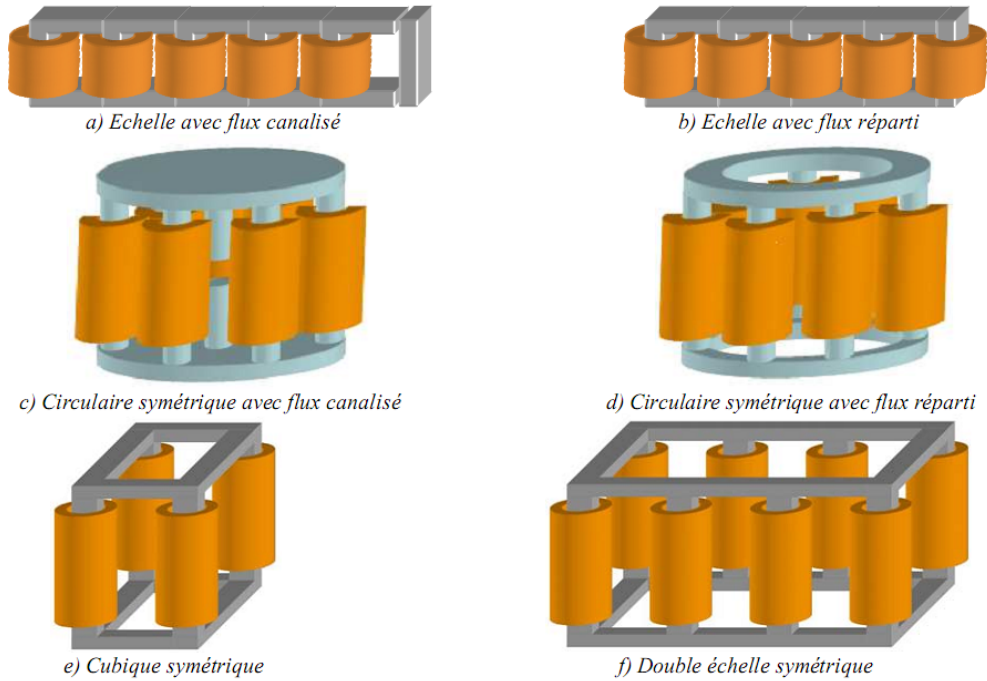


FIGURE 2.10: Exemples de transformateurs intercellules monolithiques [39]

2.4.1.2 ICT à transformateurs séparés

Dans le cas des ICTs à transformateurs séparés, les enroulements sont couplés deux par deux. Il existe plusieurs arrangements possibles. Le nombre de transformateurs à utiliser pour un convertisseur à q phases dépend de la topologie choisie. La figure (2.11) illustre quatre différentes topologies avec des transformateurs séparés. Chaque configuration a ses propres avantages et ses inconvénients ; tout dépend de l'application et du cahier des charges que l'on se fixe. Le montage cascade symétrique présenté dans [40] nécessite plusieurs transformateurs élémentaires de faible inductance pour un meilleur filtrage du courant. Le montage parallèle symétrique est très intéressant pour des applications à fort courant, mais nécessite un plus grand nombre de transformateurs. Les montages cycliques (cascade cyclique et parallèle cyclique) ne nécessitent que q transformateurs pour un convertisseur à q phases : donc plus intéressant en termes de réduction de volume. Une comparaison entre ces différentes topologies a été détaillée dans [20][41][42]. Les ICTs sont de plus en plus utilisés dans et leur champ d'application ne cesse de s'élargir. Dans la section suivante, nous allons citer quelques variantes de ces applications.

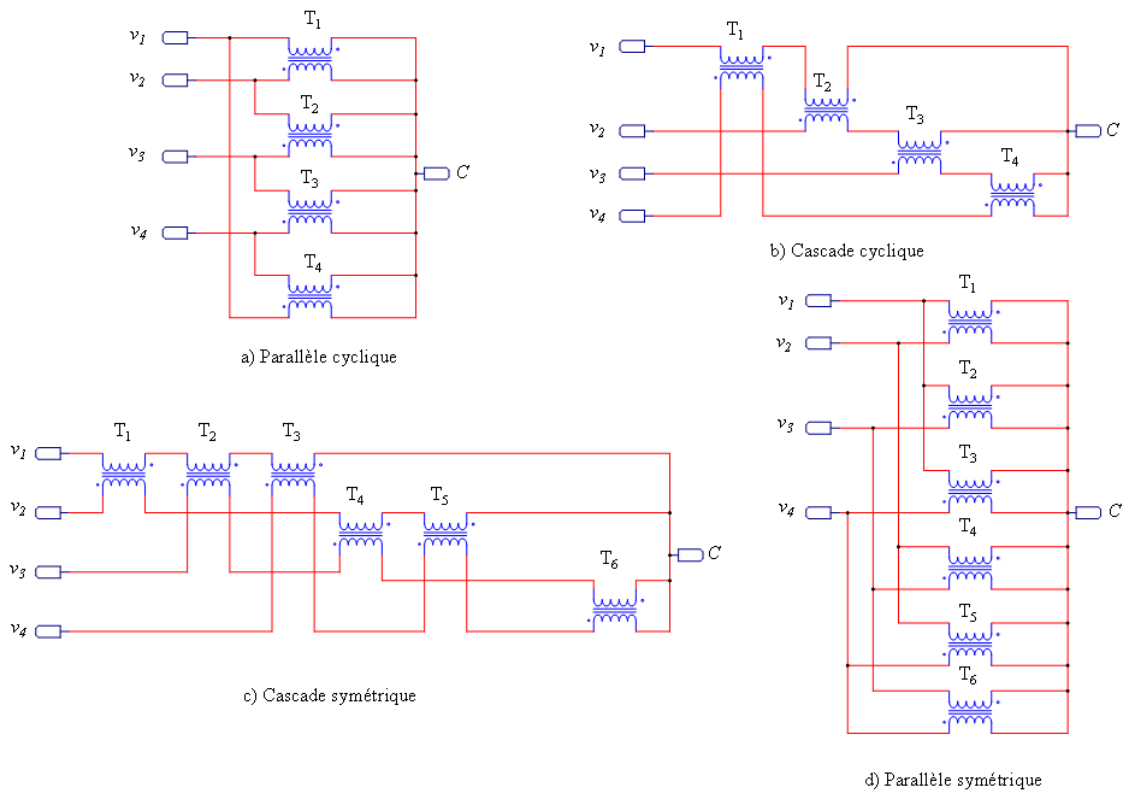


FIGURE 2.11: Exemples d'ICTs à 4 phases à transformateurs séparés.

2.4.2 Quelques applications des ICTs

2.4.2.1 Applications faible puissance

Les ICTs sont généralement utilisés dans les VRMs pour alimenter les microprocesseurs nouvelle génération, avec un courant de plus de 100A et une tension relativement faible (1,2V) [43]. On trouve également sur le marché plusieurs types de coupleurs à ICT de 2 à 5 phases, qui fonctionnent avec des fréquences élevées, de l'ordre de 2 MHz. Ces nouveaux composants magnétiques sont aussi utilisés dans des convertisseurs multicellulaires des cartes graphiques des ordinateurs portables, des switch et des routeurs de télécommunication. La figure 2.12 [44] illustre un exemple de carte mère avec un microprocesseur alimenté par un VRM à 5 phases couplées magnétiquement avec un ICT.

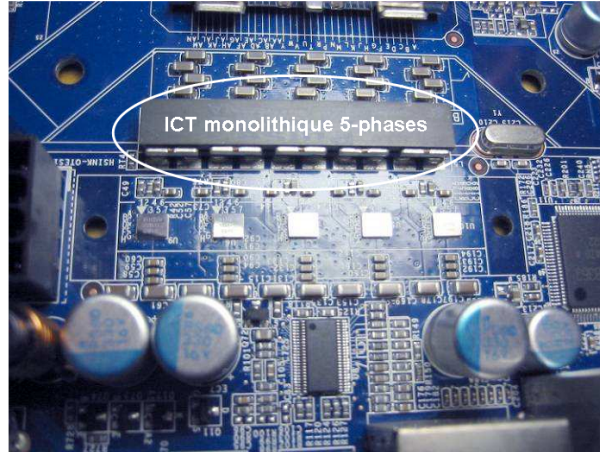


FIGURE 2.12: Carte mère ABIT AB9 QuadGT pour microprocesseur "Intel Core Duo" avec un Voltage Regulator Module à 5 phases.

2.4.2.2 Applications moyenne puissance

Des applications utilisant des inductances couplées pour des convertisseurs DC/DC abaisseurs sont présentées dans la littérature. Dans [45], un convertisseur de 1 kW à 4 phases couplées a été présenté. C'est un convertisseur bidirectionnel 14 V – 24 V destiné à des applications automobiles. Dans [46], la conception d'un ITC à 12 phases a été validée par des résultats expérimentaux. Dans [47], les auteurs présentent une étude comparative entre les structures monolithiques et les structures à transformateurs séparés. Certaines applications sont typiquement industrielles, notamment pour le marché automobile. On peut citer l'exemple d'un coupleur à 2 phases développé par Honda R&D pour application aux voitures électriques [48], ou la version à 3 phases développée par le même constructeur et utilisée pour un convertisseur à forte densité de puissance (21,4 kW/litre) avec un rendement de 98% [49]. Dans [50], un onduleur bidirectionnel triphasé utilisant un ICT à 3 cellules, qui conduit à une réduction du taux de distorsion, a été présenté.

Un autre domaine d'application est le domaine de l'aéronautique. Dans [51], un convertisseur flyback 28 V - 300 V, 12 kW a été développé et présenté. Il s'agit d'un convertisseur avec 8 cellules de commutation interconnectées en utilisant un ICT fly-back, comme le montre le schéma de la figure 2.13.

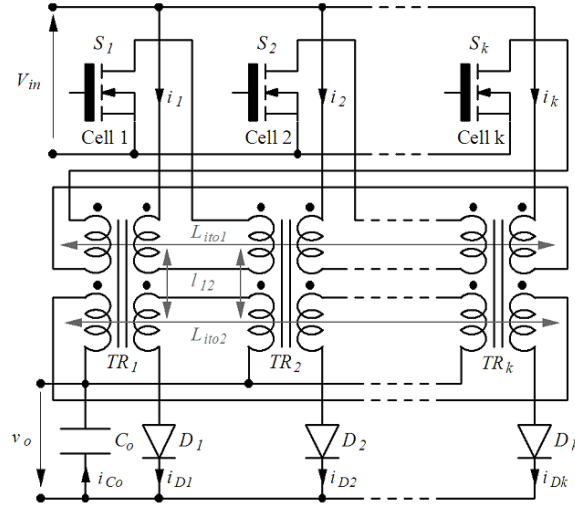


FIGURE 2.13: ICT flyback à transformateurs séparés[51].

2.4.2.3 Application forte puissance

Les inductances couplées peuvent être utilisées pour des applications à très forte puissance. Au CERN (organisation européenne pour la recherche nucléaire), le Synchrotron à proton est alimenté par un convertisseur DC/DC 60 MW. C'est un convertisseur entrelacé avec trois inductances couplées, dont chacune pèse 3 tonnes [52]. Dans la version antérieure du convertisseur sans couplage, les inductances pesaient 9 tonnes chacune.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art des convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés a été présenté. Il a concerné dans un premier lieu, les structures des convertisseurs de type VRM à une seule cellule, qui permettent de concevoir un système basse tension et fort courant initialement utilisés pour l'alimentation des microprocesseurs. Pour garantir des ondulations de courant et de tension relativement faibles en régime permanent d'une part, et améliorer la dynamique du convertisseur en régime transitoire d'autre part, un compromis doit être fait sur le choix des éléments de filtrage. C'est ainsi que nous avons introduit la notion de convertisseur multicellulaire comme solution à ce problème. Bien que ces structures présentent des avantages sur l'amélioration des formes d'ondes du courant et de la tension de sortie, qui favorisent l'optimisation des éléments de filtrage en sortie, il en résulte deux problèmes liés à la

mise en parallèle d'un grand nombre de cellules de commutation, à savoir :

- le déséquilibre des courants de phases ;
- les fortes ondulations de courant dans les inductances de liaison qui augmentent les pertes cuivre en haute fréquence et les pertes fer.

La notion de couplage magnétique des phases a été ensuite décrite comme solution à ce problème. Le couplage des phases permet de réduire de q^2 les ondulations des courants des phases (q étant le nombre de phases en parallèle). La notion de transformateur intercellule a été introduite et nous avons vu que le couplage des phases dans les convertisseurs multicellulaires parallèles peut être fait soit avec un seul matériau magnétique (ICT monolithique) soit par le biais de transformateurs séparés suivant différentes topologies. Pour finir, nous avons énuméré quelques applications des ICTs présentées dans la littérature, en partant des applications à faible puissance jusqu'à des structures de très forte puissance, ce qui prouve que le champ d'application de ce composant magnétique innovant ne cesse de s'élargir. Nous allons maintenant nous intéresser au principe de fonctionnement d'un ICT et à ses spécificités par rapport à une inductance de lissage, notamment au niveau du dimensionnement.

Chapitre 3

Analyse et dimensionnement d'ICT cycliques pour les convertisseurs multicellulaires parallèles

Sommaire

3.1	Introduction	65
3.2	Analyse du comportement des transformateurs intercellulaires	65
3.2.1	Convertisseur à ICT triphasé à transformateurs séparés	65
3.2.1.1	Description de la structure	65
3.2.1.2	Rejet des harmoniques	67
3.2.1.3	Synthèse	70
3.2.2	Cas d'un ICT à 4 phases	70
3.3	Dimensionnement d'un ICT cascade cyclique	72
3.3.1	Topologie des Transformateurs InterCellules cycliques basés sur des noyaux standards	72
3.3.1.1	Utilisation de q noyaux pour un convertisseur à q phases	73
3.3.1.2	Utilisation de $q/2$ noyaux pour un convertisseur à q phases	74
3.3.1.3	Critère de choix de la forme des bobinages	76
3.3.2	Paramètres pour un dimensionnement basé sur le produit des aires	78

3.3.3	Détermination d'une expression généralisée des flux fondamentaux dans un ICT cyclique q-phasé	79
3.3.3.1	Cas d'un nombre pair de phases ($q = 2p$)	81
3.3.3.2	Cas d'un nombre impair de phases ($q = 2p + 1$)	83
3.3.4	Estimation du volume du coupleur par la méthode du produit des aires	86
3.3.4.1	Expression de B_{max} pour $q = 4n$	86
3.3.4.2	Choix d'un circuit magnétique planar pour l'ICT cyclique à 4n phases	89
3.4	Optimisation du dimensionnement du coupleur par la méthode de permutation des phases	90
3.4.1	Principe de la méthode	90
3.4.2	Validation par simulation	91
3.4.3	Dimensionnement du circuit magnétique avec prise en compte de l'effet de la permutation des phases	93
3.4.4	Synthèse	94
3.5	Conclusion	95

3.1 Introduction

Au chapitre précédant, nous avons vu que le couplage magnétique des phases permet d'améliorer les performances des convertisseurs parallèles entrelacés. Le coupleur magnétique ou ICT permet de filtrer le courant laissant passer seulement les courants dont la fréquence apparente est multiple du "nombre de phases q multiplié par la fréquence de découpage". Ce nouveau composant magnétique est de plus en plus utilisé dans les applications industrielles, qu'il s'agisse de structures de faible puissance ou de systèmes de forte puissance.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter une analyse du fonctionnement d'un ICT. Nous proposerons par la suite une méthode de modélisation et de dimensionnement d'un ICT cascade cyclique.

3.2 Analyse du comportement des transformateurs intercellules

Nous avons vu au chapitre précédant qu'il existe deux manières de réaliser le couplage : soit en utilisant un seul matériau magnétique (ICT monolithique), soit avec des transformateurs séparés. De point de vue électrique, les deux coupleurs sont identiques et remplissent le même rôle. En revanche, de point de vue réalisation et encombrement, la structure avec des transformateurs séparés est nettement plus avantageux, car elle offre la possibilité d'utiliser des noyaux standards, notamment les noyaux planars.

3.2.1 Convertisseur à ICT triphasé à transformateurs séparés

3.2.1.1 Description de la structure

On considère le convertisseur triphasé de la figure 3.1, dont les phases sont couplées deux à deux à l'aide d'un ICT à 3 phases. Le mode de couplage des phases utilisé est le couplage inverse, qui est plus intéressant, comme nous l'avons démontré dans la section 2.3 du chapitre précédant. La topologie choisie est le montage cascade cyclique. Nous nous proposons de déterminer la matrice d'inductances et d'étudier le comportement du coupleur vis à vis du filtrage des courants de phase et du courant de sortie du convertisseur.

Comme nous l'avons décrit dans le chapitre précédant, les ordres de commande

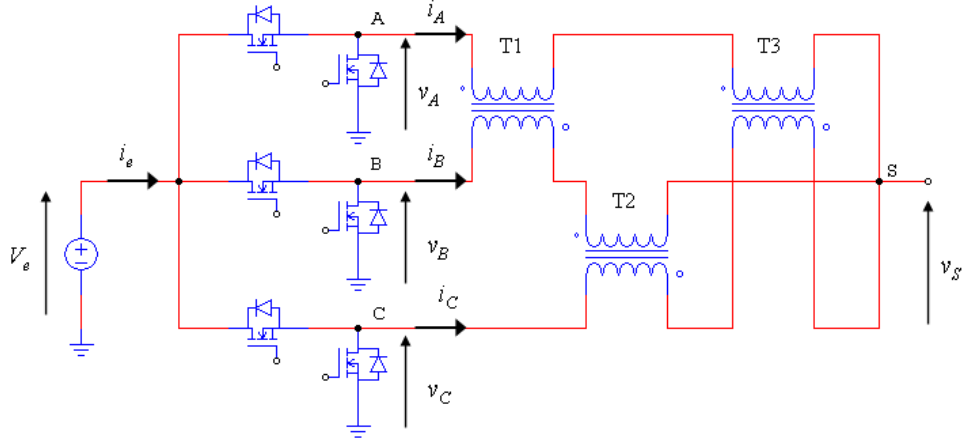


FIGURE 3.1: Convertisseur triphasé avec ICT à 3 phases.

des interrupteurs de puissance ont le même rapport cyclique α , la même fréquence de découpage f_{dec} et sont déphasées de $2\pi/3$. Les tensions de sortie des trois cellules de commutation v_A , v_B , et v_C sont aussi des tensions carrées de niveau 0 et V_e , déphasées de $2\pi/3$ et formant un système de tensions équilibrées (même fondamental, même contenu harmonique). D'après le schéma de la figure 3.1, on peut écrire :

$$v_{AS} = L \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} + L \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_C}{dt} + ri_A \quad (3.1)$$

$$v_{BS} = L \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_A}{dt} + L \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_C}{dt} + ri_B \quad (3.2)$$

$$v_{CS} = L \frac{di_C}{dt} + M \frac{di_B}{dt} + L \frac{di_C}{dt} + M \frac{di_A}{dt} + ri_C \quad (3.3)$$

avec L inductance propre de chaque enroulement, M inductance mutuelle (avec $M < 0$) entre le primaire et le secondaire de chaque transformateur et r la somme des deux résistances internes de chaque enroulement.

En notant V_L le vecteur des tensions appliquées aux enroulements de chaque phase du coupleur et I le vecteur des courants, on peut écrire :

$$V_L = L_{ICT} \frac{dI}{dt} + rI \quad (3.4)$$

avec

$$V_L = \begin{pmatrix} v_A - v_S \\ v_B - v_S \\ v_C - v_S \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

$$I = \begin{pmatrix} i_A & i_B & i_C \end{pmatrix}^T \quad (3.6)$$

Si on définit par $k_c = M/L$ le coefficient de couplage, la matrice d'inductances de l'ICT peut être écrite sous la forme :

$$L_{ICT} = L \begin{pmatrix} 2 & k_c & k_c \\ k_c & 2 & k_c \\ k_c & k_c & 2 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

3.2.1.2 Rejet des harmoniques

On souhaite démontrer que le coupleur permet de filtrer les composantes harmoniques des courants de phases et du courant de sortie, à l'exception des courants de mode différentiel dont la fréquence apparente est multiple de $3f_{dec}$.

Comme le système v_A, v_B, v_C est un système de tensions périodique, le système de tensions qui compose V_L l'est aussi. Chaque tension qui compose ce système peut donc être décomposée en une somme d'harmoniques en utilisant la transformation de Fortescue [53][54].

En notation complexe, les tensions harmoniques de rang h sont données par :

$$\underline{V}_h = \underline{V}_{hn} \begin{pmatrix} 1 \\ a^{-n} \\ a^{-2n} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

avec $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ et $\underline{V}_{hn} = V_{max}e^{jh\omega t}$

La matrice des tensions V_L peut donc s'écrire sous la forme :

$$\underline{V}_{L_h} = \sum_{i=1}^{\infty} \underline{V}_{h_i} \begin{pmatrix} 1 \\ a^{-i} \\ a^{-2i} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

En écrivant la loi d'Ohm généralisée pour chaque rang harmonique h en notation complexe, nous avons :

$$\underline{V}_h = L_{ICT_h} \frac{d\underline{I}_h}{dt} + r\underline{I}_h \quad (3.10)$$

Pour chaque rang harmonique h , on détermine l'inductance symétrique équivalente notée L_{ICT_h} . Si on raisonne sur une phase (phase A), on peut déterminer l'expression de la tension $\underline{V}_{L_{A_h}}$ de l'harmonique h en notation complexe, telle que :

$$\underline{V}_{L_{A_h}} = L_{ICT_h} \frac{d\underline{I}_{A_h}}{dt} + r\underline{I}_{A_h} \quad (3.11)$$

$$\underline{V}_{L_{A_h}} = \left[(L_{ICT_h}) jh\omega + r \right] \underline{I}_{A_h} \quad (3.12)$$

Détermination des inductances symétriques d'ordre h

En écrivant sous forme complexe l'expression de la relation 3.4 pour l'harmonique 1, on a :

$$\underline{V}_{L_1} = \begin{pmatrix} \underline{V}_{L_{A_1}} \\ \underline{V}_{L_{B_1}} \\ \underline{V}_{L_{C_1}} \end{pmatrix} = L \begin{pmatrix} 2 & k_c & k_c \\ k_c & 2 & k_c \\ k_c & k_c & 2 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \underline{I}_{A_1} \\ \underline{I}_{B_1} \\ \underline{I}_{C_1} \end{pmatrix} + r \begin{pmatrix} \underline{I}_{A_1} \\ \underline{I}_{B_1} \\ \underline{I}_{C_1} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Nota : ici l'indice A indique qu'il s'agit de la phase A parmi les phases A, B et C , et l'indice 1 nous renseigne sur le rang harmonique qui peut prendre les valeurs 1, 2, 3, *etc.* Les tensions qui composent le vecteur \underline{V}_{L_1} forment un système triphasé direct d'ordre 1 dont le déphasage est de $2\pi/3$. Il en est de même pour les courants. Ainsi, le vecteur des courants peut s'écrire comme suit :

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_{A_1} \\ \underline{I}_{B_1} \\ \underline{I}_{C_1} \end{pmatrix} = \underline{I}_{A_1} \begin{pmatrix} 1 \\ a^{-1} \\ a^{-2} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Si on ne considère que la phase A, l'expression de la relation 3.13 devient :

$$\underline{V}_{L_{A_1}} = L (2\underline{I}_{A_1} + a^{-1}k_c\underline{I}_{A_1} + a^{-2}k_c\underline{I}_{A_1}) j\omega + r\underline{I}_{A_1} \quad (3.15)$$

$$\underline{V}_{L_{A_1}} = L [2 + k_c(a^{-1} + a^{-2})] j\omega \underline{I}_{A_1} + r\underline{I}_{A_1} \quad (3.16)$$

L'inductance symétrique d'ordre 1 est alors définie par :

$$L_{ICT_1} = L(2 - k_c) \quad (3.17)$$

Pour l'harmonique 2, les tensions qui composent le vecteur V_L forment un système triphasé direct d'ordre 2 (système indirect), et il en est de même pour les courants. En notation complexe on peut écrire :

$$\underline{V}_{L_{A_2}} = L (2\underline{I}_{A_2} + a^{-2}k_c\underline{I}_{A_2} + a^{-4}k_c\underline{I}_{A_2}) j2\omega + r\underline{I}_{A_2} \quad (3.18)$$

$$\underline{V}_{L_{A_2}} = L [2 + k_c(a^{-2} + a^{-4})] j2\omega \underline{I}_{A_2} + r\underline{I}_{A_2} \quad (3.19)$$

L'inductance symétrique d'ordre 2 est donc définie par :

$$L_{ICT_2} = L(2 - k_c) \quad (3.20)$$

Pour le rang harmonique 3, le système des tensions forme également un système triphasé direct d'ordre 3 (système homopolaire). Nous avons :

$$\underline{V}_{L_{A_3}} = L (2\underline{I}_{A_3} + a^{-3}k_c\underline{I}_{A_3} + a^{-6}k_c\underline{I}_{A_3}) j3\omega + r\underline{I}_{A_3} \quad (3.21)$$

$$\underline{V}_{L_{A_3}} = L [2 + k_c(a^{-3} + a^{-6})] j3\omega \underline{I}_{A_3} + r\underline{I}_{A_3} = [L(2 + 2k_c)j3\omega + r] \underline{I}_{A_3} \quad (3.22)$$

L'inductance symétrique d'ordre 3 est donc définie par :

$$L_{ICT_3} = 2L(1 + k_c) \quad (3.23)$$

3.2.1.3 Synthèse

Nous venons de déterminer les inductances symétriques équivalentes pour les rangs harmoniques 1, 2 et 3. Les autres composantes peuvent être déduites par symétrie. Les harmoniques de courant de phases d'ordre non multiple de 3 voient une inductance relativement grande $L(2 - k_c)$ (car $k_c < 0$: couplage inverse), tandis que les composantes harmoniques de fréquences multiples de $3f_{dec}$ voient une inductance de faible valeur $2L(1 + k_c)$, qui correspond aux fuites magnétiques totales par phase ; et sont par conséquent moins bien filtrées [32][34][55][56]. Cette analyse montre que tous les courants d'ordre harmonique multiple de trois (nombre de phases) sont égaux et en phase : il s'agit du courant de mode commun.

Les composantes harmoniques d'ordre non multiple de trois forment un système équilibré. Leur somme est donc nulle : il s'agit du courant de mode différentiel. Nous démontrons ainsi que le coupleur (ICT) se comporte comme un filtre qui ne laisse passer que le courant de mode commun, dont la fréquence n'est rien d'autre que la fréquence de découpage f_{dec} multipliée par le nombre de phases q .

3.2.2 Cas d'un ICT à 4 phases

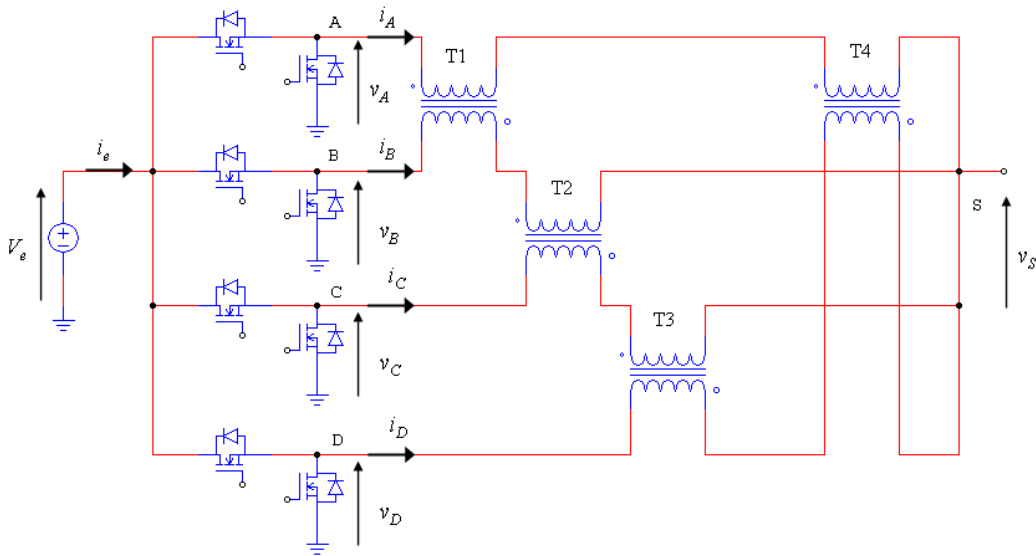


FIGURE 3.2: Scéma électrique équivalent d'un ICT à 4 phases.

On considère le schéma de la figure 3.2. Avec le même raisonnement que précédemment, nous pouvons écrire l'expression de la matrice d'inductances de l'ICT à 4 phases

comme suit :

$$L_{ICT} = L \begin{pmatrix} 2 & k_c & 0 & k_c \\ k_c & 2 & k_c & 0 \\ 0 & k_c & 2 & k_c \\ k_c & 0 & k_c & 2 \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

$$\underline{V}_{L_h} = \sum_{i=1}^{\infty} \underline{V}_{h_i} \begin{pmatrix} 1 \\ a^{-i} \\ a^{-2i} \\ a^{-3i} \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

En reprenant le même calcul que précédemment, mais cette fois avec la matrice des tensions définie selon la relation 3.25, les inductances symétriques équivalentes d'ordre harmonique h sont celles présentées dans le tableau 3.1.

h	1	2	3	4	5	6	7	8	...
L_{ICT_h}	$2L$	$2L(1 - k_c)$	$2L$	$2L(1 + k_c)$	$2L$	$2L(1 - k_c)$	$2L$	$2L(1 + k_c)$...

TABLEAU 3.1: Inductance symétrique en fonction du rang harmonique

Dans ce cas de figure (convertisseur multicellulaire quadriphasé), on montre que les composantes harmoniques de courant d'ordre non multiple de 4 voient des inductances symétriques équivalentes relativement grandes ($2L$ pour les harmoniques de rang 1, 3, 5 ... etc, et $2L(1 - k_c)$ pour les harmoniques 2 et 6 etc ...), tandis que les composantes harmoniques de rang multiple de 4 voient une inductance relativement faible $2L(1 + k_c)$, car le coefficient de couplage $k_c < 0$.

On définit par $Q = L_{ICT_h}/L$ le rapport de couplage. Dans le schéma de la figure 3.3, on représente l'évolution de ce rapport en fonction du rang harmonique et du coefficient de couplage k_c . On peut remarquer que, pour un couplage parfait (ICT sans fuite ($k_c = -1$)), la composante harmonique 4 et les composantes de rang multiple de 4 ne sont pas du tout filtrées. Plus on augmente les fuites (k_c tend vers zéro) et plus les composantes à $4nf_{dec}$ sont mieux filtrées. Pour un convertisseur à ICT à q phases, c'est le rapport L_{ICT_q}/L ou, autrement dit, l'inductance symétrique L_{ICT_q} qui

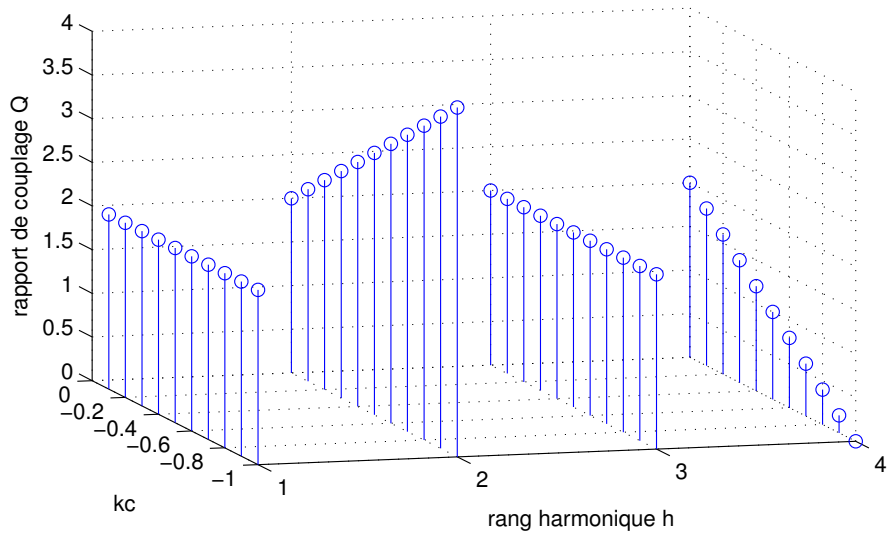


FIGURE 3.3: Evolution du rapport de couplage Q en fonction du rang harmonique h et du coefficient de couplage k_c .

conditionne les ondulations du courant de mode commun, de fréquence qf_{dec} . Pour que cette inductance soit grande et pour qu'elle puisse mieux atténuer ces ondulations, il faut dimensionner le coupleur avec un coefficient de couplage k_c supérieur à -1 c'est à dire augmenter les fuites totales du coupleur.

3.3 Dimensionnement d'un ICT cascade cyclique

3.3.1 Topologie des Transformateurs InterCellules cycliques basés sur des noyaux standards

L'un des avantages majeurs de la topologie des ICTs à transformateurs séparés, notamment les montages cycliques ou circulaires, est la possibilité d'utiliser des noyaux standards, déjà présent sur le marché. La topologie "cascade cyclique" demeure intéressante du fait qu'elle nécessite un nombre réduit de transformateurs élémentaires en réduisant ainsi l'encombrement. Dans le cadre de notre étude, nous allons nous intéresser plus particulièrement aux montages cascades cycliques basés sur des noyaux E58/11/38 Planar.

3.3.1.1 Utilisation de q noyaux pour un convertisseur à q phases

Nous avons vu que pour un montage cascade cyclique, nous avons besoin de q transformateurs pour un coupleur à q phases. Nous pouvons donc utiliser q noyaux standards pour réaliser le coupleur. Pour simplifier le schéma, nous considérons que les enroulements comportent une seule spire. Nous considérons l'ICT à 8 phases de la figure 3.4 où les phases sont numérotées de 1 à 8 et sont couplées deux à deux à l'aide d'un transformateur à noyau en forme de E. Les deux bornes de chaque bobinage b_i sont reliées à la sortie de la phase i et au point commun de sortie S. Les bobinages sont conçus de manière à réaliser un couplage inverse. La jambe centrale, de surface effective A_e , sert de colonne de bobinage, où se logent les enroulements du secondaire et du primaire. Les deux colonnes latérales, de surface effective $A_e/2$, servent de colonnes de retour du flux magnétique.

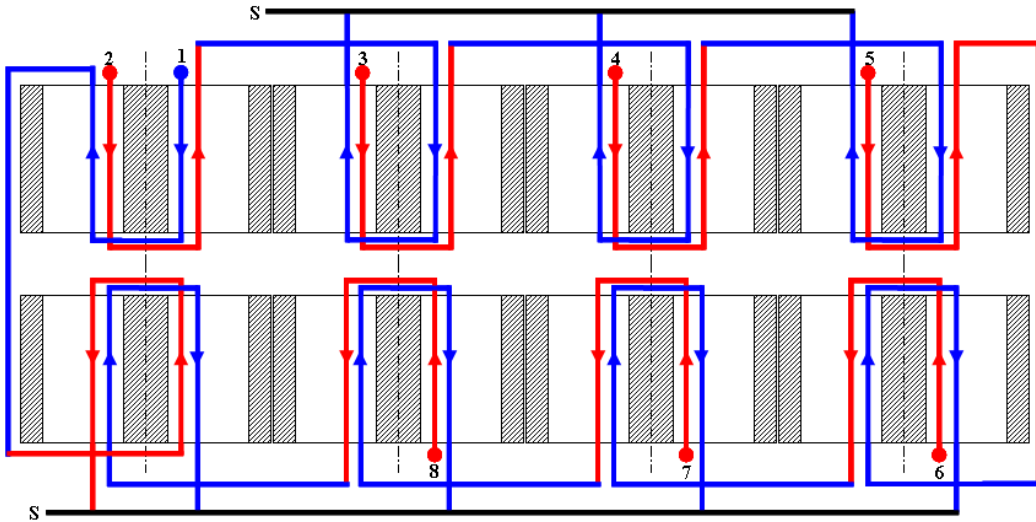


FIGURE 3.4: Schéma de principe d'un coupleur à 8 phases avec 8 noyaux.

Chaque transformateur élémentaire est constitué d'un enroulement primaire dans un sens et un enroulement secondaire dans l'autre sens pour réaliser le couplage inverse (figure 3.5). Dans cet exemple, les bobinages sont superposés. Le flux de fuite total dans cette cellule est la somme des flux dans l'air (flux de fuite associés aux enroulements primaire et secondaire). Le flux de fuite total de l'ICT étant la somme des q flux de fuite dans chaque cellule. Ce paramètre est important, car les ondulations des courants de phase et du courant de sortie dépendent essentiellement de l'inductance de fuite totale de l'ICT.

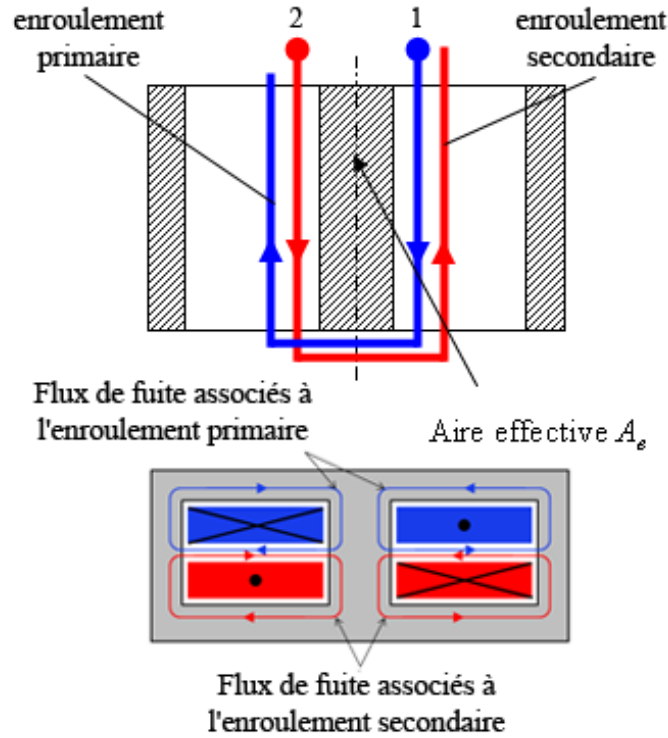


FIGURE 3.5: Schéma de principe du transformateur élémentaire dans le cas de l'utilisation d'un noyau E+I.

3.3.1.2 Utilisation de $q/2$ noyaux pour un convertisseur à q phases

Pour diminuer le volume total, on peut réaliser le coupleur à partir de noyaux formés de U+I au lieu de E+I, à condition de ne pas saturer le matériau magnétique. En considérant un noyau en E comme un assemblage de deux U accolés, on réduit le volume par 2, comme le montre le schéma de la figure 3.6. Si on reprend l'exemple du coupleur à 8 phases, on remarque qu'on peut réaliser l'ICT à 8 phases à partir de seulement 4 noyaux E+I.

On dénombre toujours 8 transformateurs, mais dans ce cas chaque transformateur élémentaire est constitué de deux colonnes bobinées de section $A_e/2$ et sans colonnes de retour, comme le montre le schéma de la figure 3.7. Le dimensionnement basé sur le produit des aires diffère donc du premier cas, car non seulement la surface effective du noyau magnétique permettant la circulation des lignes de champs est divisée par deux, mais la surface nécessaire pour loger les bobinages est également réduite.

Le coefficient de couplage dépend du flux de fuite total dans l'air ($\varphi_f = \varphi_{f_1} + \varphi_{f_2}$). Il a été montré dans [34] que, pour des noyaux planar, les colonnes de retour qui permettent de contrôler le flux de fuite peuvent être supprimées. Toutefois, même sans

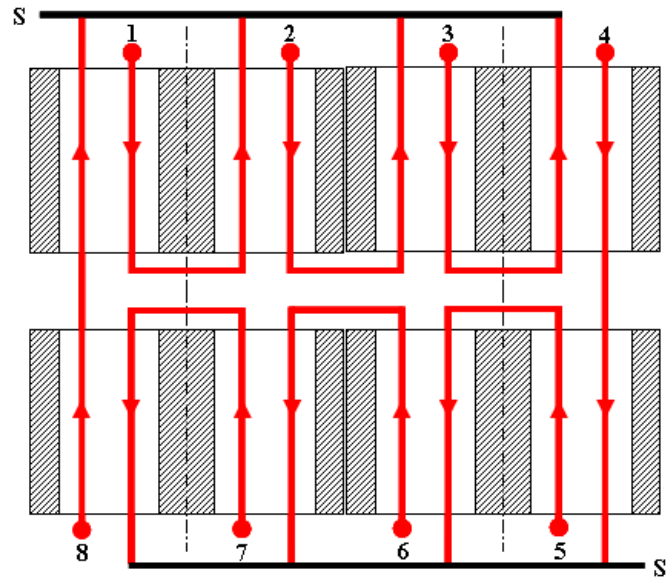


FIGURE 3.6: Schéma de principe du coupleur à 8 phases avec 4 noyaux E planar.

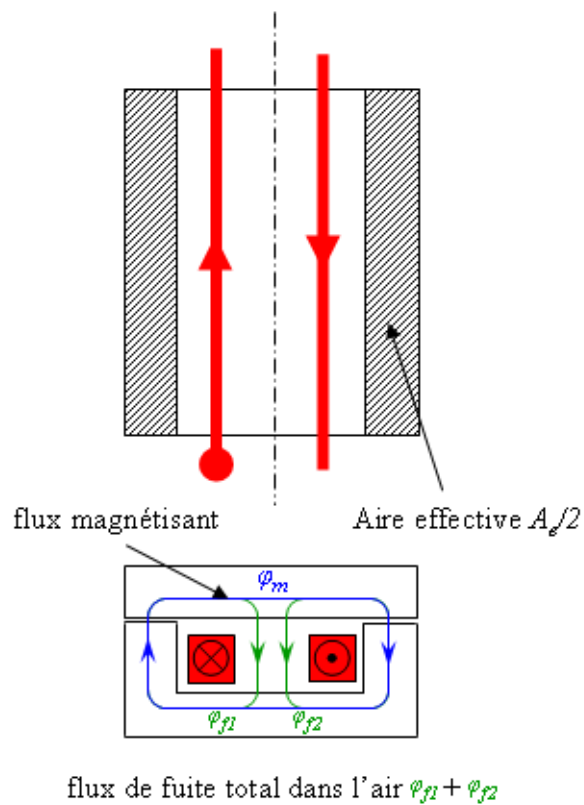


FIGURE 3.7: Schéma du transformateur élémentaire dans le cas de l'utilisation d'un noyau U+I.

ces colonnes de retour de flux, l'inductance de fuite dans l'air est suffisante pour ne pas saturer le noyau magnétique, du fait de la compensation de l'excitation magnétique due aux polarités opposées des deux enroulements [20].

3.3.1.3 Critère de choix de la forme des bobinages

Dans un coupleur cyclique basé sur des noyaux standard, il existe deux topologies pour réaliser le bobinage :

- bobinage à enroulements concentriques,
- bobinage à enroulements superposés.

Ces deux topologies, présentées dans la figure 3.8, sont identiques du point de vue fonctionnement et du point de vue volume total, car elles utilisent le même volume de matériau magnétique ainsi que le même volume de cuivre. Un critère de choix peut être l'inductance de fuite, qui diffère d'une structure à l'autre. Toutefois, la topologie 2 (enroulements superposés) est facile à mettre en œuvre de point de vue réalisation pratique.

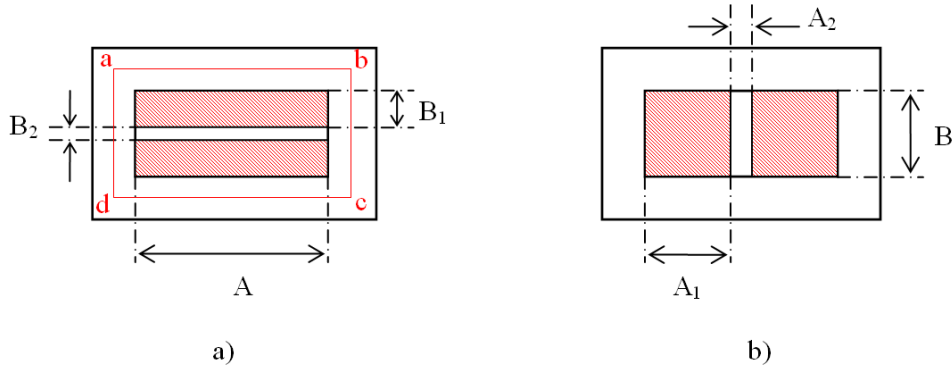


FIGURE 3.8: Structure des bobinages d'un ICT avec (a) enroulements concentriques (b) enroulements superposés.

Les inductances de fuite s'expriment, dans les deux cas [57] :

$$L_{f_{topo1}} = l_{moy} \mu_0 \frac{N^2}{A} \left[B_2 + \left(\frac{2B_1}{3} \right) \right] \quad (3.26)$$

$$L_{f_{topo2}} = l_{moy} \mu_0 \frac{N^2}{B} \left[A_2 + \left(\frac{2A_1}{3} \right) \right] \quad (3.27)$$

où N est le nombre de spires par enroulement, μ_0 la perméabilité de l'air, l_{moy} la longueur moyenne de la bobine et A, B, A_1, A_2, B_1, B_2 sont définis dans la figure 3.8.

L'inductance magnétisante est donnée par :

$$L_m = \mu_0 \mu_r \frac{N^2}{(ab + bc + cd + da)} A_e \quad (3.28)$$

avec A_e la surface effective du noyau magnétique permettant la circulation des lignes de champs sans saturer le noyau.

L'inductance propre du transformateur est définie par $L = L_m + L_f$ et l'inductance mutuelle est donnée par $M = -L_m$, car on a choisi un couplage inverse. Le coefficient de couplage est donc :

$$k_c = \frac{M}{L} = \frac{-L_m}{L_m + L_f} \quad (3.29)$$

En remplaçant (3.26), (3.27) et (3.28) dans (3.29), nous pouvons écrire :

– pour le cas des enroulements concentriques :

$$k_c = - \frac{\mu_0 \mu_r \frac{N^2}{(ab + bc + cd + da)} A_e}{\mu_0 \mu_r \frac{N^2}{(ab + bc + cd + da)} A_e + l_{moy} \mu_0 \frac{N^2}{A} \left[B_2 + \left(\frac{2B_1}{3} \right) \right]} \quad (3.30)$$

– pour le cas des enroulements superposés :

$$k_c = - \frac{\mu_0 \mu_r \frac{N^2}{(ab + bc + cd + da)} A_e}{\mu_0 \mu_r \frac{N^2}{(ab + bc + cd + da)} A_e + l_{moy} \mu_0 \frac{N^2}{B} \left[A_2 + \left(\frac{2A_1}{3} \right) \right]} \quad (3.31)$$

Une comparaison des inductances de fuite entre les deux topologies, basée sur un exemple concret, est présentée dans [27]. Il a été montré que la configuration utilisant les enroulements superposés présente une inductance de fuite 2,6 fois plus grande que celle correspondant à la structure avec enroulements concentriques, donc plus intéressante pour la réalisation d'un transformateur intercellules. Pour cette raison, et

compte tenu de la géométrie du coupleur que nous nous sommes proposés de réaliser, nous avons adopté la topologie 2.

3.3.2 Paramètres pour un dimensionnement basé sur le produit des aires

Le dimensionnement de composants magnétiques par la méthode du produit des aires [57] consiste à prédéterminer, à partir des paramètres du cahiers des charges, les paramètres géométriques du noyau magnétique (figure 3.9) et les caractéristiques des bobinages. Il permet de déterminer le volume du composant en fonction du produit $A_p = A_e S_b$ [58].

$$vol = K_v A_p^{3/4} \quad (3.32)$$

avec K_v coefficient qui dépend de la géométrie du noyau magnétique utilisé, A_e section effective du noyau magnétique et S_b surface de bobinage (figure 3.9)

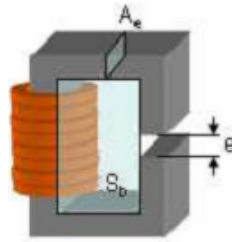


FIGURE 3.9: Paramètres géométriques pour le calcul du produit des aires.

D'une manière générale, il existe un entrefer dans la jambe de retour du noyau magnétique des inductances de liaisons dans ce type de convertisseur. Dans le cas des inductances couplées, les fuites dans l'air sont suffisantes pour éviter la saturation du matériau magnétique due à la composante continue du courant. Les noyaux magnétiques peuvent être choisis ou conçus sans entrefer. Dans tous les cas, avec l'utilisation de noyaux planar E+I, il existe toujours un entrefer, car le serrage n'est jamais parfait. Les paramètres de dimensionnement du matériau magnétique se résument donc à A_e et S_b .

On distingue deux contraintes :

- la saturation du matériau magnétique, qui dépend du matériau utilisé (pour les ferrites B_{max} varie entre 0,2 et 0,4 T) ;

- l'élévation de température du composant due aux pertes fer et aux pertes cuivre.
- Ces deux types de contraintes conduisent à deux types de dimensionnements :
- le dimensionnement basé sur l'ondulation de l'induction magnétique ;
 - le dimensionnement basé sur l'induction crête B_{max} .

Le premier type est utilisé pour des applications à forte ondulation de courant et où les pertes cuivre et les pertes fer sont très significatives. Dans ce cas, l'élévation de température devient un paramètre à maîtriser et à prendre en compte dans le dimensionnement. Le second type de dimensionnement est utilisé pour des applications où les ondulations de courant sont relativement faibles, et par conséquent, les ondulations de l'induction magnétique sont aussi faibles. Dans ce cas, les pertes fer et les pertes cuivres haute fréquence sont très faibles et peuvent être négligées ; le dimensionnement se limite donc à la saturation du matériau magnétique. Dans le cadre de notre étude, nous traitons le cas des convertisseurs parallèles à phases couplées, où les ondulations de courant sont très faibles, car, comparées à des structures classiques, ces ondulations sont divisées par q^2 , q étant le nombre de cellules de commutation.

Dans la suite de ce travail, nous nous intéresserons plus particulièrement au dimensionnement basé sur l'induction crête. Le problème réside en la détermination d'une expression du produit des aires en fonction des paramètres du cahier des charges, et plus particulièrement, en fonction de l'induction crête B_{max} admissible pour un matériau magnétique donné.

3.3.3 Détermination d'une expression généralisée des flux fondamentaux dans un ICT cyclique q-phasé

Les variations du flux et de l'induction dans les noyaux magnétiques des transformateurs dépendent de la tension appliquée aux enroulements des bobinages. Ainsi, la détermination des flux fondamentaux est basée sur le calcul des tensions aux bornes des enroulements de chaque transformateur. On considère le schéma de la figure 3.10 et on se propose de déterminer la matrice des tensions v_{T_i} aux bornes de chaque bobinage. En nous basant sur la loi des mailles, nous pouvons écrire :

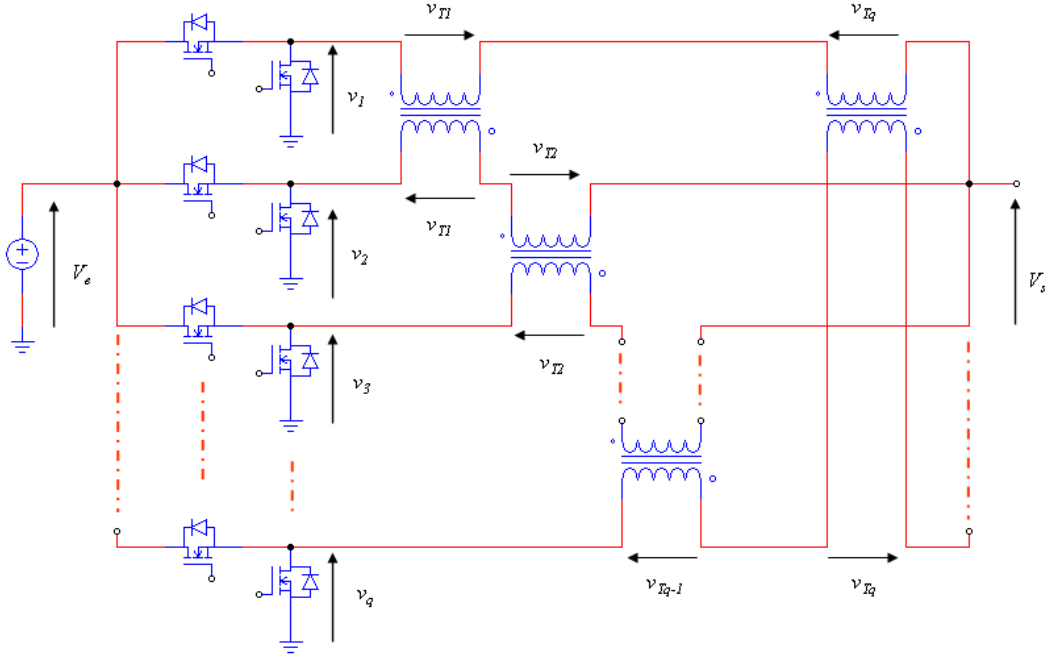


FIGURE 3.10: Schéma électrique équivalent d'un convertisseur q phases avec ICT.

$$\begin{bmatrix} v_1 - v_S \\ v_2 - v_S \\ \vdots \\ v_q - v_S \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ \vdots \\ v_{T_q} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

avec $[A]$ matrice carré d'ordre q non inversible en raison de son déterminant nul. En notant $[V]$ le vecteur des tensions $v_i - v_S$ et $[V_T]$ le vecteur des tensions V_{T_i} , la relation 3.33 peut s'écrire :

$$[V] = [A][V_T] \quad (3.34)$$

En résolvant l'équation (3.34), les tensions aux bornes des enroulements des transformateurs peuvent être écrites, comme le montrent les équations (3.37) et (3.38), en fonction des tensions de sortie des q cellules de commutation. Après avoir fait le calcul, on constate que deux cas de figure doivent être pris en compte pour la généralisation de l'expression de la matrice des tensions, respectivement pour q pair ($q = 2p$) et q

impair ($q = 2p + 1$), avec p un entier naturel :

$$[V_T] = \frac{1}{2q} [M_{pair}] [V] \quad (3.35)$$

et pour q impair :

$$[V_T] = \frac{1}{q} [M_{imp}] [V] \quad (3.36)$$

avec

$$[V_T] = \begin{bmatrix} v_{T_1} & v_{T_2} & \dots & v_{T_q} \end{bmatrix}^T \quad (3.37)$$

$$[V] = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_q \end{bmatrix}^T \quad (3.38)$$

Les expressions des deux matrices paire et impaire seront détaillées dans la suite de cette section et le détail du calcul est présenté dans l'Annexe A. La matrice des flux au niveau des colonnes bobinées est donnée par la relation (3.39), avec N le nombre de spires par enroulement :

$$[\varphi] = \frac{1}{N} \int [V_T] dt \quad (3.39)$$

3.3.3.1 Cas d'un nombre pair de phases ($q = 2p$)

Dans le cas d'un nombre pair de phases, la relation entre les tensions aux bornes des enroulements des différents transformateurs et les tensions de sortie de chaque bras de hacheur est donnée par la relation (3.40), avec m_i coefficient qui dépend de p et i , $m_i = 2(p - i) + 1$.

$$[V_T] = \begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ \vdots \\ v_{T_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{2q} [M_{pair}] \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2q} \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & \dots & m_q \\ m_q & \ddots & \ddots & m_{q-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ m_2 & m_3 & \dots & m_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Les tensions qui composent la matrice $[V]$ forment un système de tensions équilibrées ; par conséquent les tensions qui composent la matrice $[V_T]$ forment elles aussi un système de tensions équilibré, où le déphasage entre deux tensions successives est de $2\pi/q$.

Si on considère la phase 1, on peut écrire :

$$v_{T_1} = \frac{1}{2q} \sum_{i=1}^{2p} m_i v_i = \frac{1}{2q} \sum_{i=1}^{2p} (2(p-i) + 1) v_i \quad (3.41)$$

où

$$v_i = V_e, \forall t \in \left[\frac{i-1}{q} T_{dec}; \left(\frac{i-1}{q} + \alpha \right) T_{dec} \right], \text{ et zéro ailleurs.}$$

avec α le rapport cyclique et $T_{dec} = 1/f_{dec}$ période de découpage.

D'après les relations (3.39) et (3.41), le flux magnétique φ_1 peut être exprimé comme suit :

$$\varphi_1 = \frac{1}{2qN} \int \left[\sum_{i=1}^{2p} (2(p-i) + 1) v_i \right] dt \quad (3.42)$$

Si on note A_e la surface effective du noyau magnétique considéré, l'expression générale de la densité de flux magnétique $B(t)$ dans le cas d'un coupleur à q phases (q étant un nombre pair tel que $p = q/2$) est donnée par :

$$B_1 = \frac{1}{2qNA_e} \int \left[\sum_{i=1}^{2p} (2(p-i) + 1) v_i \right] dt \quad (3.43)$$

Dans le cas d'un convertisseur à huit phases ($q = 8$), la matrice des tensions aux bornes des enroulements des transformateurs en fonction des tensions de sortie des huit cellules de commutation est donnée par (3.44). La matrice des flux et celle des densités de flux (d'inductions magnétiques) peuvent être déduits en utilisant respectivement les relations (3.42) et (3.43).

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \\ v_{T_5} \\ v_{T_6} \\ v_{T_7} \\ v_{T_8} \end{bmatrix} = \frac{1}{16} \begin{bmatrix} 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 \\ -7 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 \\ -5 & -7 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & -5 & -7 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & -5 & -7 & 7 & 5 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 7 & 5 & 3 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 7 & 5 \\ 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \\ v_7 \\ v_8 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

3.3.3.2 Cas d'un nombre impair de phases ($q = 2p + 1$)

A partir du même raisonnement, on montre que la matrice M_{imp} est donnée par la relation (3.45), avec m'_i coefficient dépendant de p et i , à savoir $m'_i = (p + 1) - i$:

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ \vdots \\ v_{T_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{q} \begin{bmatrix} M_{imp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{1}{q} \begin{bmatrix} m'_1 & m'_2 & \dots & m'_q \\ m'_q & \ddots & \ddots & m'_{q-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ m'_2 & m'_3 & \dots & m'_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Dans ce cas, la tension v_{T_1} est donnée par :

$$v_{T_1} = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^{2p+1} m'_i v_i = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^{2p+1} ((p + 1) - i) v_i \quad (3.46)$$

Le flux et la densité de flux magnétique peuvent donc être définis comme indiqué dans (3.47) et (3.48).

$$\varphi_1 = \frac{1}{qN} \int \left[\sum_{i=1}^{2p+1} ((p + 1) - i) v_i \right] dt \quad (3.47)$$

$$B_1 = \frac{1}{qNA_e} \int \left[\sum_{i=1}^{2p+1} ((p + 1) - i) v_i \right] dt \quad (3.48)$$

Pour un coupleur à sept phases ($q = 7$), la matrice des tensions aux bornes des enroulements des transformateurs est donnée par la relation (3.49).

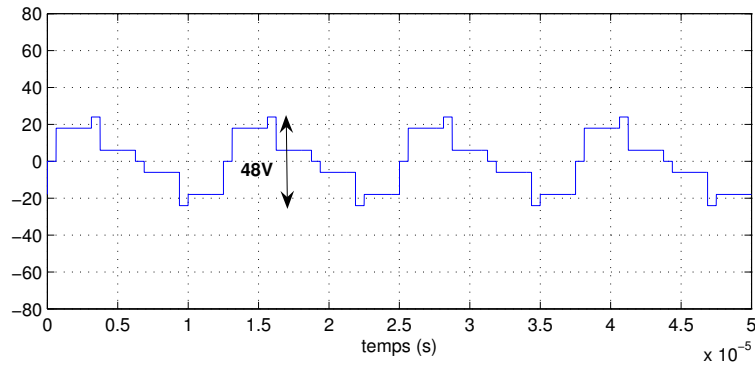
$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \\ v_{T_5} \\ v_{T_6} \\ v_{T_7} \end{bmatrix} = \frac{1}{7} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 \\ -3 & 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 \\ -2 & -3 & 3 & 2 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & -2 & -3 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -2 & -3 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 3 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \\ v_7 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Le modèle analytique que nous venons d'établir permet de déterminer les tensions aux bornes des enroulements des différents transformateurs, et par la suite, le flux et l'induction magnétique dans les colonnes bobinées du matériau magnétique, quel que soit le nombre de cellules de commutation.

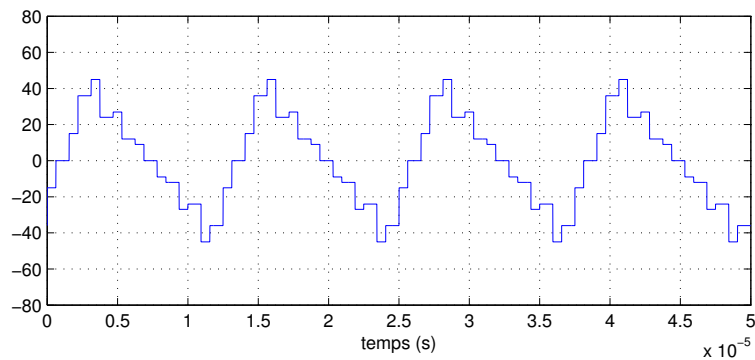
Ce modèle peut être utilisé pour dimensionner des convertisseurs multicellulaires *DC/DC* ou *AC/DC* à inductances couplées pour des applications où les ondulations de courants sont relativement faibles et où la contrainte de dimensionnement liée à l'élévation de température du matériau magnétique peut être négligée.

En connaissant l'expression analytique du flux et donc de l'induction magnétique, on peut faire un choix optimal de la géométrie du noyau en utilisant l'expression du produits des aires. Un compromis peut également être fait sur le choix des paramètres du cahier des charges, à savoir : la fréquence de découpage, la tension de bus continu et/ou le nombre de spires par enroulement.

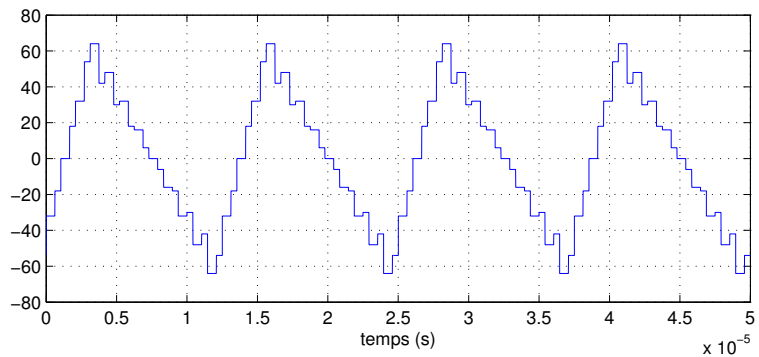
Les formes d'ondes des tensions sont caractéristiques de cette technologie (topologie), comme on peut le remarquer sur les courbes de la figure 3.11. Dans cet exemple, la tension d'entrée est $V_e = 48 \text{ V}$ et le rapport cyclique vaut 30%. On remarque que, pour $q = 4$, nous avons 7 niveaux de tension. Pour $q = 8$ nous en avons 17 et pour $q = 12$ nous en avons 23. En généralisant, pour un coupleur cyclique à $4nq$ phases, pour des valeurs quelconque du rapport cyclique, les niveaux de tensions dans les enroulements des transformateurs sont de $2q - 1$. Pour des valeurs particulières du rapport cyclique telles 25%, 50%, etc..., la combinaison des q tensions de sortie des q cellules modifie les formes d'ondes et réduit le nombre de paliers à 3, 5 et 7 pour



(a) $q = 4$



(b) $q = 8$



(c) $q = 12$

FIGURE 3.11: Evolution de la tension crête en fonction du nombre de phases pour $\alpha = 0,3$, $V_e = 48 V$, et $f_{dec} = 80 kHz$.

respectivement $q = 4$, $q = 8$ et $q = 12$.

L'inconvénient des ICTs réside dans le fait qu'une augmentation importante du flux peut avoir lieu lorsque le nombre de phases est élevé. Ceci peut nécessiter un surdimensionnement du matériau magnétique. En effet, cette augmentation de la valeur crête du flux magnétique est une conséquence directe de l'augmentation de la ten-

sion crête aux bornes des enroulements du bobinage des différents transformateurs élémentaires. Pour le cas le plus critique ($\alpha = 0,5$), on remarque que la tension crête à crête Δv_T aux bornes d'un transformateur élémentaire augmente linéairement avec le nombre de phases.

A titre d'illustration, si on considère un convertisseur multicellulaire dont la tension de bus continu (tension d'entrée) est $V_e = 48 V$, d'après les courbes de la figure 3.12(a) et de la figure 3.12(c), on peut remarquer que dans le cas d'un coupleur à 4 phases, cette valeur est $\Delta v_T = V_e = 48 V$, et dans le cas de 12 phases nous aurons $\Delta v_T = 3V_e = 144 V$. Par conséquent, les valeurs crêtes du flux et de l'induction magnétique triplent aussi lorsqu'on passe de quatre à douze phases. Pour remédier à ce problème, une modification judicieuse de la séquence de commande des cellules de commutation peut être appliquée. Cette méthode, appelée par la suite méthode de permutation des phases fera l'objet de la section 3.4.

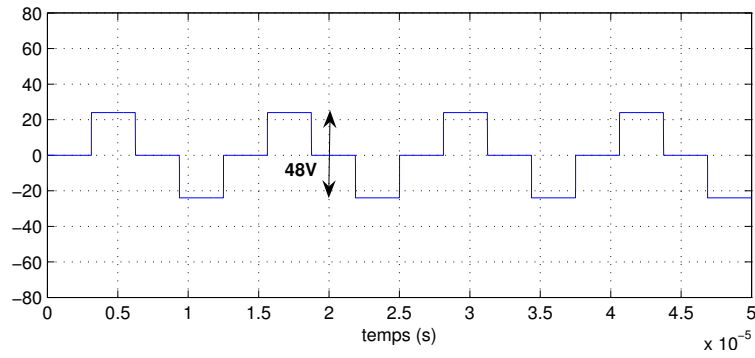
3.3.4 Estimation du volume du coupleur par la méthode du produit des aires

Nous avons vu dans 3.3.2 que nous nous intéressons au dimensionnement basé sur l'induction maximale. Dans cette section, nous nous proposons de déterminer une expression du produit des aires dans le cas d'un ICT avec un nombre pair de phases (multiple de 4) basé sur des noyaux standards U+I, avec la topologie présentée dans 3.3.1.2.

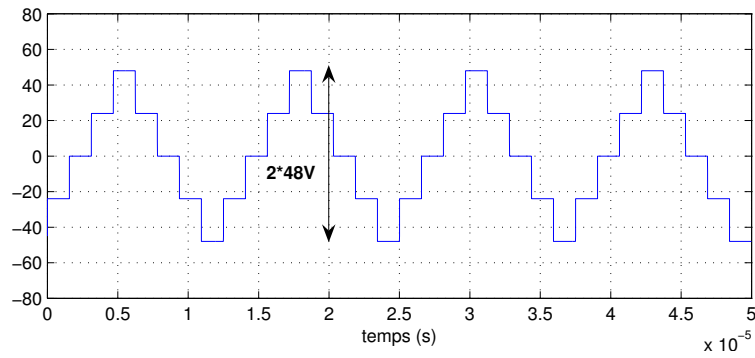
3.3.4.1 Expression de B_{max} pour $q = 4n$

D'après le modèle analytique que nous avons établi précédemment, pour le cas d'un nombre pair de phases, l'expression de l'induction $B(t)$ est donnée par la relation (3.43). Dans le cas d'un ICT à 4 phases, l'expression de l'induction magnétique dans une phase peut s'écrire :

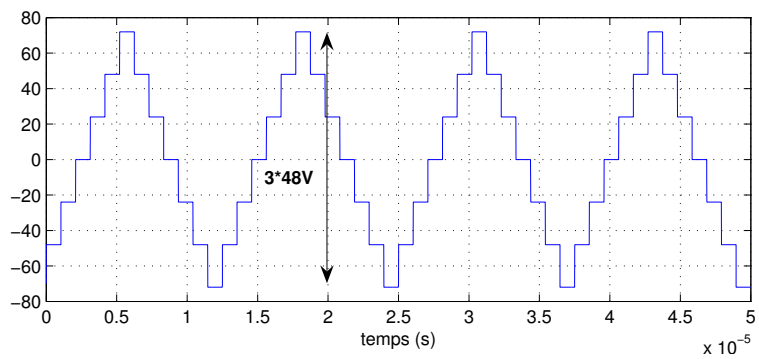
$$B(t) = \frac{1}{8NA_e} \int_0^{T_{dec}} \left[3(v_1 - v_4) + (v_2 - v_3) \right] dt \quad (3.50)$$



(a) $q = 4$



(b) $q = 8$



(c) $q = 12$

FIGURE 3.12: Evolution de la tension crête en fonction du nombre de phases pour $\alpha = 0,5$, $V_e = 48 V$, et $f_{dec} = 80 kHz$.

L'induction maximale obtenue pour un rapport cyclique $\alpha = 0,5$ est donnée par :

$$B_{max} = \frac{V_e}{16NA_e f_{dec}} \quad (3.51)$$

Pour $q = 8$, on obtient :

$$B_{max} = \frac{2V_e}{16NA_e f_{dec}} \quad (3.52)$$

Pour $q = 12$,

$$B_{max} = \frac{3V_e}{16NA_e f_{dec}} \quad (3.53)$$

Pour $q = 4n$,

$$B_{max} = \frac{1}{4qNA_e f_{dec}} \left[\sum_{i=0}^{n-1} (1 + 2i) \right] V_e \quad (3.54)$$

En exprimant la surface de bobinage en fonction du nombre de spires N , du coefficient de bobinage ξ et de la section du cuivre $s_c = I_{ph}/J$ (avec I_{ph} la valeur efficace du courant de phase et J la densité de courant), et en tenant compte des deux bobinages, nous pouvons écrire :

$$S_b = 2N \frac{I_{ph}}{J} \xi \quad (3.55)$$

et donc,

$$N = \frac{S_b J}{2I_{ph} \xi} \quad (3.56)$$

En insérant la relation (3.56) dans (3.54), nous avons :

$$B_{max} = \left[\sum_{i=0}^{n-1} (1 + 2i) \right] \frac{\xi V_e I_{ph}}{2q S_b J A_e f_{dec}} \quad (3.57)$$

Le produit des aires du circuit magnétique d'un transformateur est donc :

$$A_e S_b = \left[\sum_{i=0}^{n-1} (1 + 2i) \right] \frac{\xi V_e I_{ph}}{2B_{max} q J f_{dec}} \quad (3.58)$$

En remplaçant la valeur efficace du courant de phase par sa valeur, le produit des aires A_p pour un seul transformateur peut être défini par :

$$A_e S_b = \left[\sum_{i=0}^{n-1} (1 + 2i) \right] \frac{\xi V_e}{2B_{max} q^2 J f_{dec}} I_S \sqrt{1 + \left[q^2 \frac{\Delta I_S}{I_S} \right]^2} \frac{1}{12} \quad (3.59)$$

Pour l'ICT à q transformateurs séparés le produit des aires $A_{P_{ICT}} = \sum A_P$ est alors :

$$A_{P_{ICT}} = \left[\sum_{i=0}^{n-1} (1 + 2i) \right] \frac{\xi V_e}{2B_{max} q J f_{dec}} I_S \sqrt{1 + \left[q^2 \frac{\Delta I_S}{I_S} \right]^2} \frac{1}{12} \quad (3.60)$$

Le calcul des valeurs efficaces des courants est détaillé dans les annexes B.2 et B.3.

3.3.4.2 Choix d'un circuit magnétique planar pour l'ICT cyclique à $4n$ phases

Nous avons vu dans la section 3.3.1.2 que la réalisation du coupleur peut être faite en utilisant des circuits magnétiques standards. Nous avons opté pour l'utilisation de noyaux planar E+I en considérant un noyau E comme deux noyaux U accolés pour diminuer la taille et le volume total tout en respectant la condition de saturation du matériau magnétique. Ce choix nous permet de réaliser seulement des ICTs avec un nombre pair de phases, en particulier un multiple de quatre ($q = 4n$ phases). Dans les figures 3.13(a) et 3.13(b) sont représentés le schéma et une vue 3D de l'ICT cyclique élémentaire (ICT à 4 phases pour $n = 1$).

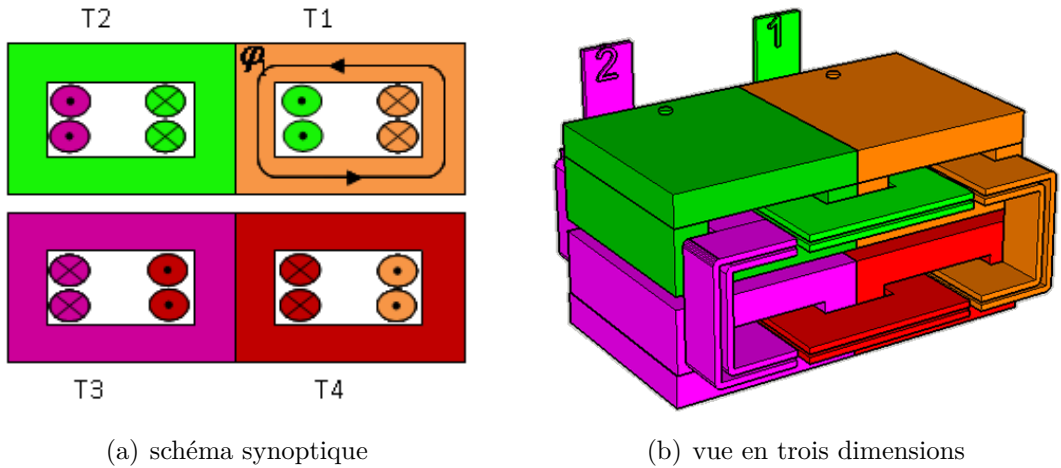


FIGURE 3.13: ICT cyclique planar à 4 phases

Nous nous proposons de choisir notre noyau parmi les noyaux planars standards proposés par le constructeur FERROXCUBE, en respectant le critère de saturation du matériau magnétique (induction maximale admissible pour le matériau 3C90 $0,3 T$). En traçant l'évolution de l'induction magnétique en fonction de la fréquence de découpage pour les quatre types de noyau, on remarque que, pour satisfaire la condition de non saturation, il faut choisir le noyau E64 et une fréquence d'au moins $90 kHz$, comme le montrent les courbes de la figure 3.14. Nous allons voir par la suite que nous pouvons ramener le point de fonctionnement à une fréquence de découpage moins élevée avec la méthode de permutation des phases et ainsi optimiser le dimensionnement et le fonctionnement du coupleur en choisissant un noyau moins volumineux.

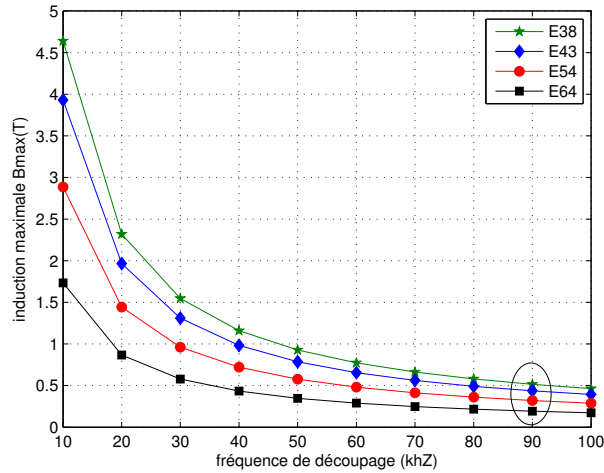


FIGURE 3.14: Evolution de l'induction maximale en fonction de la fréquence de découpage pour différents types de noyaux planar dans le cas d'un ICT cyclique planar 12 phases, avec $V_e = 48 V$ et $N = 2$ spires.

3.4 Optimisation du dimensionnement du coupleur par la méthode de permutation des phases

3.4.1 Principe de la méthode

Nous avons vu que, dans un convertisseur multicellulaire entrelacé classique, la commande des q phases est telle que le déphasage entre deux cellules adjacentes vaut $\theta = 2\pi/q$. Ce mode est appelé mode d'alimentation standard. Il a été montré dans [59] [60] qu'une autre séquence de commande des phases peut être imposée afin de réduire la concentration du flux dans les colonnes bobinées. Cette modification de la séquence de commande des phases se traduit par une permutation de l'ordre de succession des q tensions de sortie de chaque bras du convertisseur. En effet nous allons voir que cette méthode, dite "mode d'alimentation permutée", permet de réduire la valeur crête des tensions aux bornes des enroulements des bobinages et donc de réduire le flux magnétique dans les colonnes. Le principe de la permutation des phases peut être appliqué pour tout nombre de phases supérieur ou égal à cinq. Toutefois, la permutation optimale dépend du nombre exact de phases en parallèle. La règle générale pour l'application de la méthode de permutation est définie en considérant

les trois cas de figures suivants :

- pour q pair, le déphasage entre les tensions de sortie de deux phases successives est de $\theta = \pi - \pi/q$;
- pour q pair et multiple de 4, le déphasage est $\theta = \pi - 2\pi/q$;
- pour q pair et non multiple de 4 :
 - $\theta = \pi - 2\pi/q$ pour les $(q/2 - 1)$ premières tensions,
 - $\theta = \pi$ pour la $(q/2)^{ieme}$ tension,
 - $\theta = -(\pi - 2\pi/q)$ pour le reste.

3.4.2 Validation par simulation

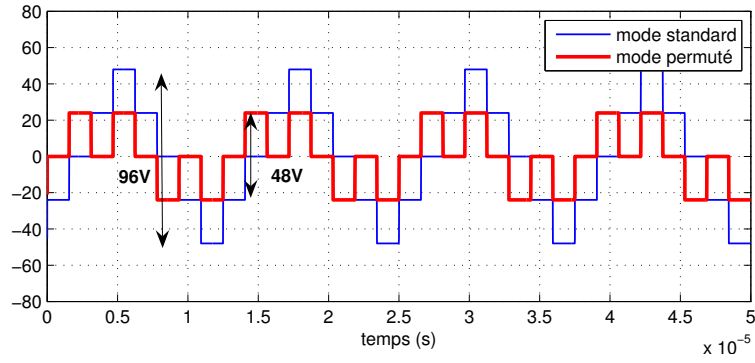
Grâce à la permutation des ordres de commande des phases, la modification des formes d'ondes des tensions entraine une réduction du flux magnétique dans le noyau. Nous avons vu que le mode permuté ne peut être appliqué que pour un nombre de phase supérieur ou égal à cinq. En reprenant les exemples précédents ($q = 8$ et $q = 12$) et en se référant à la règle générale de permutation des phases définie ci-dessus, les nouvelles séquences des tensions de sortie peuvent être définies, tel indiqué dans les tableaux 3.2 et 3.3 respectivement pour $q = 8$ et $q = 12$.

tensions v_i	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8
déphasage θ	0	$\pi/4$	$3\pi/2$	$\pi/4$	π	$7\pi/4$	$\pi/2$	$5\pi/4$

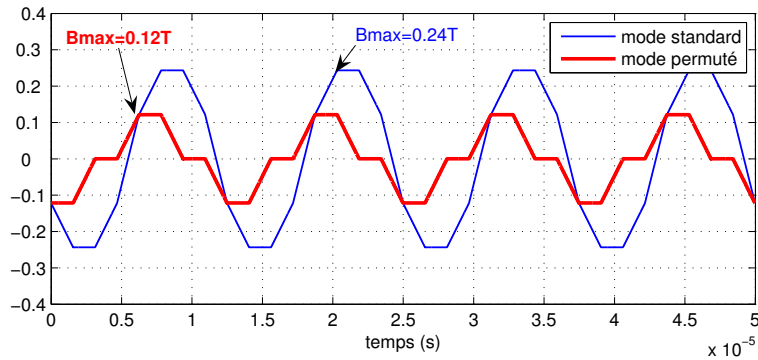
TABLEAU 3.2: Séquence des tensions de sortie en mode permuté pour $q = 8$.

Avec la permutation des ordres de commande, au lieu de la séquence $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7, v_8$, la succession des tensions de sortie des huit phases sera $v_1, v_4, v_7, v_2, v_5, v_8, v_3, v_6$. Nous pouvons remarquer sur les courbes de la figure 3.15(a) que nous avons une division par deux de la valeur crête de la tension. En effet, le mode permuté permet de passer de $\Delta v_T = 96 V$ à $\Delta v_T = 48 V$. Ainsi, nous diminuons les contraintes au niveau du noyau magnétique en divisant l'induction magnétique par deux, comme le montre les courbes de la figure 3.15(b).

Dans le cas du convertisseur à 12 phases, l'ordre de succession des tensions de sortie des différentes phases après la permutation est $v_1, v_6, v_{11}, v_4, v_9, v_2, v_7, v_{12}, v_5, v_{10}, v_3, v_8$ comme indiqué dans le tableau 3.3. Les courbes de la figure 3.16(a) montrent que



(a) influence sur la tension $v_T(t)$



(b) influence sur l'induction $B(t)$

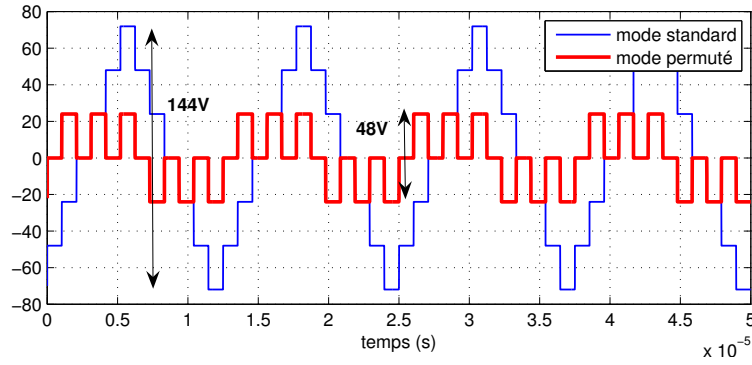
FIGURE 3.15: Influence de la permutation dans le cas d'un convertisseur 8 phases pour $\alpha = 0,5$, $V_e = 48 V$, $f_{dec} = 80 kHz$, $etN = 2$, et $A_e = 154 mm^2$.

nous avons une division par trois de la tension crête à crête en appliquant le mode permuté.

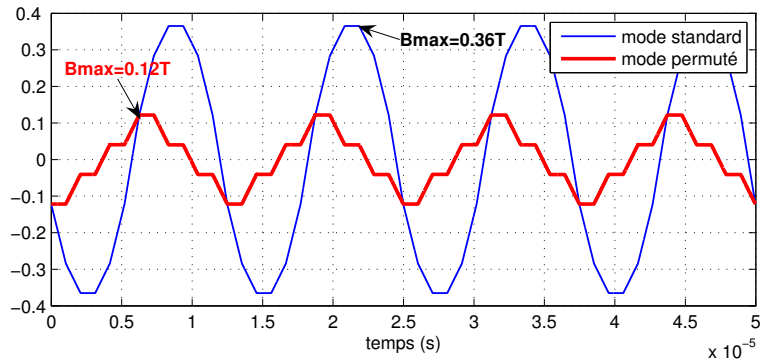
tensions v_i	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8	v_9	v_{10}	v_{11}	v_{12}
déphasage θ	0	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{10\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{8\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	π	$\frac{11\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$

TABLEAU 3.3: Séquence des tensions de sortie en mode permuté pour $q = 12$.

La réduction de la valeur crête de la tension a une conséquence directe sur la diminution de l'induction magnétique maximale, qui passe de $0,36 T$ à $0,12 T$ comme nous pouvons le constater sur les résultats de simulation présentés dans la figure 3.16(b).



(a) influence sur la tension $v_T(t)$



(b) influence sur l'induction $B(t)$

FIGURE 3.16: Influence de la permutation dans le cas du convertisseur 12 phases pour $\alpha = 0,5$, $V_e = 48 V$, $f_{dec} = 80 kHz$, $etN = 2$, et $A_e = 154 mm^2$.

3.4.3 Dimensionnement du circuit magnétique avec prise en compte de l'effet de la permutation des phases

L'effet de la permutation des phases sur le volume du noyau magnétique réside dans le fait que la réduction de la concentration de flux dans les colonnes bobinées du transformateur nous éloigne de la limite de saturation magnétique. Ainsi, pour les mêmes conditions, on peut à la fois diminuer la fréquence de découpage et la section effective A_e . Le fait de diminuer la fréquence de découpage permet de diminuer les pertes par commutation dans les semi-conducteurs de puissance du convertisseur. Cela permet aussi de diminuer le bruit haute fréquence car le coupleur génère des signaux à q fois la fréquence de découpage. La diminution de la surface effective a un effet direct sur le volume et sur le poids du composant magnétique. D'après les courbes de la figure 3.17, le choix d'une fréquence de découpage de $50 kHz$ et de noyaux planar E58 est justifié, car la condition de non saturation ($B_{max} < 0,3 T$) est respectée.

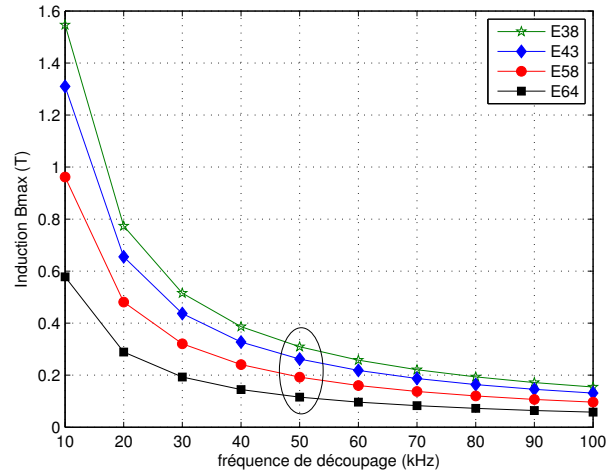


FIGURE 3.17: Evolution de l'induction maximale en fonction de la fréquence de découpage pour différents types de noyaux planars dans le cas d'un ICT cyclique planar 12 phases en mode permuté, avec $V_e = 48 V$ et $N = 2$.

3.4.4 Synthèse

Dans cette section, une méthode d'optimisation d'un transformateur intercellule a été présentée. Il s'agit de la méthode de permutation des phases, qui consiste à modifier la séquence de commande des interrupteurs de puissance. Par rapport à la commande classique par entrelacement, cette méthode conduit à une réduction considérable de la densité de flux dans le matériau magnétique. Nous avons validé le principe de la méthode par simulation, en considérant deux cas de figure ($q = 8$ et $q = 12$). Nous avons montré que le mode permuté permet de ramener la valeur de B_{max} à $0,12 T$ dans les deux cas au lieu de $0,24 T$ et $0,36 T$. Si on trace l'évolution du taux d'induction réduite ($B_{max_{perm}}/B_{max}$) en mode permuté en fonction du nombre de phases (figure 3.18), on remarque que plus le parallélisme est important, plus l'effet de la permutation est considérable.

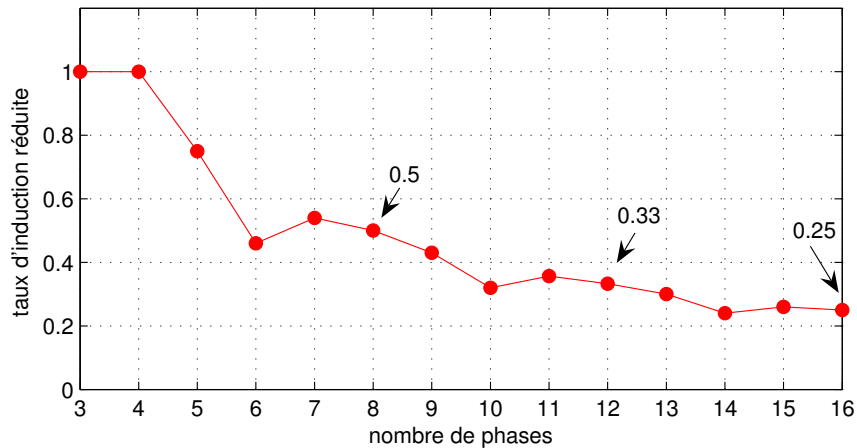


FIGURE 3.18: Evolution du taux d'induction réduite (B_{max_perm}/B_{max}) en fonction du nombre de phases q .

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse théorique du comportement des transformateurs intercellules cycliques comme éléments de filtrage des courants dans les convertisseurs entrelacés a été présentée. Nous avons démontré, à partir du calcul des inductances symétriques équivalentes pour les rangs harmoniques h , que le coupleur se comporte comme un filtre qui ne laisse passer que le courant de mode commun, dont la fréquence apparente est égale à la fréquence de découpage multipliée par le nombre de phases q . Toutefois, en jouant sur le coefficient de couplage, on peut contrôler la valeur de l'inductance symétrique d'ordre q , qui conditionne les ondulations du courant de mode commun. Une méthode approchée de dimensionnement des transformateurs intercellules a été ensuite présentée. La méthode est basée sur le calcul des flux et la détermination d'une expression généralisée du produit des aires $A_e S_b$. La méthode de permutation des phases, qui permet de réduire la concentration des flux, a été ensuite présentée comme solution d'optimisation du dimensionnement. Le choix du circuit magnétique d'un ICT cyclique 12 phases a été justifié par le calcul, à partir du critère de non saturation et en prenant en compte l'effet de la permutation des phases.

Chapitre 4

Réalisation expérimentale.

Validation

Sommaire

4.1	Introduction	99
4.2	Conception, réalisation et validation expérimentale des prototypes	100
4.2.1	Conception d'un convertisseur à 4 phases (module 600 A) .	101
4.2.1.1	Réalisation pratique de l'ICT cyclique de puissance	101
4.2.1.2	Choix des interrupteurs de puissance	102
4.2.1.3	Banc de test du montage	103
4.2.2	Validation du convertisseur à 4 phases	103
4.2.2.1	Signaux de commande, tension courant de sortie .	103
4.2.2.2	Mesure indirecte du flux et validation du modèle analytique	110
4.2.3	Conception et validation du prototype 1200 A (convertisseur à 12 cellules)	111
4.2.3.1	Présentation de la structure	112
4.2.3.2	Boucle de régulation de courant	114
4.2.3.3	Validation expérimentale de la méthode de permutation des phases	116
4.3	Bilan de puissance et bilan d'énergie des convertisseurs réalisés	119

4.3.1	Energie dissipée dans les semi-conducteurs	119
4.3.1.1	Pertes par conduction	119
4.3.1.2	Pertes par commutation	121
4.3.1.3	Pertes dans la diode	123
4.3.2	Energie dissipée dans les conducteurs	124
4.3.2.1	Pertes dans les enroulements	124
4.3.2.2	Pertes dans les tresses	125
4.3.2.3	Pertes dans les barres de connexion	125
4.3.3	Energie dissipée dans la source et dans la charge	125
4.3.3.1	Pertes dans la résistance interne de la source	125
4.3.3.2	Pertes dans la résistance interne de la charge	126
4.3.4	Application numérique et synthèse	126
4.3.4.1	Essais en court-circuit	126
4.3.4.2	Essais en charge	128
4.4	Validation de l'application du convertisseur au chauffage transitoire d'un câble et à l'obtention de signaux d'onde thermique	130
4.4.1	Objectif et principe de l'application	130
4.4.2	Validation du module 600 A par comparaison avec la tech- nique existante (transformateur de chauffage)	131
4.4.3	Essais sur un tronçon de câble de 3 m et de section 50 mm ² en utilisant le module 1200 A	134
4.4.3.1	Cas du chauffage par l'âme conductrice	134
4.4.3.2	Evolution de la MOT : chauffage par la gaine extérieure	136
4.4.4	Essais de validation sur un tronçon de câble de 50 m	138
4.5	Conclusion	139

4.1 Introduction

Ce chapitre concerne la réalisation expérimentale de convertisseurs multicellulaires à ICT dans le but de mettre au point un dispositif pouvant délivrer plusieurs milliers d’Ampères, pendant quelques secondes dans l’âme ou la gaine conductrice de câbles à forte section conductrice et forte épaisseur d’isolant (haute tension). Il s’agit de réaliser des modules élémentaires de 1200 A qui, mis en parallèle, permettant de délivrer jusqu’à 12 000 A.

Suite à l’étude présentée au chapitre 2, nous avons pu définir une solution consistant en un convertisseur multicellulaire entrelacé à phases couplées, en utilisant, plus particulièrement, un coupleur ICT à transformateurs séparés en montage cascade cyclique, que l’on a nommé “ICT cyclique”.

Les performances attendues du module 1200 A requièrent la réalisation d’un convertisseur DC/DC ayant les caractéristiques suivantes :

- convertisseur multiphase de type BUCK ;
- nombre de phases $q = 12$;
- tension d’entrée maximale $V_e = 48 V$ (en usage normal, elle dépend de la charge utilisée) ;
- type d’alimentation : banc de supercondensateurs (BMOD0165 PO48 BXX) 165 F, 48 V. Ce banc peut supporter un courant de 1900 A durant une seconde, et un courant de 7600 A en court-circuit ;
- courant de sortie $I_S = 1200 A$ régulé ;
- taux d’ondulation du courant de sortie $\Delta I_S / I_S = 1\%$;
- courant dans chaque phase $I_{ph} = 100 A$;
- fréquence de découpage $f_{dec} = 50 kHz$;
- type de couplage des phases : ICT cyclique à 12 phases, avec 6 noyaux standards EI/58/38 planar ;
- type de bobinage : spirale avec tôle de cuivre ;
- nombre de spires par enroulement : $N = 2$;
- inductance de fuite minimale par cellule $L_f = 1,67 \mu H$ (correspondant à une inductance de fuite totale du coupleur de $L_{f_{tot}} = 139 nH$), en sachant que :

$$L_f = \frac{V_e}{48 \Delta I_S f_{dec}} \quad (4.1)$$

Afin de valider expérimentalement les concepts proposés, nous avons, dans un

premier temps, réalisé un prototype à puissance réduite, dont le courant nominal est de 600 A. Cette réalisation sera présentée au début de ce chapitre. Nous décrirons par la suite la mise en oeuvre du convertisseur 1200 A. Les résultats de la mesure indirecte du flux magnétique dans les phases seront ensuite présentés, ainsi que la validation expérimentale de la méthode de permutation des phases. Dans la deuxième section, une étude des pertes énergétiques dans les différents composants des montages mis au point sera présentée. Les résultats obtenus par calcul seront par la suite comparés aux résultats expérimentaux. Enfin, une validation des modules sur des câbles sera présentée, afin de confirmer l'utilisation de la solution proposée pour la caractérisation diélectrique des câbles haute tension à courant continu.

4.2 Conception, réalisation et validation expérimentale des prototypes

Avant de concevoir le module à 12 phases, un pré-prototype de convertisseur entrelacé à 4 phases couplées a été conçu et validé expérimentalement, avec la mise en oeuvre d'un ICT cyclique 4 phases de puissance basé sur la technologie planar.

Dans cette section, nous allons ainsi présenter, tout d'abord, la conception du convertisseur à 4 phases. Le module à 4 phases a été initialement prévu pour délivrer un courant de 400 A, mais il a été testé et validé jusqu'à 600 A. Nous détaillerons la conception du transformateur intercellule, le choix des interrupteurs de puissance et la présentation des éléments qui composent le banc de test. Dans un deuxième temps, nous présenterons les relevés expérimentaux (courants et tensions) du convertisseur multicellulaire à phases couplées dans le but de valider son fonctionnement. Les tensions représentatives des flux magnétiques dans les colonnes des différents transformateurs élémentaires seront comparées à celles déterminées par calcul.

Nous présenterons ensuite la conception du module 1200 A, convertisseur à 12 cellules dont le principe de fonctionnement est identique au précédent. Le relevé des formes d'ondes des tensions aux bornes des transformateurs, ainsi que la validation expérimentale de la méthode de permutation, seront présentées et discutées.

4.2.1 Conception d'un convertisseur à 4 phases (module 600 A)

4.2.1.1 Réalisation pratique de l'ICT cyclique de puissance

Afin de rendre plus compact le convertisseur, nous avons opté pour l'utilisation de noyaux planar afin de construire l'ICT cyclique. En nous basant sur la condition de saturation de l'induction magnétique et sur les performances souhaitées, nous avons choisi, parmi quelques modèles de circuits magnétique E+I de FERROXCUBE, le noyau E58, dont les paramètres géométriques sont présentés dans les schémas de la figure 4.1.

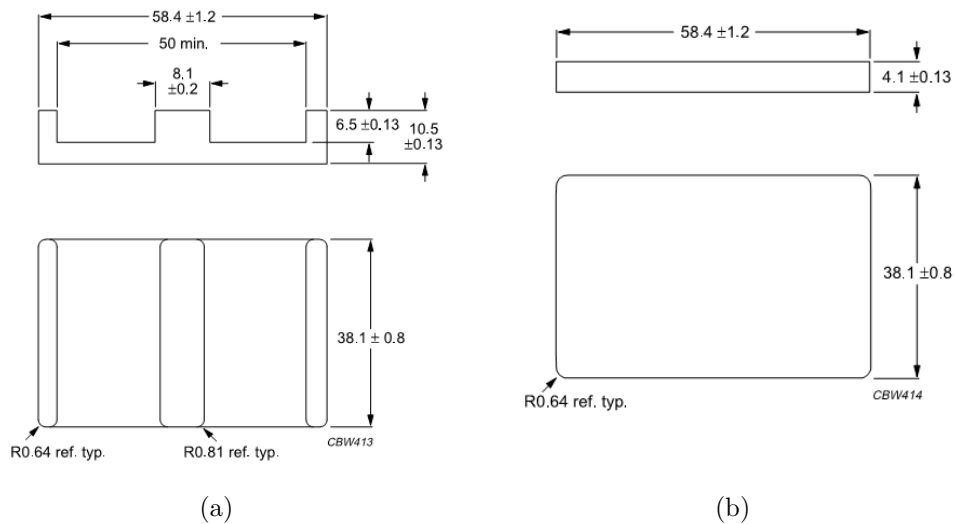
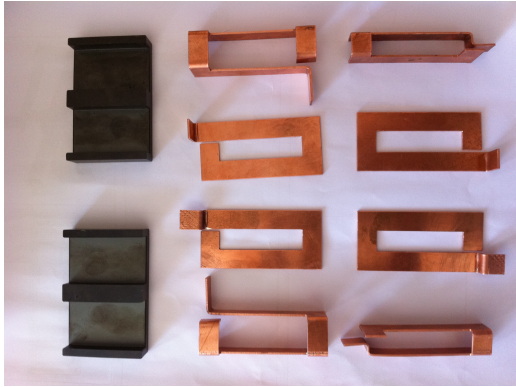


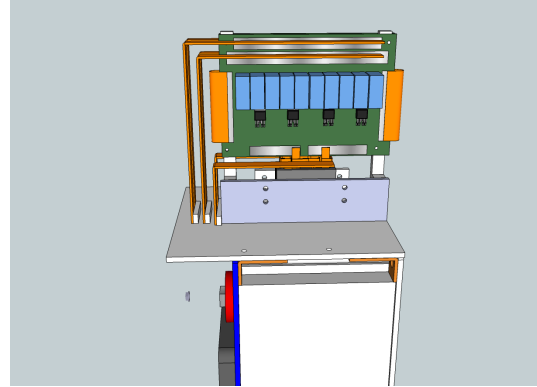
FIGURE 4.1: Caractéristiques géométriques du noyau standard E58.

Le choix de la technologie de fabrication des enroulements du coupleur a été fait en fonction des contraintes thermiques, vu que les courants mis en jeu sont importants. En admettant une densité de courant de $20 A/mm^2$ (sachant que la durée de l'impulsion est courte, l'élévation de température reste acceptable), on s'est ainsi proposé de réaliser les spires à l'aide de tôles de cuivre d'épaisseur $1 mm$ et de largeur $9 mm$. Une vue éclatée de l'ensemble ferrites/enroulements est présentée dans la figure 4.2(a).

Dans le but d'optimiser la fabrication de l'ensemble, nous avons réalisé un dessin de réalisation en 3D de l'ensemble coupleur, convertisseur et batterie de supercapacités, comme le montre la figure 4.2(b). La réalisation du dessin 3D à l'échelle 1 nous a permis de voir en détail les problèmes d'assemblage et d'optimiser la compacité du



(a) Vue éclatée de l'ICT cyclique 4 phases



(b) Vue 3D du convertisseur à 4 phases (600 A)

FIGURE 4.2: Illustration du module 4 phases (600 A).

banc d'essai. Il nous a aussi permis de générer les plans et les cotations des différentes pièces qui composent le système en vue de leur fabrication.

4.2.1.2 Choix des interrupteurs de puissance

Le choix des interrupteurs de puissance doit tenir compte non seulement de la capacité de l'interrupteur à pouvoir conduire un courant de plus de 150 A (car on prévoit un courant de 100 A par phase), mais aussi des contraintes de poids et de volume du convertisseur. Un paramètre très important dans la conception de notre convertisseur est la résistance à l'état passant du composant. En effet, pour minimiser la consommation d'énergie, il faut choisir des composants avec un R_{DSon} très faible. Ainsi, pour cette application, nous avons opté pour des transistors MOSFET de puissance au lieu d'IGBT. Les raisons sont les suivantes :

- puisque la vitesse de commutation des MOSFET est plus importante que celle des IGBT, la dynamique du convertisseur est meilleure et les pertes sont moins importantes ;
- pour le cas considéré (tension de 48 V et courant supérieur à 150 A), les MOSFET présentent une R_{DSon} relativement faible ;
- puisque le convertisseur ne travaille pas à des valeurs de forte tension mais plutôt avec des forts courants, les MOSFET sont mieux adaptés.

Nous avons choisi des composants IRLS3036 d'International Rectifier dont les caractéristiques sont présentées dans la figure 4.3 (de la fiche technique fournie par le constructeur).

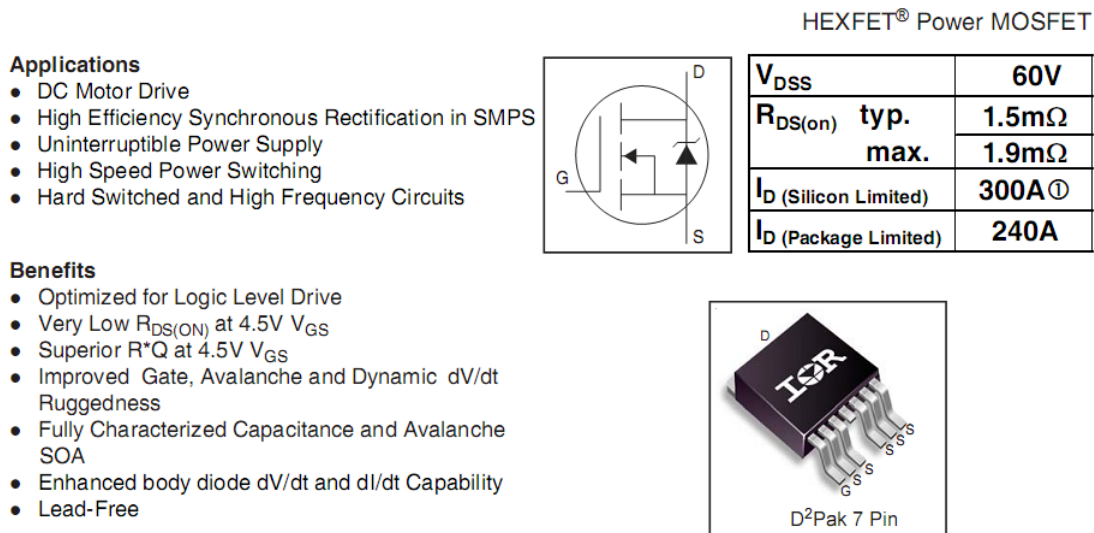


FIGURE 4.3: Principales caractéristiques des transistors MOSFET de puissances IRL3036 utilisés pour la réalisation expérimentale du convertisseur 600 A [61].

4.2.1.3 Banc de test du montage

Le banc de test que nous avons utilisé pour tester notre convertisseur est illustré dans la figure 4.4. Il est composé du convertisseur multicellulaire cyclique à 4 phases (module de puissance + carte de drivers), d'un banc de supercondensateur utilisé comme source d'énergie, d'une alimentation DC/DC qui est utilisée pour la charge des supercondensateurs, de la carte de pilotage DE2 FPGA qui contient le programme de génération des signaux de commande PWM, d'une carte d'interface qui permet de régler les paramètres des essais (notamment le rapport cyclique, la fréquence de découpage, le mode de fonctionnement du convertisseur - en continu pour des test de mise au point à faible courant, ou en impulsionnel - et de la charge. On remarque aussi la présence de tresses de cuivre (en rouge et en blanc), employées pour connecter le convertisseur au banc de condensateurs. Pour supporter les courants mis en jeu, nous avons eu recours à des tresses de 25 mm^2 de section. La densité de courant supportée par ces tresses, lors de ces tests est de 24 A/mm^2 .

4.2.2 Validation du convertisseur à 4 phases

4.2.2.1 Signaux de commande, tension courant de sortie

Nous avons vu que dans un convertisseur multicellulaire entrelacé à q cellules (phases), les interrupteurs de puissance sont commandés de manière à ce que deux

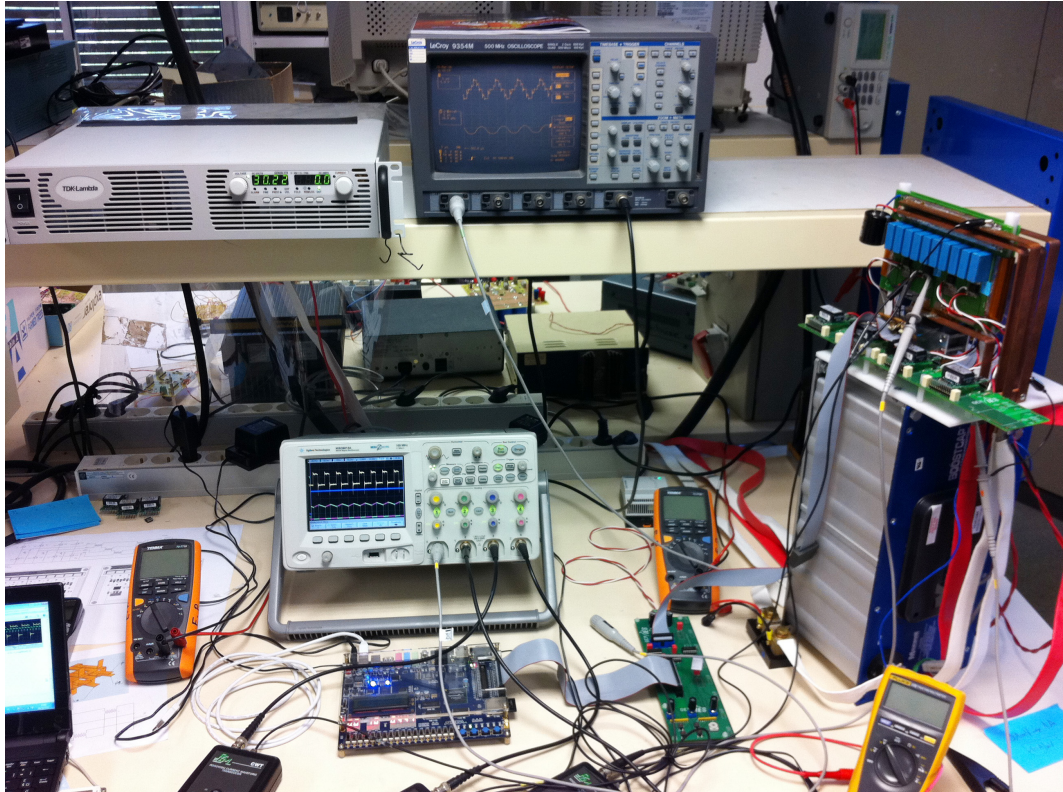


FIGURE 4.4: Photo du banc de test du convertisseur à 4 phases (600 A).

cellules adjacentes soient déphasées de $2\pi/q$. Dans le cas d'un convertisseur à quatre cellules, ce déphasage vaut donc $\pi/2$. Notre convertisseur est piloté par une carte FPGA DE2. Le programme que nous avons implanté dans le FPGA offre la possibilité de faire un rééquilibrage manuel des courants de phase par un ajustement des rapports cycliques.

Les signaux de commande PWM que nous générons à partir du programme implanté dans le FPGA sont des signaux TTL de niveau 0 – 3,3 V. Pour générer les signaux de commandes de grille des transistors de puissance (qui sont des créneaux qui varient entre -15 V et $+15\text{ V}$), nous utilisons un montage d'adaptation avec des circuits drivers isolés préfabriqués, à savoir des modules 2SD106-AI, conçus et commercialisés par la société CONCEPT. Chaque module peut commander un bras et offre la possibilité de faire une commande complémentaire ou indépendante. Le module doit être alimenté sous $+15\text{ V}$ et les signaux de commande PWM d'entrée doivent être des signaux logiques 0 – 5 V. Nous avons utilisé des buffers afin de convertir les signaux 0 – 3,3 V à des signaux 0 – 5 V. Le schéma du circuit de commande est

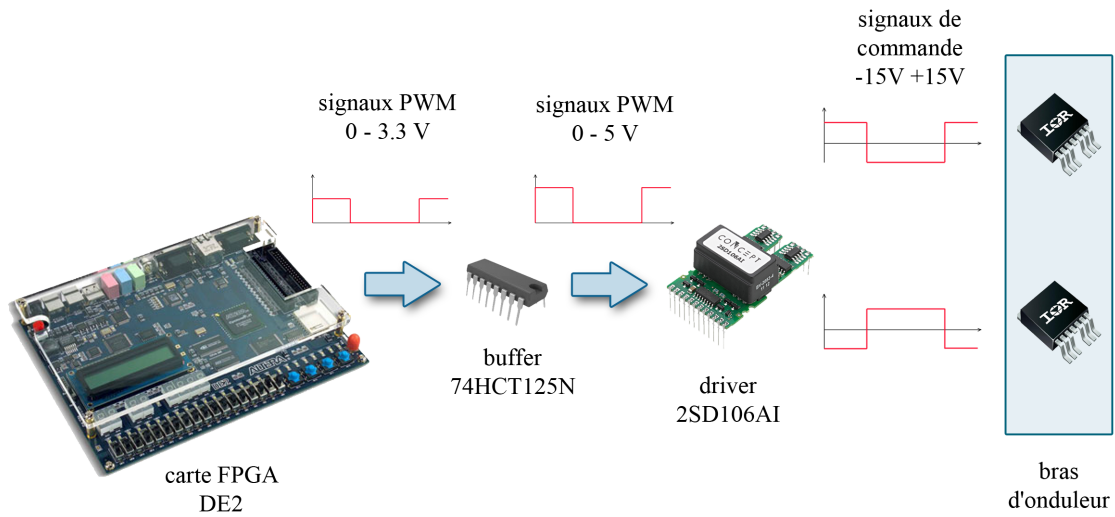


FIGURE 4.5: Schéma du circuit de commande des interrupteurs.

présenté dans la figure 4.5.

Les quatre signaux fournis par les drivers sont appliqués entre la grille et la source de chaque MOSFET. Dans le schéma de la figure 4.6 sont présentées les quatre tensions V_{GS} , que nous avons relevé pour un rapport cyclique de 25%.

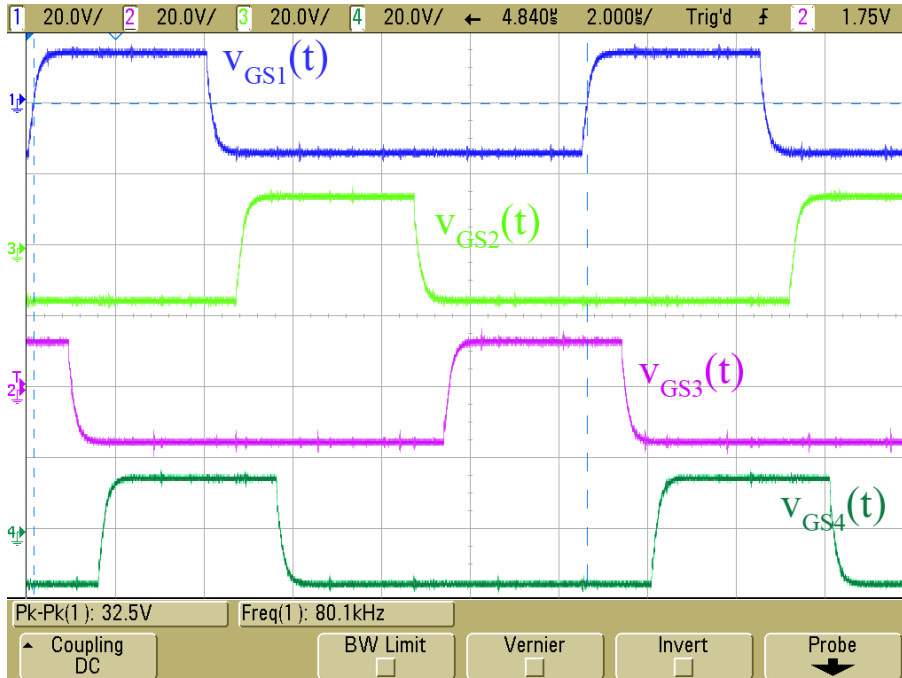


FIGURE 4.6: Signaux de commande des transistors MOSFET de puissance.

Dans l'oscillogramme de la figure 4.7 sont représentés les deux signaux de com-

mande de grille pour la phase 1. Les deux signaux sont complémentaires, avec un temps mort de quelques dizaines de nanosecondes que nous pouvons également régler à partir de la carte d'interface. Le réglage du temps mort est important, car il permet d'éviter les court-circuits qui peuvent avoir lieu lorsque les deux transistors du même bras changent d'état simultanément.

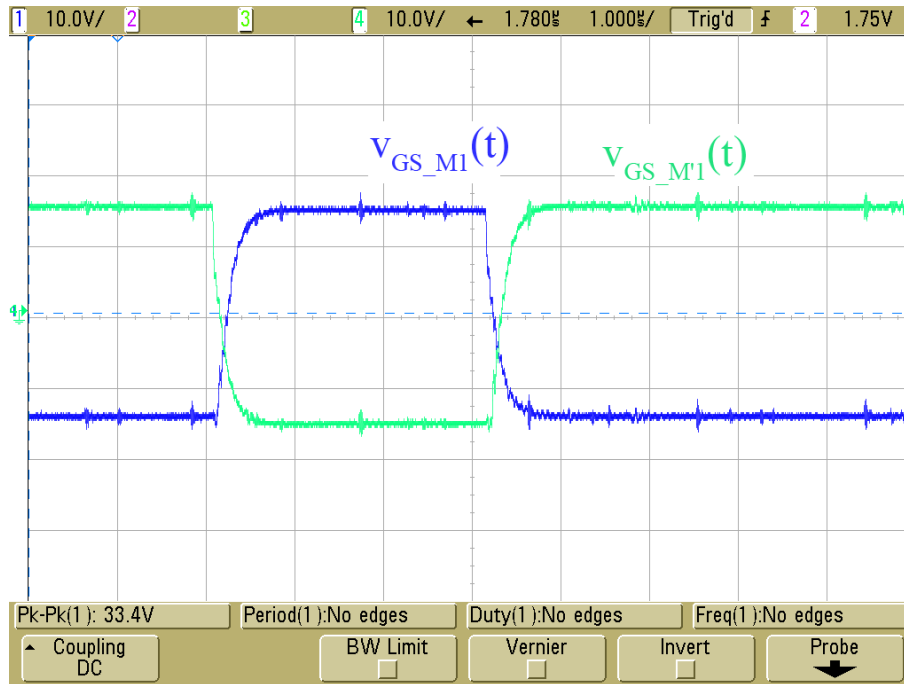


FIGURE 4.7: Signaux de commande complémentaire des Transistors de chaque bras.

Les tensions de sortie des quatre cellules de commutation ($v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ et $v_4(t)$) sont des créneaux de tensions $0 - V_e$ (avec $V_e = 30\text{ V}$), et sont déphasées de $\pi/2$, comme nous pouvons le voir sur l'oscillogramme de la figure 4.8. L'utilisation du coupleur (ICT) permet de diminuer les ondulations de tension et de courant aussi bien en entrée qu'en sortie du convertisseur. Pour bien visualiser ce comportement, des essais ont été effectués avec une charge purement résistive de $30\text{ m}\Omega$ et sans inductance de filtrage ni condensateur en sortie du convertisseur. Ainsi, la tension de sortie du coupleur est composée de créneaux de tension de $0 - V_e/4$ ($7,5\text{ V}$), autour d'une valeur moyenne qui est la même que celle des tensions de sortie de chaque bras, et dont la fréquence est quatre fois la fréquence de découpage (320 kHz), comme on peut le voir sur les relevés de la figure 4.9. En effet, à chaque instant, la valeur de la tension de sortie du coupleur est égale à la somme des tensions des quatre cellules divisée par

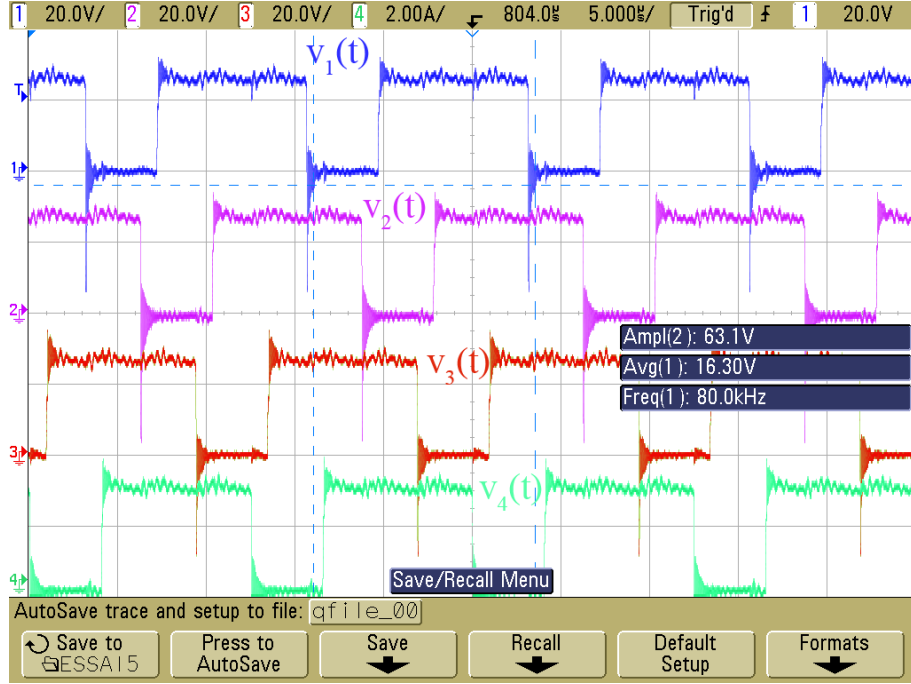


FIGURE 4.8: Tensions de sortie des quatre cellules pour $V_e = 30\text{ V}$ et $f_{dec} = 80\text{ kHz}$.

quatre :

$$v_s(t) = \frac{v_1(t) + v_2(t) + v_3(t) + v_4(t)}{4} \quad (4.2)$$

La fréquence des ondulations du courant de sortie vaut aussi 320 kHz. Cela traduit ce que nous avons expliqué en détail au chapitre 3, à savoir que le coupleur joue le rôle d'un filtre qui ne laisse passer que les harmoniques de courant dont la fréquence est multiple de qf_{dec} (avec q le nombre de cellules). Bien qu'aucune inductance de filtrage supplémentaire n'ait été utilisée, le courant de sortie est naturellement filtré. En faisant un grand zoom sur le courant $i_s(t)$ (voie 3), on observe une ondulation crête-à-crête de 1,5 A pour un courant de sortie de 450 A, ce qui fait un taux d'ondulation de 0,33% donc inférieur à 1% (figure 4.9). En effet, les ondulations du courant de sortie dans le coupleur à quatre phases sont données par :

$$\Delta I_s = \frac{\alpha'(1 - \alpha') V_e / 4}{4L_s f_{dec}} \quad (4.3)$$

avec $L_s = L_{tresse} + L_{ftot}$, où L_{tresse} représente l'inductance des tresses et L_{ftot} l'inductance de fuite totale du coupleur. Avec les valeurs mesurées (pour $\alpha = 35\%$, $\alpha' = 39\%$),

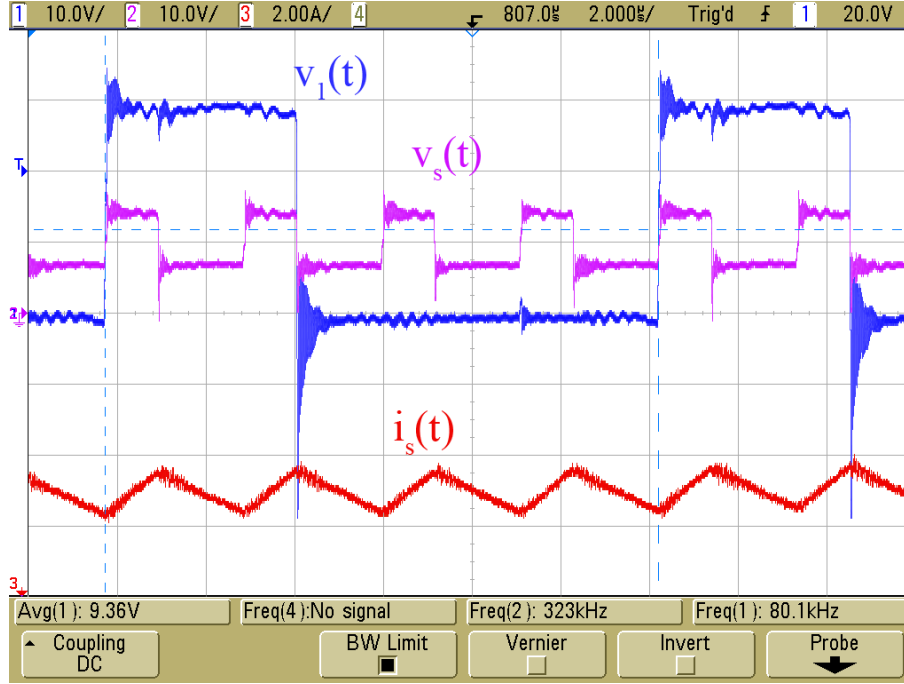


FIGURE 4.9: Mise en évidence des formes d'ondes avec l'utilisation de l'ICT pour $I_s = 450 \text{ A}$, $R = 30 \text{ m}\Omega$, $V_e = 30 \text{ V}$, $f_{dec} = 80 \text{ kHz}$ et $\alpha = 35 \%$ (voie 1 : $v_1(t)$, voie 2 : $v_s(t)$ et voie 3 : $i_s(t)$).

on calcul l'inductance de fuite en sortie :

$$L_s = \frac{\alpha' (1 - \alpha') V_e}{16 \Delta I_s f_{dec}} = 3,7 \mu H \quad (4.4)$$

Théoriquement, l'inductance de fuite totale de l'ICT à quatre phases est :

$$L_{f_{tot}} = L_f / 4 \quad (4.5)$$

avec L_f l'inductance de fuite par cellule définie au chapitre précédent dans la relation (3.27). D'après la figure 4.10, l'inductance de fuite totale est :

$$L_{f_{tot}} = \frac{1}{4} l_{moy} \mu_0 \frac{N^2}{B} \left[A_2 + \left(\frac{2A_1}{3} \right) \right] = 382 \text{ nH} \quad (4.6)$$

avec $A_1 = 9 \text{ mm}$, $B_1 = 6,5 \text{ mm}$, $A_2 = 2 \text{ mm}$, $N = 2$, $l_{moy} = 248 \text{ mm}$. Puisque l'inductance de sortie équivalente est $L_s = L_{tresse} + L_{f_{tot}}$, on trouve (par calcul), une inductance équivalente des tresses de connexion de $3,3 \mu H$ (paire de tresses de longueur 2,5 m chacune).

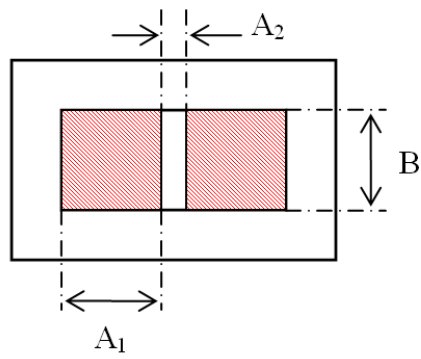


FIGURE 4.10: Structure des bobinages d'une cellule.

La figure 4.11 concerne des mesures du courant de sortie et du courant dans les deux MOSFETs de la phase 1. Il est possible de reconstituer le courant de la phase 1 en faisant la somme de ces deux courants et on peut également remarquer que les ondulations à qf_{dec} sont négligeables.

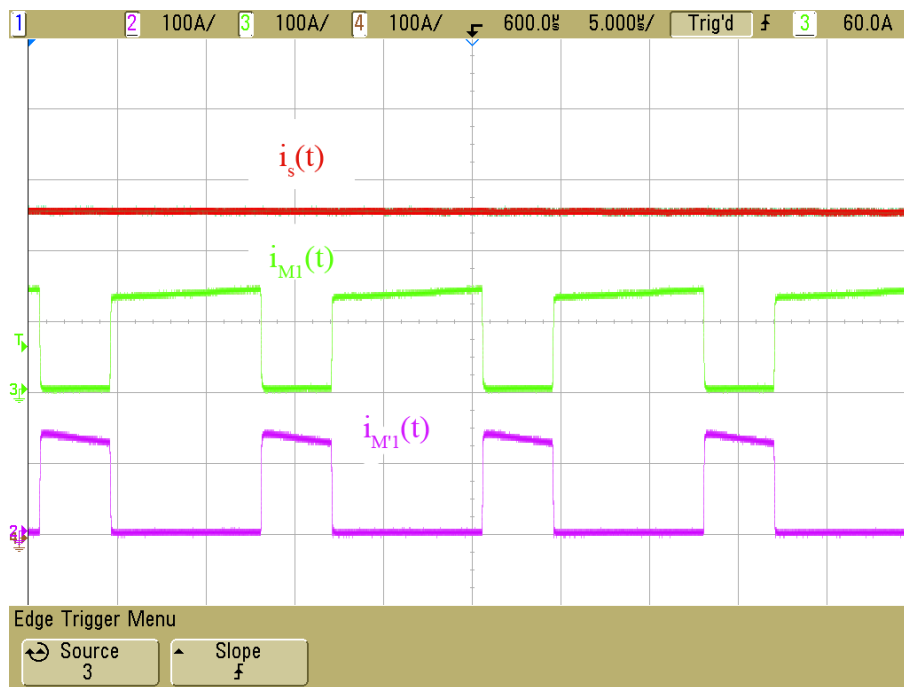


FIGURE 4.11: Oscillogrammes du courant de sortie et des courants dans les transistors M1 et M'1.

4.2.2.2 Mesure indirecte du flux et validation du modèle analytique

Dans la section 3.3.3, nous avons déterminé une expression analytique généralisée des flux fondamentaux dans un ICT cyclique à q phases. Ce modèle analytique est basé sur le calcul des tensions induites aux bornes des enroulements des q transformateurs qui composent le coupleur ICT cyclique. Les formes d'onde de ces tensions sont très irrégulières et ne sont pas forcément significatives, sauf pour des valeurs particulières du rapport cyclique (25 %, 50 %, ...).

D'après ce modèle, pour le cas particulier de convertisseur ($q = 4$), la matrice des tensions v_{Ti} vaut :

$$\begin{bmatrix} v_{T1} \\ v_{T2} \\ v_{T3} \\ v_{T4} \end{bmatrix} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

L'expression de l'induction magnétique $B(t)$ pour la phase 1 peut être écrite sous la forme suivante :

$$B_1(t) = \frac{1}{8NA_{eff}} \int_0^{T_{dec}} [3(v_1 - v_4) + (v_2 - v_3)] dt \quad (4.8)$$

La valeur maximale, obtenue pour un rapport cyclique égal à 50% vaut alors :

$$B_{max} = \frac{V_e/2}{8NA_{eff}f_{dec}} \quad (4.9)$$

Pour valider expérimentalement le modèle que nous avons proposé, la tension et la densité de flux magnétique au niveau du transformateur T1 ont été mesurées et comparées aux résultats obtenus par le biais du calcul. Afin de nous assurer que le matériau magnétique choisi ne sature pas ($B_{max} < 0,3 T$), la fréquence de découpage a été fixée à $80kHz$ pour une tension d'entrée de 20 V, sachant que le nombre de spires par enroulement vaut $N = 2$ et que la surface effective de la colonne bobinée du noyau E58 vaut $A_{eff} = 154 mm^2$.

On remarque que pour $\alpha = 50\%$, la tension v_{T1} ne présente que trois niveaux : $-V_e/2$, 0, et $+V_e/2$. Les formes d'ondes calculée (figure 4.12(a)) et mesurée (figure 4.13 voie B) sont parfaitement identiques. Le principe de la mesure, ainsi que relevé

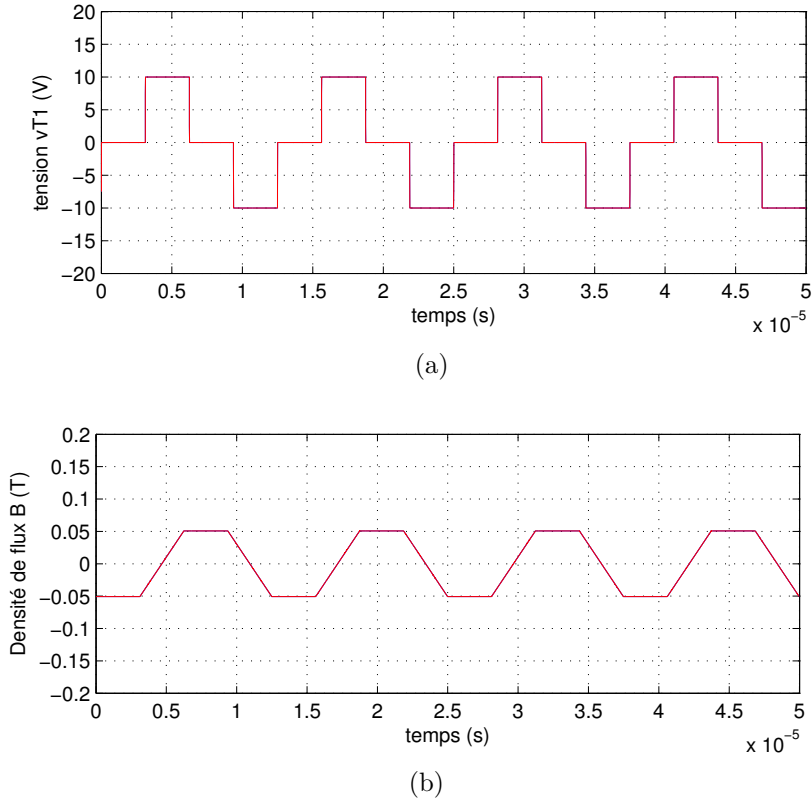


FIGURE 4.12: Résultats de calcul de (a) la tension v_{T1} aux bornes du transfo N°1 et (b) la densité de flux, pour $V_e = 20V$, $\alpha = 50\%$, $f_{dec} = 80kHz$.

des formes d'ondes, sont présentés dans l'annexe C. La valeur maximale de l'induction du champ magnétique $B(t)$ dans les deux cas (mesurée et calculée) est de $0,05 T$.

Les formes d'ondes de la figure 4.13 confirment l'exactitude du modèle analytique ainsi défini. Ainsi, pour la suite, nous pouvons nous donc utiliser la formule généralisée que nous avons proposée pour déterminer la valeur de l'induction magnétique dans les colonnes bobinées de l'ICT. On remarque que, pour les paramètres choisis, le circuit magnétique ne sature pas : on peut alors encore diminuer la valeur de la fréquence de découpage. Il faut noter que pour un nombre de phases supérieur ou égal à cinq, la méthode de permutation peut être appliquée et l'induction crête peut être réduite.

4.2.3 Conception et validation du prototype 1200 A (convertisseur à 12 cellules)

Les résultats expérimentaux obtenus avec le pré-prototype ont permis de valider non seulement le modèle analytique permettant de quantifier le flux dans les matériaux

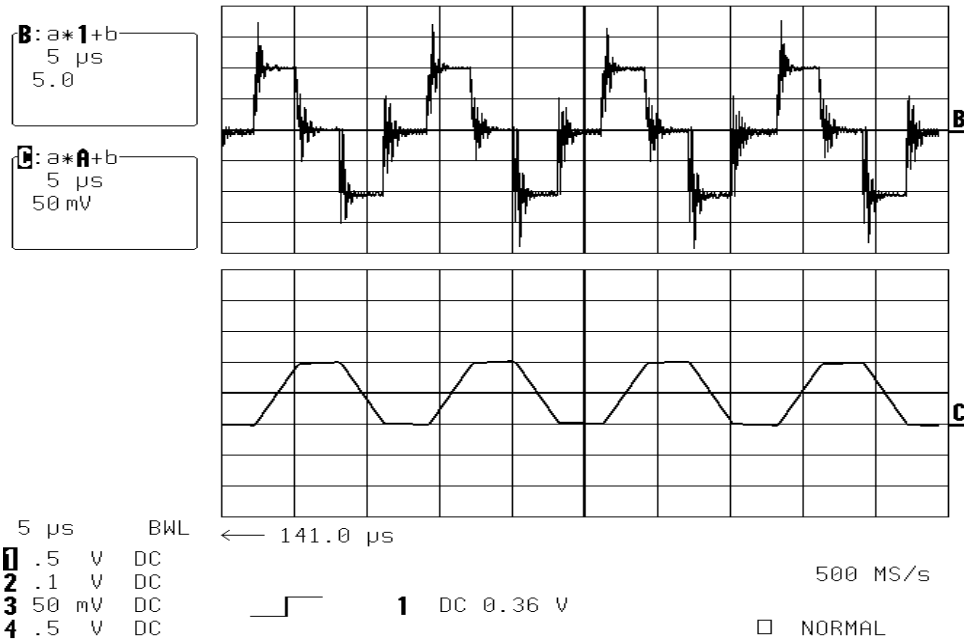


FIGURE 4.13: Résultats expérimentaux : (voie B) de la tension v_{T1} aux bornes du transformateur (5V/div) et (voie C) de la densité de flux (50mT/div) , pour $V_e = 20V$, $\alpha = 50\%$, $f_{dec} = 80kHz$.

magnétiques en vue du dimensionnement, mais aussi le fonctionnement du coupleur cyclique planar. Ainsi, en nous basant sur la même technologie, nous avons conçu le module 1200 A.

4.2.3.1 Présentation de la structure

Le banc de test du module 1200 A (figure 4.14) est composé essentiellement du convertisseur 12 cellules avec le coupleur ICT cyclique planar, de la carte des drivers, des cartes d'interface et de mesure, du banc de supercondensateur et de la carte de pilotage FPGA. Afin d'approcher l'application finale, la charge est constituée d'un tronçon de câble moyenne tension dont la longueur est égale à 3 m, plus exactement de son âme conductrices, dont les caractéristiques sont les suivantes :

Dans le cas du convertisseur à 12 cellules, la tension de sortie du coupleur $v_s(t)$ est composée de créneaux de tension ayant une amplitude de $V_e/12$ autour d'une valeur moyenne positive. Cette ondulation présente un rapport cyclique $\alpha' = 12\alpha \text{ modulo } 1$, de manière à ce que la valeur moyenne de $v_s(t)$ soit égale à celle de $v_1(t), v_2(t) \dots v_{12}(t)$ (figure 4.15).

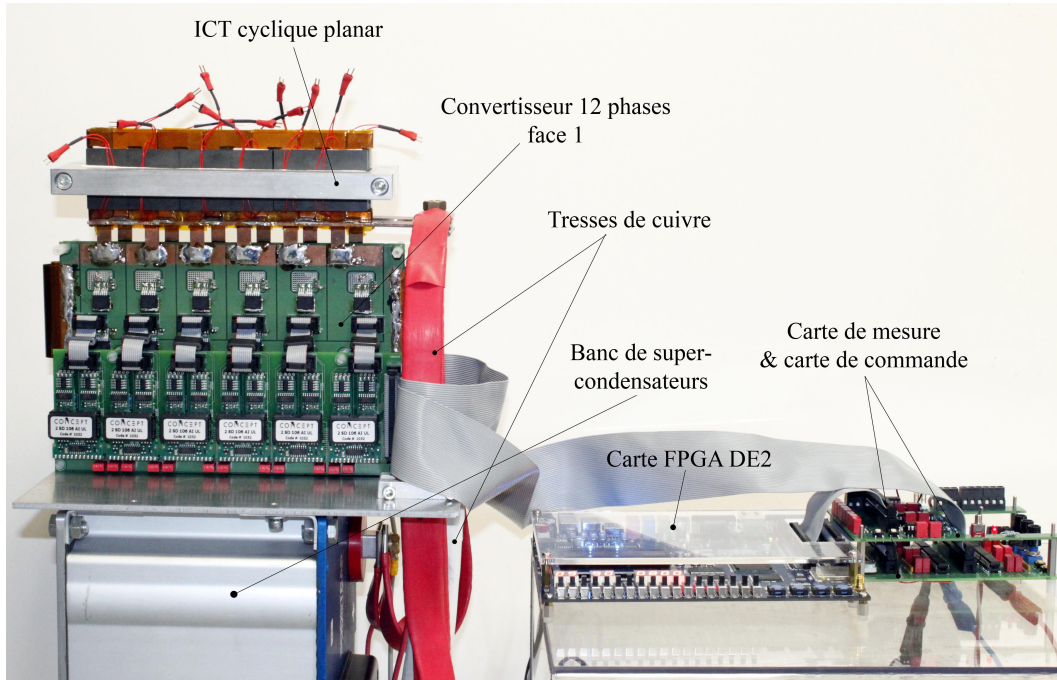


FIGURE 4.14: Présentation du banc de test du convertisseur parallèle à phases couplées à 12 cellules (1200 A).

Paramètre	Valeur
Résistance R	1,6 $m\Omega$
Inductance L	3,5 μH
Costante de temps τ	2,2 ms

TABLEAU 4.1: Caractéristiques de l'âme centrale du câble moyenne tension utilisé comme charge du convertisseur 1200 A.

Exemple :

- dans le cas du coupleur à 12 phases, pour un rapport cyclique $\alpha = 0,1$, on aura $\alpha' = 12 * 0,1 = 1,2 \text{ modulo } 1$, donc $\alpha' = 0,2$.
- dans le cas du coupleur à 4 phases, pour un rapport cyclique $\alpha = 0,1$, on aura $\alpha' = 0,4$.

Pour une tension d'entrée $V_e = 10 V$, et un rapport cyclique de $\alpha = 60\%$, on voit que les ondulations de la tension de sortie sont de $0,83V$, soit $\Delta V_s/V_s = 13\%$ sans condensateur de sortie. La fréquence de ce signal vaut 12 fois la fréquence de découpage. Dans cet exemple, la fréquence de découpage est de $33,33 kHz$ et la fréquence des ondulations de courant et de tension est de $400 kHz$. Vu que le coupleur

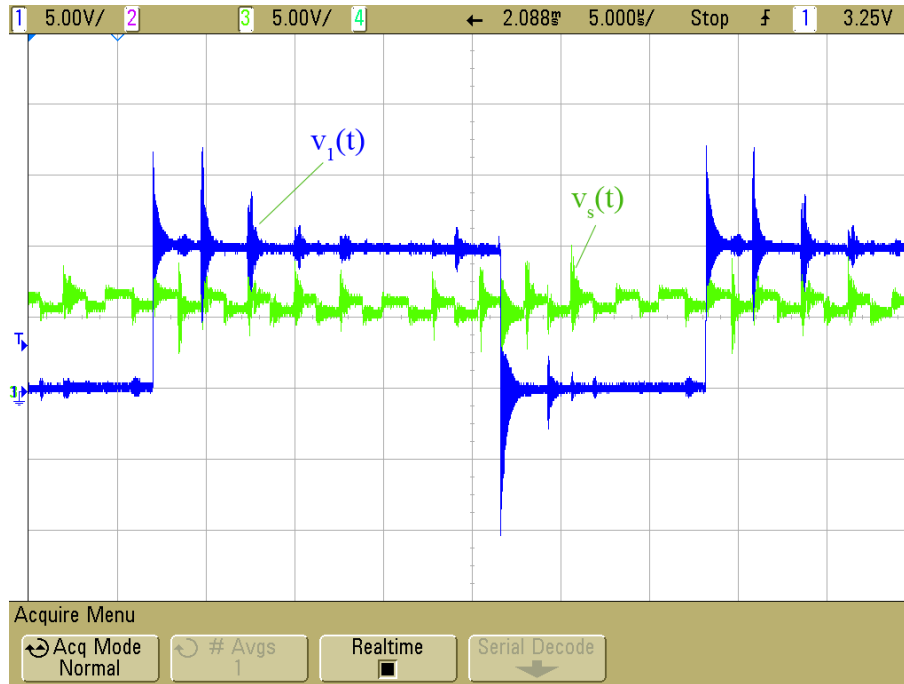


FIGURE 4.15: Formes d’ondes de la tension de sortie du coupleur et de la tension de sortie de la cellule 1 du convertisseur à 12 phases (1200 A).

se comporte comme un filtre qui ne laisse passer que les harmoniques de courant dont la fréquence est multiple de 400 kHz , le courant de sortie est naturellement filtré, sans avoir recours à une inductance de filtrage supplémentaire.

4.2.3.2 Boucle de régulation de courant

La mesure du courant est faite à l’aide d’un capteur LEM HAX 1000-S, dont les principales caractéristiques sont présentées dans la figure 4.16. Le capteur est alimenté en $(+15\text{ V}, -15\text{ V})$, et la mesure du courant en sortie du coupleur est faite aux bornes d’une résistance de tirage de $10\text{ k}\Omega$, sachant que 4 V correspondent à 1000 A . La méthode de régulation du courant est basée sur un algorithme très simple. En effet, compte tenu de la forte dynamique du convertisseur, nous imposons un courant moyen constant aux bornes de la charge en ajustant la valeur moyenne de la tension à ses bornes à partir de la valeur du rapport cyclique. On se propose de limiter le courant dans une bande d’hystérésis comme le montre le schéma de la figure 4.17. Lorsque la mesure est inférieure à la limite basse, on incrémente le rapport cyclique, et lorsque le courant mesuré dépasse la valeur limite haute, on décrémente le rapport cyclique. Puisque la constante de temps de la charge est relativement grande à cause de la forte

V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$) ⁴⁾	± 15	V
I_C	Current consumption	$< +20/-15$	mA
\hat{I}_P	Overload capability	30,000	At
R_{IS}	Isolation resistance @ 500 VDC	> 1000	M Ω
V_{OUT}	Output voltage @ $\pm I_{PN}$, $R_L = 10k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$	± 4	V
R_{OUT}	Output internal resistance	approx. 100	Ω
R_L	Load resistance	> 1	k Ω
t_r	Response time to 90% of I_{PN} step	< 5	μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs
BW	Frequency bandwidth ²⁾ (-3 dB)	DC .. 25	kHz

FIGURE 4.16: Caractéristiques du capteur LEM HAX 1000-S extraites du Datasheet [62].

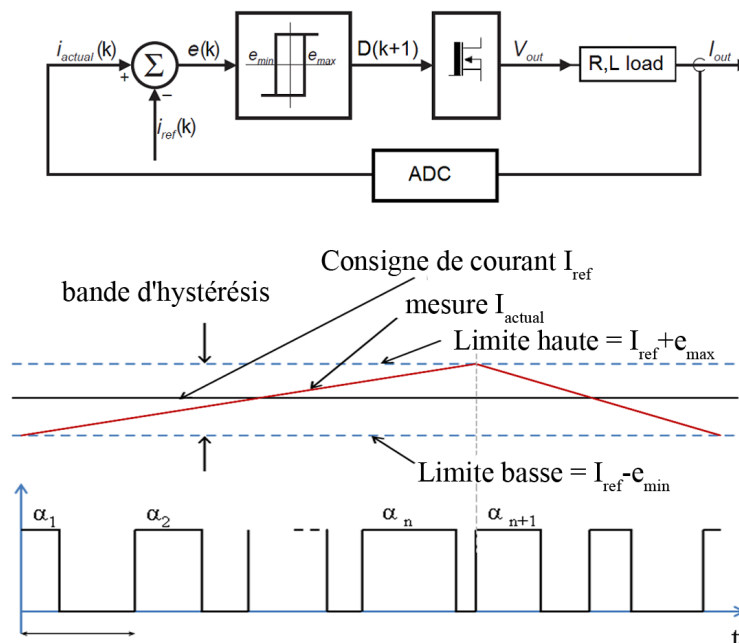


FIGURE 4.17: Principe de la méthode de régulation numérique par hystérésis utilisé dans le convertisseur à 12 phases (1200 A).

valeur de l'inductance de l'âme câble, la régulation est lente par rapport à la commutation des interrupteurs de puissance. Après l'avoir filtrée, la mesure analogique est convertie en signal numérique sous 12 bits et est envoyée à la carte FPGA via la carte d'acquisition (carte de mesure) illustrée dans la figure 4.14.

Pour valider le circuit d'acquisition et vérifier que la mesure suit bien la consigne imposée, nous avons comparé les formes d'ondes obtenues en utilisant une sonde Rogowski d'une part, et le capteur LEM d'autre part. Les mesures sont présentées dans

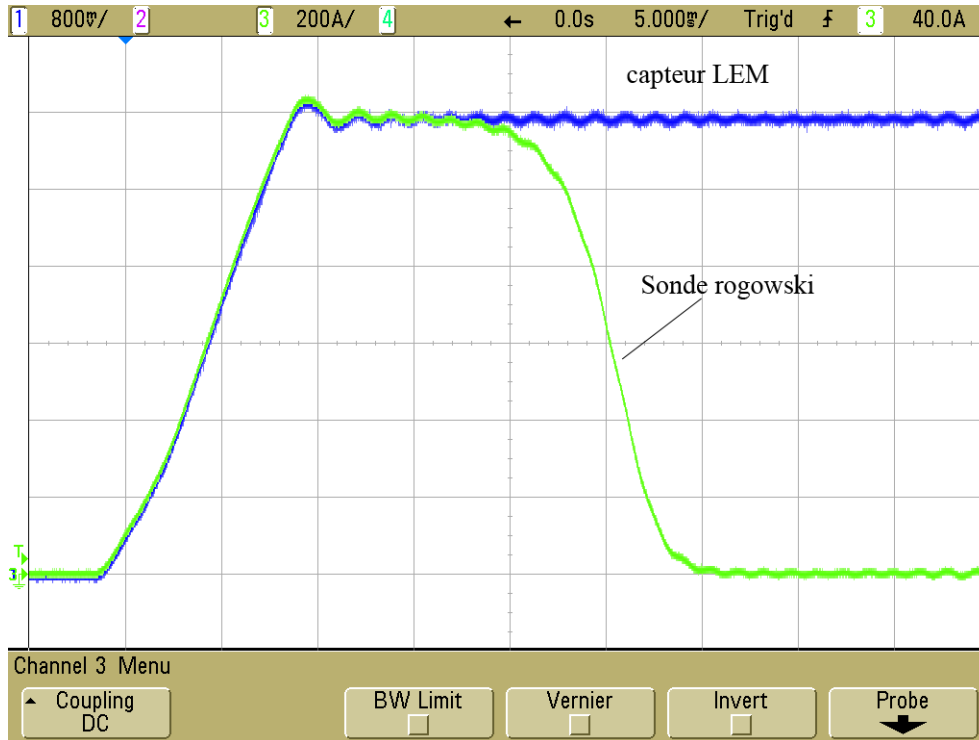


FIGURE 4.18: Validation du circuit de mesure du courant.

le schéma de la figure 4.21. L'objectif de cette régulation de courant est de permettre d'avoir un courant de sortie constant durant la durée de l'impulsion. Sans la boucle de contrôle, la valeur du courant de sortie est imposée par le réglage du rapport cyclique, préalablement déterminée en fonction de la charge. Le courant de sortie décroît alors en raison de la décharge des supercondensateurs (baisse de la tension d'alimentation V_e). Avec la mise en place de la boucle de régulation, il suffit de régler la consigne du courant et, s'il y a assez d'énergie dans les supercapacités, le courant est maintenu constant jusqu'à la fin de la durée de l'impulsion (figure 4.19(a)). Dès que l'énergie n'est plus suffisante pour le maintien du courant (supercapacités pas assez chargées), le courant commence à décroître (figure 4.19(b)).

4.2.3.3 Validation expérimentale de la méthode de permutation des phases

Nous avons vu que l'utilisation de l'ICT permet de réduire considérablement les ondulations de courant et de tension en sortie du convertisseur. Mais un inconvénient de ce composant est que plus le nombre de cellules en parallèles est important, plus les contraintes dans les inductances augmentent. En effet, une concentration du flux peut avoir lieu dans les colonnes bobinées, ce qui peut entraîner un surdimensionnement

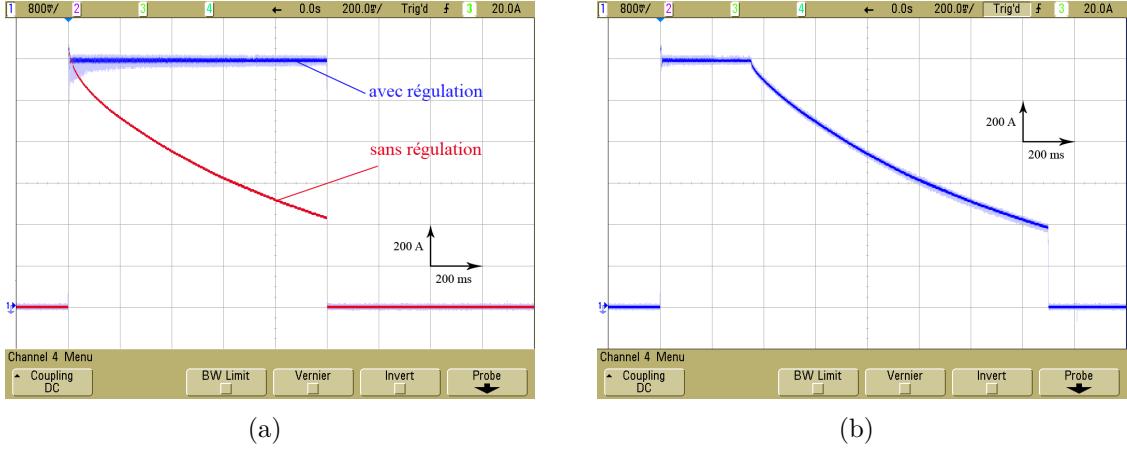


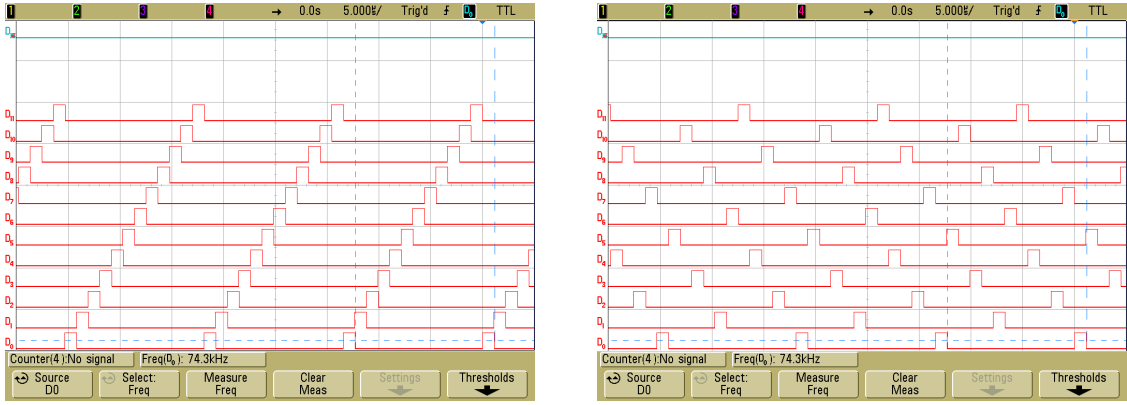
FIGURE 4.19: Génération des impulsions de courant de 1200 A : (a) cas où le courant est bien régulé et (b) cas où l'énergie des supercondensateurs n'est pas suffisante pour maintenir le courant à 1200 A.

des composants magnétiques. Une solution à ce problème est la modification de la séquence de commande des phases, communément appelée “méthode de permutation”. La modification de l'ordre de succession des commandes ne change pas la forme de la tension de sortie, car la structure du convertisseur est symétrique. En effet, dans un convertisseur à q phases couplées, la tension de sortie s'écrit :

$$v_s(t) = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^{i=q} v_i(t) \quad (4.10)$$

En revanche, cette modification influe sur les formes d'ondes des créneaux de tensions aux bornes des transformateurs et par conséquent, sur les flux dans le matériau magnétique. Le principe de cette méthode consiste à diminuer la concentration du flux dans les colonnes bobinées en jouant sur le déphasage de deux cellules adjacentes. Au lieu d'avoir un déphasage de $2\pi/q$ [59], on essaye ainsi d'avoir un déphasage régulier entre deux cellules successives, le plus proche de π . Dans la figure 4.21 sont représentés les signaux de commande des 12 phases (D_0, D_1, \dots, D_{11}) en mode standard, et en mode permuté. Dans cet exemple (convertisseur à 12 cellules), le déphasage entre deux cellules adjacentes est $\theta = \pi/6$ en mode standard (figure 4.20(a)) et $\theta = 5\pi/6$ en mode permuté (figure 4.20(b)).

Nous avons validé expérimentalement les résultats de cette méthode, comme l'indiquent les formes d'ondes de la tension v_{T1} illustrées dans les figures 4.21(a) et 4.21(b). On remarque que les formes d'ondes sont exactement les mêmes que celles obtenues



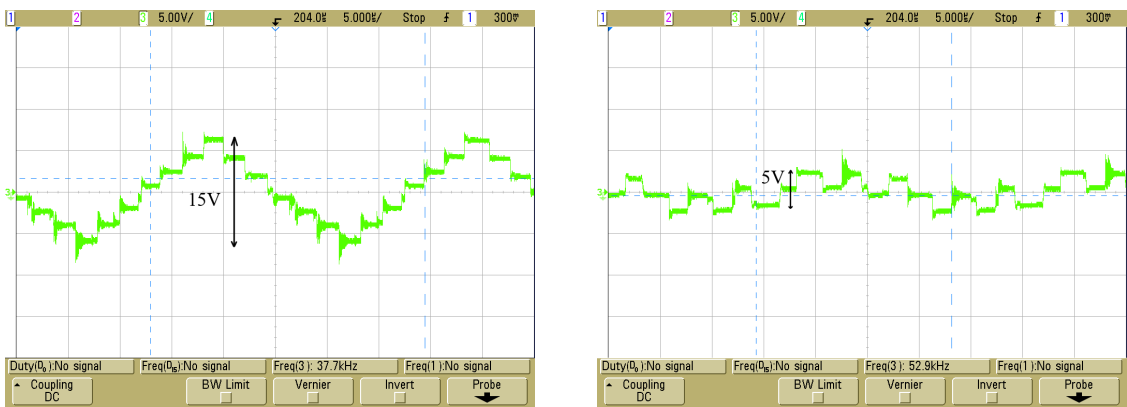
(a)

(b)

FIGURE 4.20: Exemple des signaux de commande PWM à la sortie du FPGA : (a) en mode standard et (b) en mode permuté.

par calcul et présentées dans les figures 3.12(c) et 3.16(a). La valeur crête de la tension est divisée par 3 avec l'utilisation de la commande en mode permuté. Avec une tension d'entrée de $V_e = 5 V$, la valeur crête à crête de v_{T1} est $\Delta v_{T1} = 15 V$ (figure 4.21(a)) et l'induction maximale calculée à partir de la formule (4.11) est $B_{max} = 0,067 T$ en mode standard. En appliquant la permutation, nous nous retrouvons avec une variation $\Delta v_{T1} = 5 V$ (figure 4.21(b)) et $B_{max} = 0,022 T$, tel prédit par l'équation :

$$B_{max} = \frac{9V_2/2}{24NA_{eff}f_{dec}} \quad (4.11)$$



(a)

(b)

FIGURE 4.21: Résultats expérimentaux obtenus par la tension v_{T1} : (a) en mode standard et (b) en mode permuté ($V_e = 5 V$, $\alpha = 50 \%$ et $f_{dec} = 40 kHz$).

4.3 Bilan de puissance et bilan d'énergie des convertisseurs réalisés

Comme nous l'avons décrit au premier chapitre, le convertisseur doit servir à transférer de manière contrôlée l'énergie de la source vers la charge. Le stockage de l'énergie se fait grâce au banc de supercondensateurs. Toutes les résistances du circuit doivent être prises en compte dans le bilan d'énergie, car les courants mis en jeu sont très importants et entraînent des pertes Joules conséquentes. Nous nous intéressons ici au bilan de puissance et d'énergie du système source/convertisseur/charge afin de nous assurer que l'énergie transmise à la charge est suffisante pour l'application et que le système est dimensionné correctement.

Nous faisons les hypothèses suivantes :

- le courant de sortie est bien filtré : on assimilera donc dans le calcul la valeur efficace à la valeur moyenne I_s ;
- les courants des phases sont tous égaux et la valeur efficace est assimilée à la valeur moyenne. On considérera $I_{ph} = I_s/12$;
- l'énergie est calculée en multipliant la puissance par le temps correspondant à la durée totale de l'impulsion de courant ;
- on néglige l'énergie totale emmagasinée dans les inductances des conducteurs (car elle est de l'ordre de quelques Joules) et de la charge devant l'énergie dissipée par effet Joule (plusieurs centaines de Joules).

4.3.1 Energie dissipée dans les semi-conducteurs

L'énergie dissipée dans les MOSFETs de puissance est due aux :

- pertes par conduction ;
- pertes par commutation ;
- pertes dans la diode ;
- pertes pour charger la grille.

4.3.1.1 Pertes par conduction

L'énergie correspondant aux pertes par conduction est directement liée à la résistance à l'état passant du transistor et au courant efficace qui le traverse. Cette énergie est

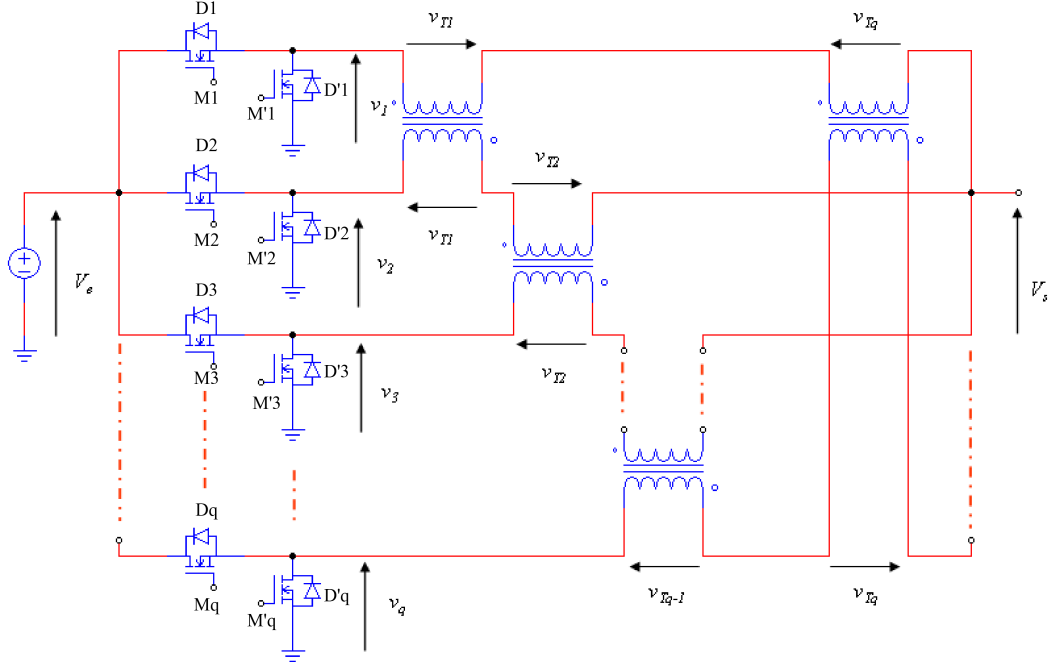


FIGURE 4.22: Schéma électrique équivalent du convertisseur à q phases couplées à ICT.

dissipée sous forme de chaleur par effet Joule.

Dans un hacheur série (convertisseur à une seule cellule), les pertes dans le transistor du haut ($M1$) valent :

$$E_{cond}(M1) = I_{ph}^2 R_{DSon} \alpha t_{pulse} \quad (4.12)$$

Pour le transistor du bas ($M'1$) :

$$E_{cond}(M'1) = I_{ph}^2 R_{DSon} (1 - \alpha) t_{pulse} \quad (4.13)$$

avec, t_{pulse} temps de conduction, qui est égal à la durée de l'impulsion de courant. Dans les chapitres précédant, ce temps est noté t_{on} ; mais dans ce chapitre nous l'avons renommé pour ne pas être confondu avec t_{ON} .

Dans le cas d'un convertisseur multicellulaire parallèle (figure 4.22), en supposant que tous les MOSFETs sont identiques, les pertes totales valent :

– Dans les q MOSFETs du haut :

$$\sum_{i=1}^{i=q} E_{cond}(M_i) = I_{ph}^2 q R_{DSon} \alpha t_{pulse} \quad (4.14)$$

– Dans les q MOSFETs du bas :

$$\sum_{i=1}^{i=q} E_{cond}(M'_i) = I_{ph}^2 q R_{DSon} (1 - \alpha) t_{pulse} \quad (4.15)$$

4.3.1.2 Pertes par commutation

Calcul de l'énergie due aux pertes par commutation dans M1

Les formes d'ondes de la mise en conduction et du blocage de M1 sont présentées dans la figure 4.23. Dans le cas d'un hacheur monocellulaire, l'énergie perdue par commutation peut s'exprimer par [63] [64] :

$$E_{comm}(M1) = \frac{1}{2} f_{dec} V_{DS_{M1}} I_{DS_{M1}} (t_{ON} + t_{OFF}) t_{pulse} \simeq \frac{1}{2} f_{dec} V_e I_L (t_{ON} + t_{OFF}) t_{pulse} \quad (4.16)$$

avec

- $V_{DS_{M1}}$ tension drain-source de M1 ;
- $I_{DS_{M1}}$ courant drain-source de M1 ;
- V_e tension d'entrée ;
- t_{ON} et t_{OFF} les temps de commutation de l'amorçage et du blocage du transistor ;
- I_L courant moyen dans l'inductance, qui est égal au courant moyen de sortie I_S .

Calcul de l'énergie due aux pertes par commutation dans M'1

Comme précédemment, on détermine l'expression des pertes par commutation dans le transistor $M'1$, mais dans ce cas la tension $V_{DS_{M'1}}$ est égale à la chute de tension directe V_F aux bornes de la diode de roue libre $D'1$. L'énergie due aux pertes par commutation dans M1 est :

$$E_{comm}(M'1) = \frac{1}{2} f_{dec} V_{DS_{M'1}} I_{DS_{M'1}} (t_{ON} + t_{OFF}) t_{pulse} \simeq \frac{1}{2} V_F I_L f_{dec} (t_{ON} + t_{OFF}) t_{pulse} \quad (4.17)$$

avec,

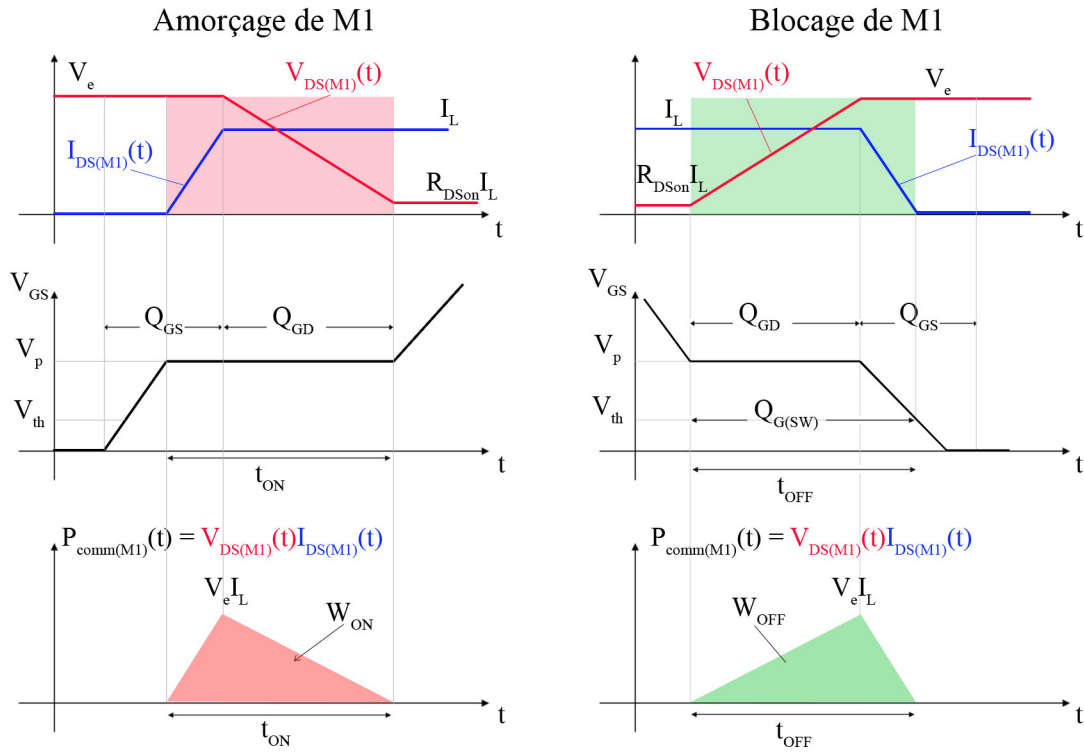


FIGURE 4.23: Formes d'ondes à la mise en conduction et au blocage du MOSFET M1.

- $V_{DS_{M'1}}$ tension drain-source de $M'1$;
- $I_{DS_{M'1}}$ courant drain-source de $M'1$;
- V_F chute de tension directe aux bornes de la diode de roue libre $D'1$.

Si on considère que la chute de tension aux bornes de la diode de roue libre V_F est très faible par rapport à la tension d'entrée V_e , ce qui est le cas dans notre application, les pertes par commutation dans le transistor $M'1$ peuvent être négligées devant celle du transistor du haut (M1).

Dans le cas d'un convertisseur multicellulaire parallèle, le courant dans chaque phase est égal à I_s/q . Les expressions des énergies dues aux pertes par commutation dans les deux transistors de chaque phase i sont :

$$E_{comm}(M1)_i = \frac{1}{2}V_e \frac{I_s}{q} f_{dec}(t_{ON} + t_{OFF})t_{pulse} \quad (4.18)$$

$$E_{comm}(M'1)_i = \frac{1}{2}V_F \frac{I_s}{q} f_{dec}(t_{ON} + t_{OFF})t_{pulse} \quad (4.19)$$

4.3.1.3 Pertes dans la diode

Les pertes dans la diode de roue libre sont de deux types :

- pertes en conduction dues au temps mort ;
- pertes dues au recouvrement inverse.

Dans un hacheur série (une cellule), l'énergie due aux pertes dues au temps mort s'écrit :

$$E_{t_{mort}} = t_{mort}V_F I_L f_{dec}t_{pulse} \quad (4.20)$$

avec t_{mort} le temps mort, à savoir le temps de conduction de la diode de roue libre pendant que les deux transistors restent à l'état bloqué. Contrairement au cas où ce paramètre est fixé par le circuit driver, dans notre banc de test nous avons la possibilité de le régler finement.

Le recouvrement inverse n'apparaît pas à la mise en conduction du transistor du bas, par contre il apparaît à la mise en conduction du transistor du haut (M1). L'énergie due aux pertes par recouvrement est donnée par :

$$E_{Q_{rr}} = V_e Q_{rr} f_{dec}t_{pulse} \quad (4.21)$$

avec Q_{rr} charge de recouvrement inverse (valeur donnée par le constructeur).

Dans le cas des convertisseurs multicellulaires parallèles, les expressions des pertes pour une phase sont données par :

$$E_{t_{mort}} = t_{mort}V_F \frac{I_s}{q} f_{dec}t_{pulse} \quad (4.22)$$

$$E_{Q_{rr}} = V_e \frac{Q_{rr}}{q} f_{dec}t_{pulse} \quad (4.23)$$

4.3.2 Energie dissipée dans les conducteurs

4.3.2.1 Pertes dans les enroulements

L'énergie dissipée dans les enroulements de l'ICT n'est pas négligeable, bien que leur résistance soit faible. Les enroulements consistent en deux spires en forme de spirale (figure 4.24). Une vue éclatée du coupleur a été présentée dans la section précédente (figure 4.2(a)).

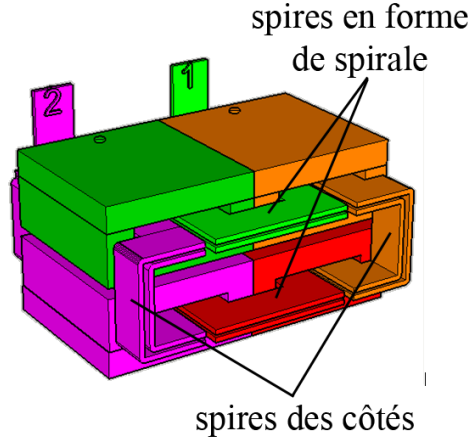


FIGURE 4.24: Exemple de schema 3D du coupleur (cas du coupleur à 4 phases).

Les enroulements des côtés ont une forme particulière. Ils sont également composés de deux spires assemblées par soudure. Leur résistance est calculée à partir d'expression connue :

$$r = \rho L/s \quad (4.24)$$

Sachant que la section des conducteurs vaut 9mm^2 , que les longueurs totales des enroulements en forme de spirale et des enroulements des côtés sont respectivement $L_{spirale} = 24,8\text{ cm}$ et $L_{cot} = 28,9\text{ cm}$, on calcule :

- la résistance de chaque enroulement en forme de spirale $r_{spirale} = 0,82\text{ m}\Omega$,
- la résistance de chaque enroulement de côté $r_{cot} = 0,96\text{ m}\Omega$.

En tenant compte de la structure du coupleur, l'énergie totale dissipée dans les enroulement du coupleur à 12 cellules vaut :

$$E_{ICT} = (2r_{cot} + 10r_{spirale}) I_{ph}^2 t_{pulse} \quad (4.25)$$

4.3.2.2 Pertes dans les tresses

Les connexions entre les supercondensateurs et le convertisseur de puissance et entre ce dernier et la charge se fait à l'aide de tresses de cuivre de section 50 mm^2 (une paire de deux tresses de 25 mm^2 choisie pour supporter une densité de courant de 20 A/mm^2 en raison de la courte durée du pulse de courant). Les pertes dans les tresses d'entrée valent :

$$E_{tresse(entr)} = r_{tresse(entr)}(\alpha I_s)^2 t_{pulse} \quad (4.26)$$

Dans les tresses de sortie, l'énergie dissipée vaut :

$$E_{tresse(sor)} = r_{tresse(sor)} I_s^2 t_{pulse} \quad (4.27)$$

avec $r_{tresse(entr)} = 1,06 \text{ m}\Omega$ et $r_{tresse(sor)} = 2,65 \text{ m}\Omega$.

4.3.2.3 Pertes dans les barres de connexion

L'énergie totale dissipée vaut :

– en entrée :

$$E_{bar(sor)} = r_{bar(entr)}(\alpha I_s)^2 t_{pulse} \quad (4.28)$$

– en sortie :

$$E_{bar(sor)} = r_{bar(sor)} I_s^2 t_{pulse} \quad (4.29)$$

La résistance totale équivalente des barres de connexion en entrée est d'environ $r_{bar(entr)} = 0,12 \text{ m}\Omega$, et la résistance totale équivalente des barres de connexion en sortie vaut environ à $r_{bar(sor)} = 0,11 \text{ m}\Omega$. Ces valeurs, que nous avons obtenues par calcul, vont être utilisées par la suite pour le bilan d'énergie.

4.3.3 Energie dissipée dans la source et dans la charge

4.3.3.1 Pertes dans la résistance interne de la source

La source composée du banc de supercondensateur présente une résistance interne de quelques milliohms. D'après les données fournies par le datasheet du constructeur, cette résistance série vaut $ESR = 6,8 \text{ m}\Omega$. L'énergie dissipée dans cette résistance

dépend du rapport cyclique α et du courant de sortie I_s :

$$E_{ESR} = ESR(\alpha I_s)^2 t_{pulse} \quad (4.30)$$

4.3.3.2 Pertes dans la résistance interne de la charge

L'énergie dissipée dans la charge constituée par l'âme centrale ou la gaine extérieure du câble haute tension vaut :

$$E_{charge} = r_{charge} I_s^2 t_{pulse} \quad (4.31)$$

4.3.4 Application numérique et synthèse

4.3.4.1 Essais en court-circuit

Pour vérifier nos calculs sur la consommation d'énergie du système, nous avons fait des essais sans la charge, mais en court-circuitant le convertisseur à travers les tresses de cuivre de sortie. La somme des énergies perdues dans les différents éléments qui composent le montage doit alors être égale à l'énergie délivrée par le banc de supercondensateur E_{tot} . L'énergie délivrée par les supercondensateurs vaut :

$$E_{tot} = \frac{1}{2} C (V_{e1}^2 - V_{e2}^2) \quad (4.32)$$

En faisant plusieurs essais, nous avons déterminé la moyenne de l'énergie (puissance)

V_{e1} (V)	V_{e2} (V)	Énergie totale fournie (J)
23,58	22,41	4439
22,41	21,10	4702
21,10	19,76	4517
19,76	18,27	4674
18,27	16,61	4776
Moyenne		4621

TABLEAU 4.2: Détermination expérimentale de l'énergie totale fournie par la source.

totale dissipée par la source pour générer un courant de 1200 A régulé pour une durée d'une seconde (tableau 4.2).

On constate que, en moyenne, pour un courant de 1200 A durant une seconde, l'énergie totale consommée par l'ensemble du montage est de 4621 J. Les valeurs des

énergies calculées selon les modalités décrites aux sections 4.3.1, 4.3.2 et 4.3.3 dans les divers parties du système sont données dans le tableau 4.3 et dans la figure 4.25.

Composant	Energie dissipée (J)
Tresses de cuivre	3841
Ensemble des MOSFETs	197
Barres de cuivre	182
Résistance série de la source	165
Enroulement de l'ICT à 12 phases	101
Total	4486

TABLEAU 4.3: Répartition des pertes dans les différents composants du montage, calculées selon les modalités présentées aux sections 4.3.1, 4.3.2 et 4.3.3.

On remarque que la majeure partie de l'énergie (85%) est consommée par les tresses et le reste est reparti proportionnellement entre les MOSFETs, les barres de cuivres, les enroulements du coupleur et la résistance série équivalente du banc de supercondensateurs. La répartition des pertes dans les MOSFETs est donnée par le

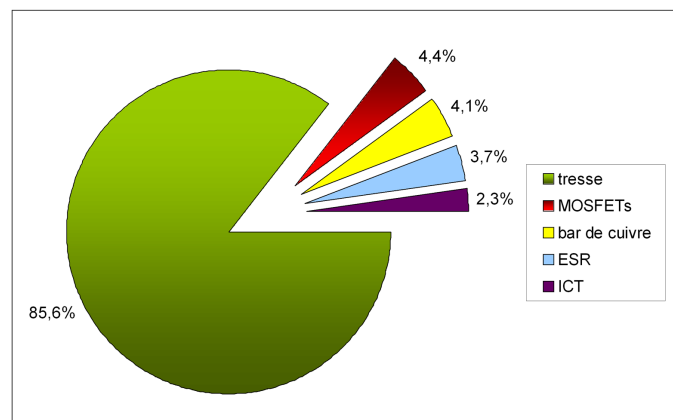


FIGURE 4.25: Répartition des pertes totales sans la charge.

schéma de la figure 4.26. L'énergie théorique dissipée dans l'ensemble des MOSFETs est de 197 J, dont 91% représentent les pertes par conduction et 7% les pertes par commutation. Il est à noter qu'une faible différence de 135 J apparait entre les valeurs mesurées et calculée. Il s'agit des pertes dues aux résistances de contact, qui n'ont pas pu être prises en compte dans le calcul.

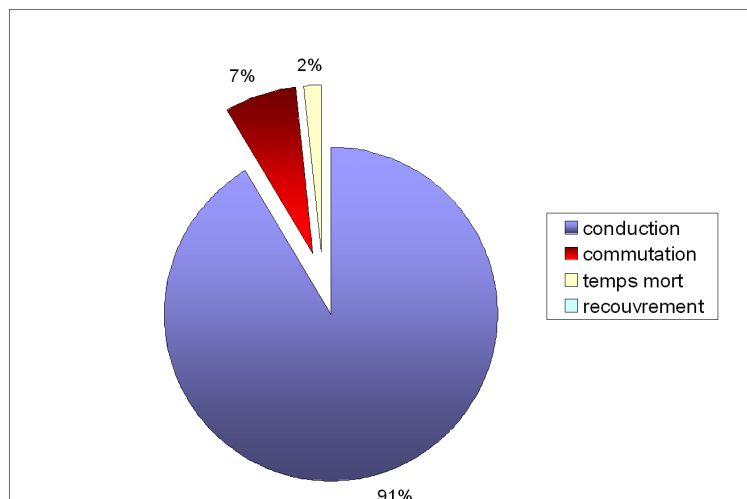


FIGURE 4.26: Répartition des pertes dans les MOSFETs.

4.3.4.2 Essais en charge

Des tests ont été réalisés avec deux types de charge :

- **charge 1** : tronçon de 3 m de câble 20 kV, dont l'âme conductrice possède une section de 50 mm^2 et une résistance $R = 1,6 \text{ m}\Omega$;
- **charge 2** : tronçon de 50 m de câble 20 kV, plus représentatif de la charge réelle du convertisseur, car on rappelle qu'il doit pouvoir être utilisé sur des tronçons allant jusqu'à 100 m. Pour ce type de câble, la section de l'âme conductrice a été de 95 mm^2 . Ses caractéristiques sont présentées dans le tableau 4.4.

Paramètre	Valeur
Résistance R	14Ω
Inductance L	$54 \mu\text{H}$
Constante de temps τ	$3,9 \text{ ms}$
Longueur	50 m

TABEAU 4.4: Caractéristiques de la charge 2 (âme conductrice d'un câble 20 kV).

Pour le cas de la charge 1, l'énergie totale consommée par la charge est inférieure à l'énergie dissipée dans l'ensemble des composants du montage (figure 4.27). On pourrait dire que le rendement du convertisseur est faible, mais le rendement n'est pas un paramètre important dans cette application, l'objectif étant de faire un transfert

suffisant d'énergie pour induire un échauffement transitoire de l'isolant du câble.

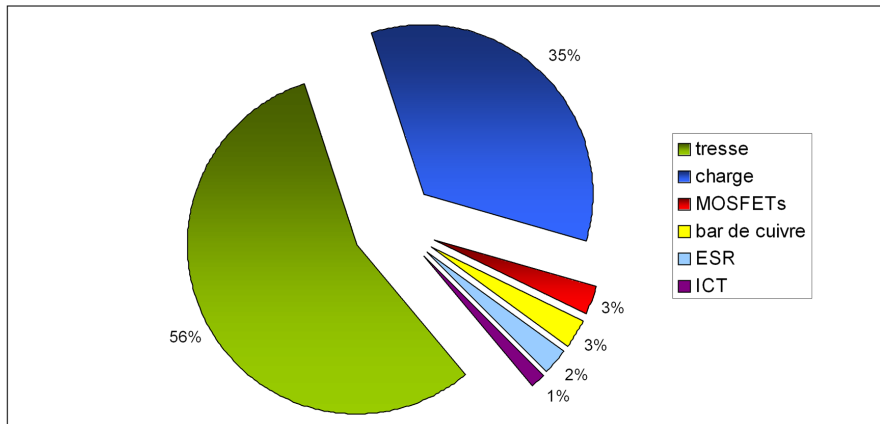


FIGURE 4.27: Répartition des pertes totales avec la charge 1 (câble 20 kV de longueur 3 m, section de l'âme 50mm^2).

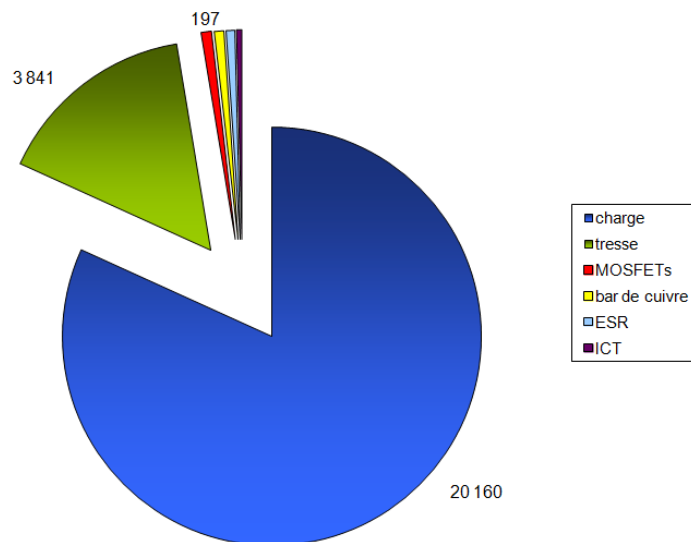


FIGURE 4.28: Répartition des pertes totales avec une charge composée de l'âme conductrice du câble $50\text{ m} - 95\text{ mm}^2$.

Dans ce cas 2, la charge ayant une résistance plus importante en raison de sa longueur, elle consomme une énergie totale de 20,1 kJ, ce qui représente cette fois 81% de l'énergie totale fournie par la source, comme on peut le voir sur le diagramme sectoriel de la figure 4.28.

4.4 Validation de l'application du convertisseur au chauffage transitoire d'un câble et à l'obtention de signaux d'onde thermique

Dans cette section, après avoir rappelé l'objectif principal de l'application ainsi que son principe de fonctionnement, nous présenterons des résultats expérimentaux obtenus avec deux méthodes de chauffage transitoire de l'isolant.

4.4.1 Objectif et principe de l'application

On rappelle que l'application pour laquelle le convertisseur DC/DC a été développé est de générer des impulsions de courant nécessaires à l'échauffement transitoire de l'isolant d'un câble, en utilisant son âme conductrice ou sa gaine comme résistances de chauffage. L'objectif principal est de permettre le transfert de la puissance (donc l'énergie) de la source au conducteur du câble, afin de générer un échauffement de l'âme ou de la gaine. L'élévation de température ainsi obtenue donne naissance, par diffusion à travers l'isolant, à une "onde thermique" qui balaie l'isolant et "relève" les charges électriques qui y sont piégées.

La source d'énergie est le banc de supercapacités, qui constitue la source pour alimenter le convertisseur. L'avantage des supercapacités est de pouvoir restituer très rapidement l'énergie emmagasinée. La batterie de supercondensateurs utilisée est de type Maxwell BMOD165048 (165 F - 48 V), et est constituée de 18 modules de 3000 F - 2,7 V mis en série. L'énergie totale qu'elle peut emmagasiner vaut $E_{tot} = 190 \text{ kJ}$.

Sachant que le courant qui provoque l'échauffement du conducteur ou de la gaine du câble est la valeur efficace du courant de sortie du convertisseur, l'énergie nécessaire pour une élévation de température de l'âme du câble de ΔT_0 est donnée par :

$$Q = mC_p\Delta T_0 = RI_{ch}^2 t_{pulse} \quad (4.33)$$

avec m masse totale du conducteur, C_p sa chaleur massique, R sa résistance, I_{ch} valeur efficace du courant de sortie du convertisseur et t_{ch} durée de l'impulsion de chauffage.

Bien évidemment, nous considérons ici que l'échauffement est adiabatique, ce qui correspond tout à fait à la réalité vu les masses à chauffer et la durée de l'impulsion.

Le signal mesuré après l’extinction de l’impulsion de courant de chauffe est la réponse des charges du diélectrique, appelé courant d’onde thermique. Ce courant est fonction de :

- la capacité C du diélectrique ;
- la répartition radiale du champ électrique $E(r)$;
- la distribution de la température en fonction du temps et de la profondeur r au niveau du diélectrique $\Delta T(r, t)$. Dans le cas d’un échauffement de l’âme, il s’écrit :

$$I(t) = -\alpha_0 C \int_{R_i}^{R_e} E(r) \frac{\partial \Delta T(r, t)}{\partial t} dr = k(t) \Delta T_0 \quad (4.34)$$

avec R_e rayon externe du diélectrique, R_i rayon interne du diélectrique, α_0 constante de variation de la capacité due à la température, ΔT_0 échauffement de l’âme, et $k(t)$ une fonction qui englobe toutes les dépendances temporelles de l’équation.

Pour pouvoir mesurer un courant d’onde thermique, il faut que le champ électrique dans l’isolant du câble soit non nul. Autrement dit, il faut qu’il y ait une accumulation de charge d’espace, car si $E(r) = 0$, $I(t) = 0$. Le câble à analyser doit donc être préalablement vieilli. Pour ce faire, nous avons appliqué une tension de 30 kV entre l’âme centrale et l’écran pour avoir un champ électrique de quelques kV/mm dans l’isolant, dont l’épaisseur est de quelques mm. En même temps, nous avons appliqué un gradient de température de 40°C entre l’âme et l’écran (90°C sur l’âme et 50°C sur la gaine), en faisant passer un courant de 200 A dans l’âme (courant nominal) pour amener l’ensemble à des conditions de fonctionnement thermique proches de celles de service. Cet échauffement a été réalisé avec un tore de chauffage, alors que la tension a été appliquée à l’âme à l’aide d’une source haute tension continue.

4.4.2 Validation du module 600 A par comparaison avec la technique existante (transformateur de chauffage)

Les réponses mesurées en utilisant les deux méthodes (transformateur de chauffage et convertisseur DC/DC 600 A) sont présentées dans la figure 4.29. On peut remarquer que les deux signaux sont superposés ; la légère différence observée est due au fait que la valeur efficace du courant délivré par le convertisseur est de 551 A au lieu de 600 A, en raison de la décroissance de la courbe la figure 4.30 (absence d’une boucle de

régulation). En effet, ce premier prototype a été conçu sans la boucle de contrôle de courant qui permet de maintenir constant le courant de sortie pendant la durée de l'impulsion.

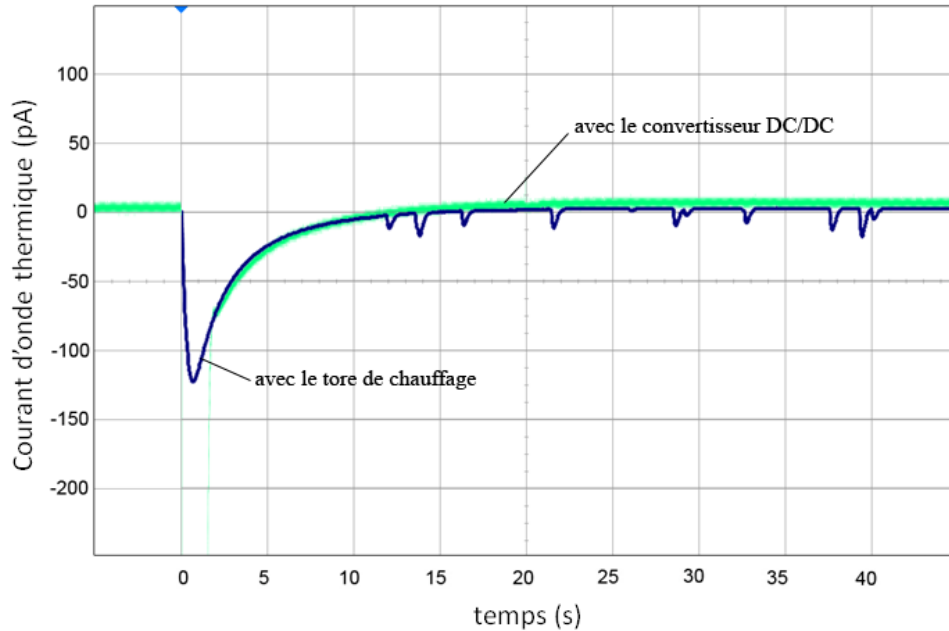


FIGURE 4.29: Comparaison des signaux obtenus en utilisant les deux méthodes (tore de chauffage et convertisseur 600 A).

Afin de valider les mesures (courants d'onde thermique) obtenues avec le nouveau dispositif, et de vérifier la proportionnalité entre l'amplitude et l'élévation de température ΔT_0 [4], nous avons effectué plusieurs tests, en injectant le courant de chauffe sur l'âme conductrice (section 95 mm^2) d'un tronçon de câble de 3 m et en faisant varier la durée de l'impulsion (figure 4.31 et tableau 4.5). La procédure exacte de mesure du signal d'onde thermique sera détaillée dans la section suivante (figure 4.33); on ne s'intéresse ici qu'à la comparaison des deux montages produisant l'onde thermique et à la vérification des résultats.

Temps de chauffe (s)	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5
Valeur efficace du courant de chauffe (A)	590	575	560	551	546	532
Elévation de température (K)	0,10	0,20	0,29	0,37	0,46	0,52

TABLEAU 4.5: Temps de chauffe, valeurs efficaces du courant de chauffe et élévation de température correspondant aux signaux de la figure 4.31.

On remarque que les rapports entre les amplitudes des courants d'onde ther-

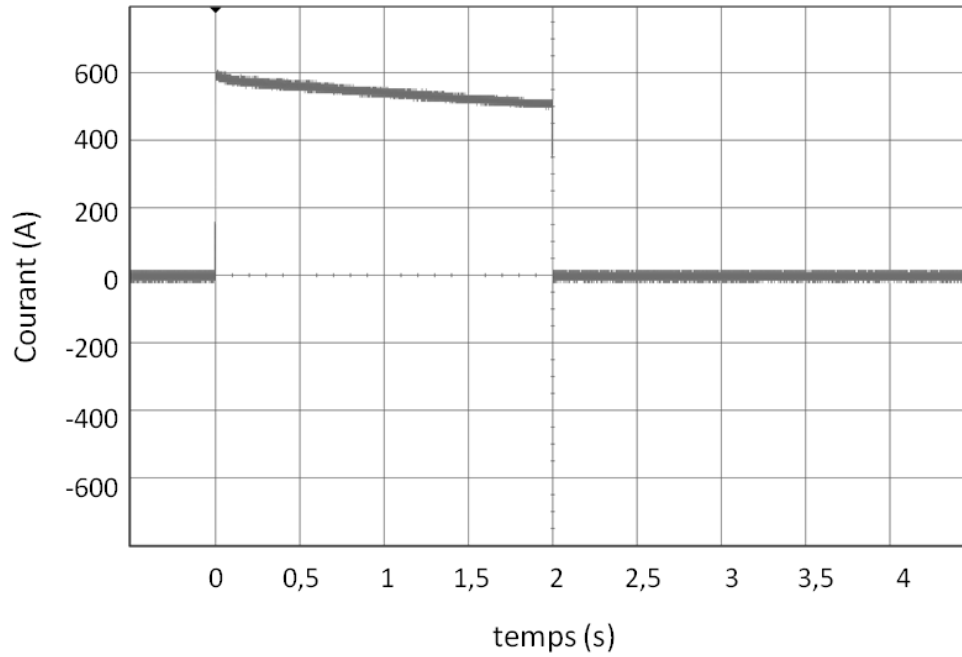


FIGURE 4.30: Forme du courant délivré par le prototype de convertisseur DC/DC 600A.

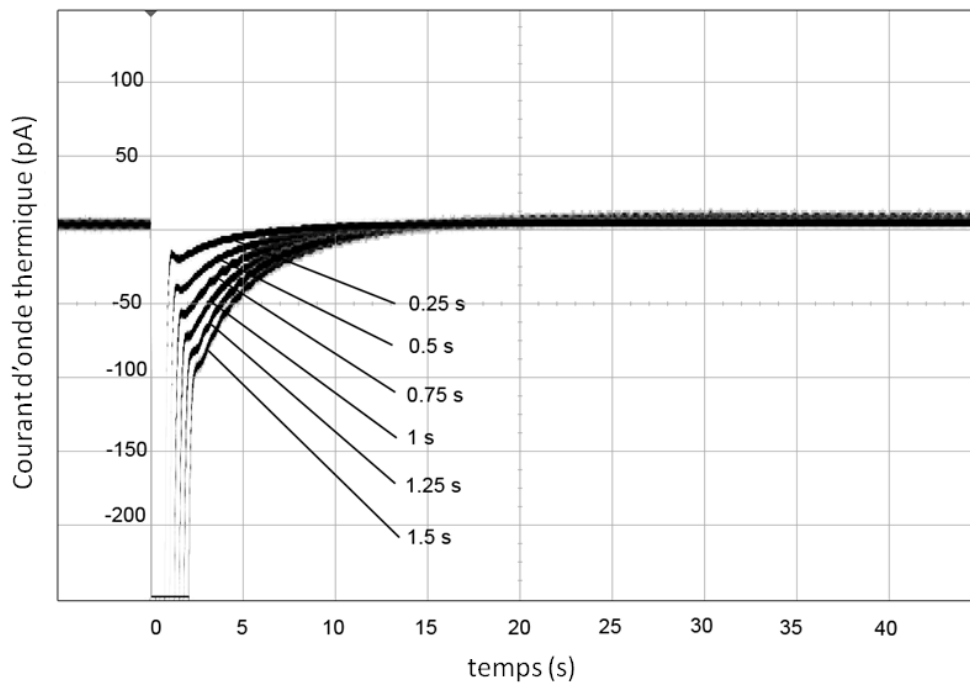


FIGURE 4.31: Courants d'onde thermique mesurés en utilisant le prototype 600 A développé pour différentes valeurs du temps de chauffe.

mique sont en accord avec les rapports d'élévation de température du tableau 4.5, tel prédit par l'équation (4.34). Cette étape intermédiaire a permis de valider le dis-

positif développé pour des mesures sur quelques mètres de câble. Il est envisageable de remplacer l'ancien montage encombrant (quelques centaines de kg et environ $1 m^3$) par ce nouveau banc de test moins volumineux (quelques kg et quelques litres 4.32). En même temps, ces tests ont permis de valider le principe que nous avons proposé.

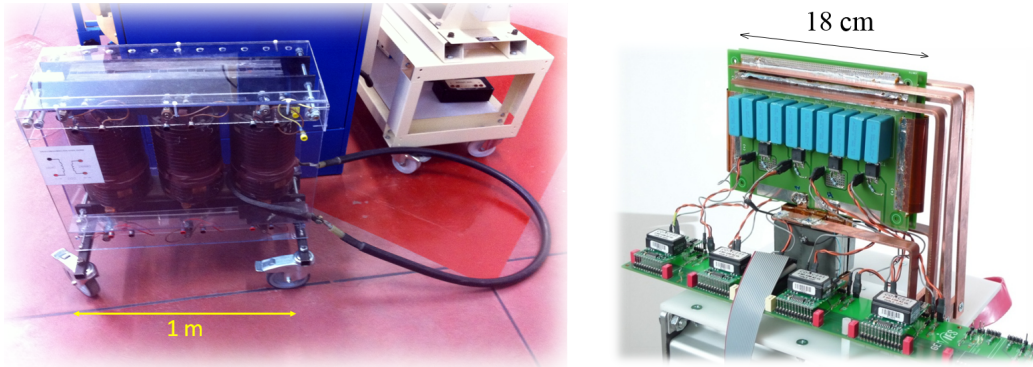


FIGURE 4.32: Photographie des deux dispositifs (transformateur de chauffage et convertisseur DC/DC 600 A).

4.4.3 Essais sur un tronçon de câble de 3 m et de section $50 mm^2$ en utilisant le module 1200 A

4.4.3.1 Cas du chauffage par l'âme conductrice

Le cas classique [17] consiste à chauffer l'âme conductrice : ainsi, "l'onde de chaleur" diffuse de l'intérieur vers l'extérieur. Cette méthode, déjà utilisée depuis de nombreuses années en courant alternatif [4], est limitée à quelques mètres de câble, comme nous l'avons montré. Nous avons démontré l'intérêt de l'usage d'un convertisseur DC/DC pour produire les impulsions de courant avec un premier prototype basé sur un module 600 A. Détaillons maintenant la manière dont le banc de mesure fonctionne.

Dans le cas du montage avec un convertisseur DC/DC, pour des raisons de CEM, la masse de l'amplificateur de courant est connectée à l'âme (figure 4.33).

La mesure du courant d'onde thermique se fait en deux étapes :

- chauffage transitoire de l'âme conductrice à l'aide du convertisseur ;
- après arrêt du chauffage, mesure du courant d'onde thermique par l'amplificateur de courant (Keithley 428A, bande passante 1 kHz, plage 0,1 pA - $1 \mu A$).

Si l'on se réfère à l'équation (4.34), on remarque que l'amplitude de la réponse de l'isolant (courant d'onde thermique $I(t)$) doit être proportionnelle à l'échauffement,

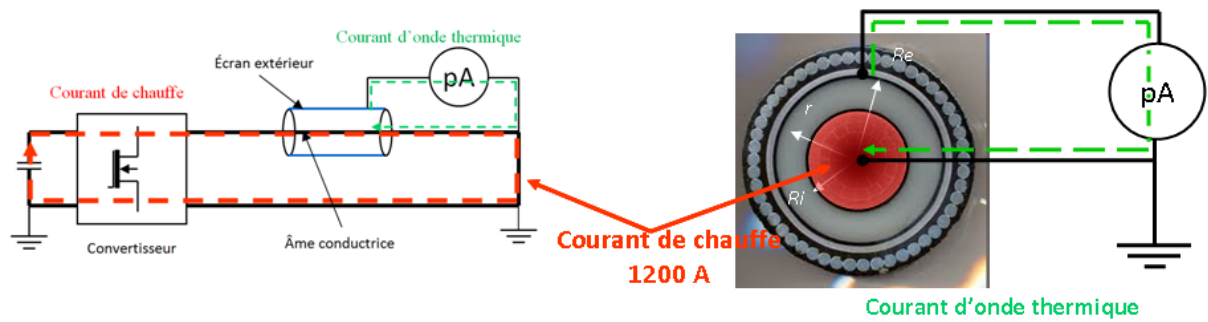


FIGURE 4.33: Schéma de principe de la mesure de courant d'onde thermique suite à un chauffage par l'âme conductrice.

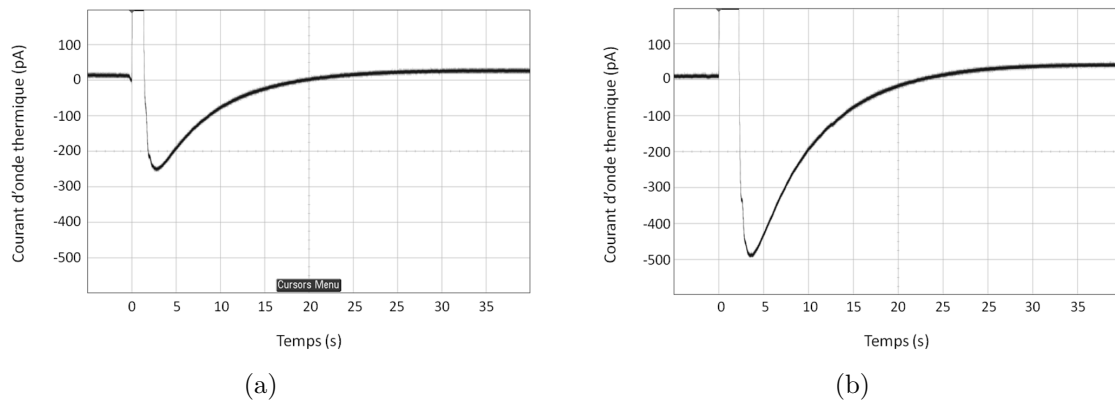


FIGURE 4.34: Courants d'onde thermique mesurés suite à l'échauffement transitoire de l'âme avec un courant de 1200 A : (a) durant 1 s, (b) durant 2s.

donc selon l'équation (4.33), $I(t) \sim t_{pulse}$. Si le montage fonctionne correctement, nous devons donc retrouver cette proportionnalité à travers les signaux d'onde thermique mesurés. Des résultats obtenus à l'aide d'un courant de 1200 A de durée 1 s et 2 s sur le même câble sont présentés dans la figure 4.34. On voit clairement que, lorsque la durée de chauffage est multipliée par 2 (1 s \rightarrow 2 s), l'amplitude du courant d'onde thermique est également doublée (de 250 pA à 500 pA), ce qui correspond tout à fait au résultat attendu.

La forme du signal mesuré (courant d'onde thermique) dépend de la répartition du champ créé par la charge piégée dans le diélectrique, et son amplitude dépend de l'excitation thermique (donc de l'amplitude et de la durée du courant de chauffe). L'évolution de l'amplitude du courant d'onde thermique en fonction du temps de chauffe (durée de l'impulsion de courant) et de l'amplitude du courant de chauffe est

illustrée dans la figure 4.35. Les résultats confirment bien les relations de proportionnalité entre l'amplitude du courant, le t_{pulse} et le I_{ch}^2 . Par exemple, pour un courant de 1000 A durant 3 s, on mesure une amplitude de courant de MOT de 177 pA, et pour un courant de chauffe de 600 A durant 3 s, on mesure un courant d'onde thermique dont l'amplitude est de 65 pA. Il est à noter que les mesures qui ont permis de tracer cette figure ont été faites plusieurs semaines après les premiers essais ; la répartition et la densité de la charge d'espace ne sont donc pas les mêmes que pour les exemples précédents. C'est pour cette raison que les valeurs des amplitudes de la figure 4.35 sont plus faibles que celles des courants d'onde thermique présentés dans la figure 4.34.

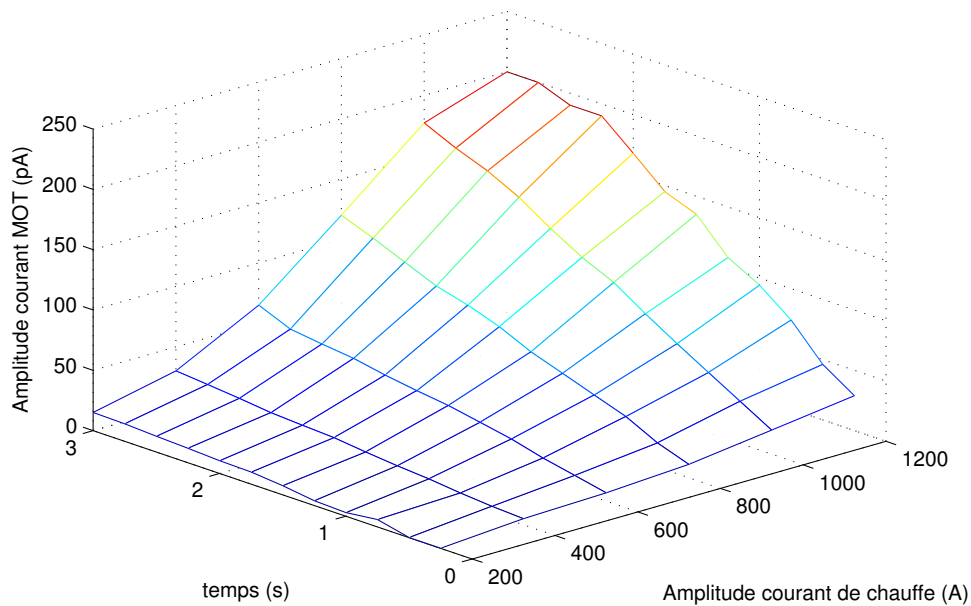


FIGURE 4.35: Evolution de l'amplitude du courant d'onde thermique en fonction de la durée et de l'amplitude du courant de chauffe (cas d'un chauffage par l'âme centrale).

4.4.3.2 Evolution de la MOT : chauffage par la gaine extérieure

La résolution spatiale qui peut être obtenue pour $E(r)$ en déconvoluant l'expression (4.34) [17] dépend de l'amplitude de la dérivée de la température $\partial\Delta T(r,t)/\partial t$. Or, comme cette grandeur est proportionnelle à $exp(-2/t)$ [17], son amplitude diminue rapidement dans le temps, ayant pour conséquence une baisse de la résolution dans l'épaisseur. En d'autres termes, la précision avec laquelle l'on peut déterminer $E(r)$

est d'autant plus grande que l'on se trouve à proximité de l'endroit où l'on produit le stimulus thermique. Par conséquent, un chauffage par l'âme centrale permettra une bonne résolution spatiale dans les parties du diélectrique situées près de l'âme, alors que les valeurs que l'on pourra obtenir pour le champ électrique près de la gaine externe du câble seront entachées d'une imprécision plus importante.

Afin de pouvoir déterminer avec plus de précision la répartition du champ électrique près de la gaine externe, il serait préférable d'appliquer le stimulus thermique sur la gaine. De cette manière, en effectuant deux mesures (l'une en appliquant le stimulus thermique sur l'âme, l'autre sur la gaine), on peut obtenir des résolutions spatiales identiques des deux côtés de l'isolation. Il s'agit ici d'une évolution de la MOT que nous proposons dans ce mémoire.

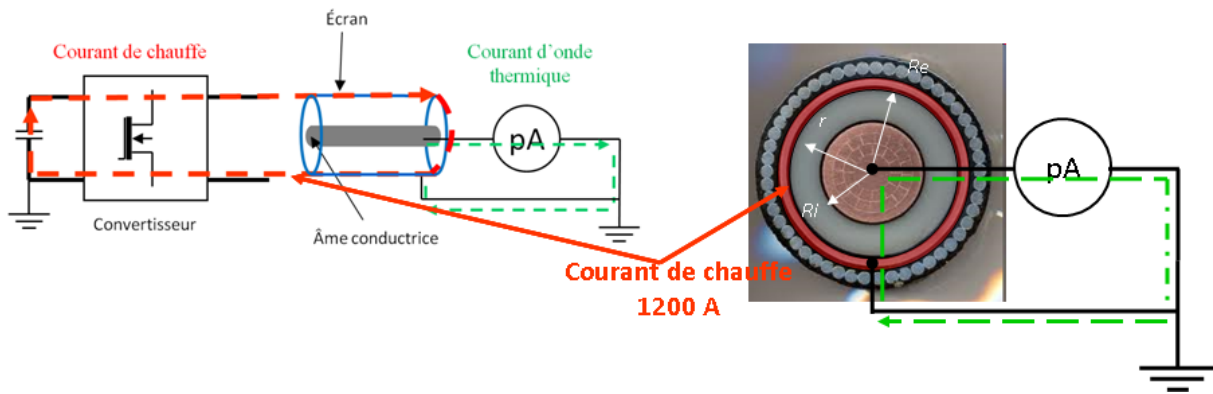


FIGURE 4.36: Schéma de principe de la mesure de courant d'onde thermique suite à un chauffage externe. Le courant de chauffe traverse la gaine conductrice.

Le convertisseur que nous avons mis au point doit donc permettre aussi bien de chauffer l'âme que la gaine du câble. Dans le deuxième cas, la masse du pico-Ampèremètre est connectée à l'écran (figure 4.36).

La gaine extérieure étant plus résistive que l'âme conductrice, il en résulte une élévation de température plus importante pour un même courant de chauffe et pour la même durée. A champ égal, l'amplitude du courant d'onde thermique dans ce deuxième cas doit donc être plus importante. On remarque ainsi que, dans les mêmes conditions (courant de chauffe de 1200 A durant 1 s), on mesure une amplitude de 500 pA (figure 4.37(a)) dans le cas du chauffage par la gaine contre 250 pA (figure 4.34(a)) pour un chauffage par l'âme.

Ceci valide la possibilité offerte par le montage que nous avons conçu, d'obtenir

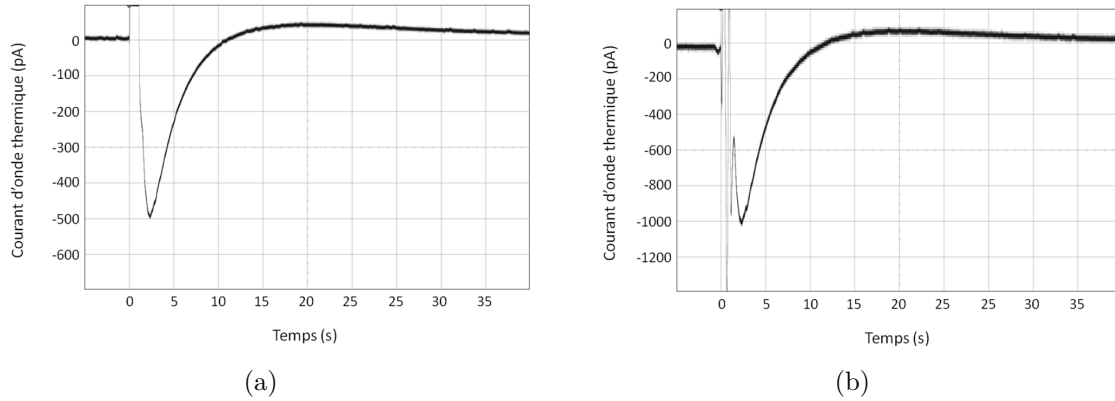


FIGURE 4.37: Courants d'onde thermique mesurés sur un tronçon de câble de longueur 50 m après l'échauffement de la gaine avec un courant de 1200 A : (a) durant 1 s, (b) durant 2 s.

des signaux en chauffant la gaine et d'augmenter ainsi la résolution de la technique.

Néanmoins, la dynamique des deux signaux de la figure 4.37 diffère de celle des courants présentés dans la figure 4.34. Ceci est parfaitement normal, car la répartition du champ électrique n'est pas identique côté âme et côté gaine. De même, le profil de température dans l'isolant diffère lorsque la diffusion de la chaleur se fait de l'âme vers la gaine par rapport à une diffusion dans le sens contraire.

4.4.4 Essais de validation sur un tronçon de câble de 50 m

Le but étant de mettre au point un convertisseur pouvant assurer l'impulsion thermique nécessaire à la mesure de charges d'espace pour des tronçons de plusieurs dizaines de mètres de câble, nous avons souhaité vérifier que le prototype que nous avons conçu et réalisé permet bien de remplir cette fonction.

Nous avons ainsi procédé à des essais sur un tronçon de câble de longueur 50 m (section 95mm^2). Des exemples de résultats sont présentés dans les figures 4.38 et 4.39. Ils ont été obtenus après conditionnement préalable du câble sous tension continue pendant 48 h (30 kV appliqués sur l'âme centrale).

Comme pour les cas précédents, on remarque des courants d'onde thermique conséquents, dont l'amplitude est proportionnelle à la durée de chauffe (doublement du courant lorsque la durée de chauffe double (figure 4.38)). Tout ceci montre bien un fonctionnement du montage tout à fait en accord avec les attentes, en validant ainsi notre application.

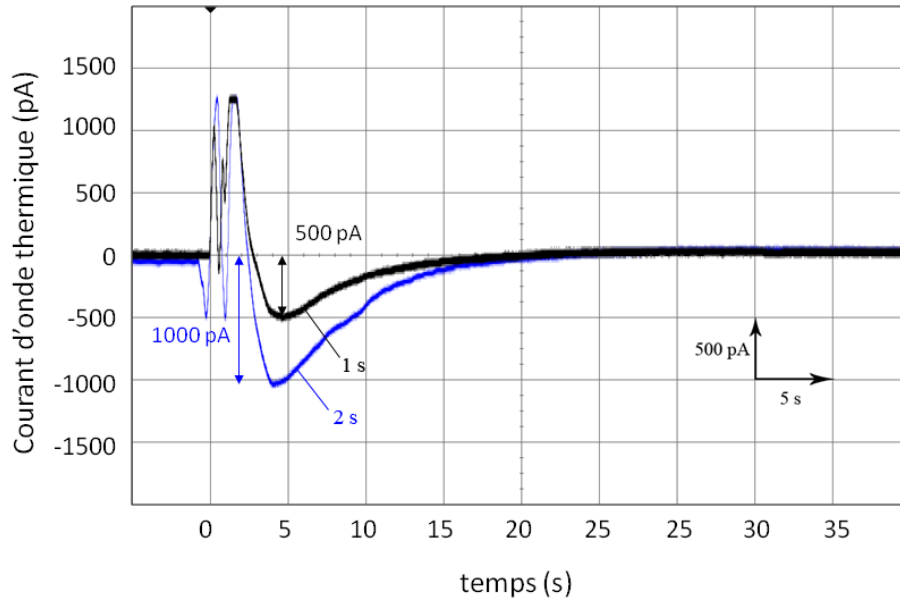


FIGURE 4.38: Courants d'onde thermique mesurés sur un tronçon de câble de longueur 50 m après l'échauffement de l'âme centrale avec un courant de 800 A (1 s et 2 s).

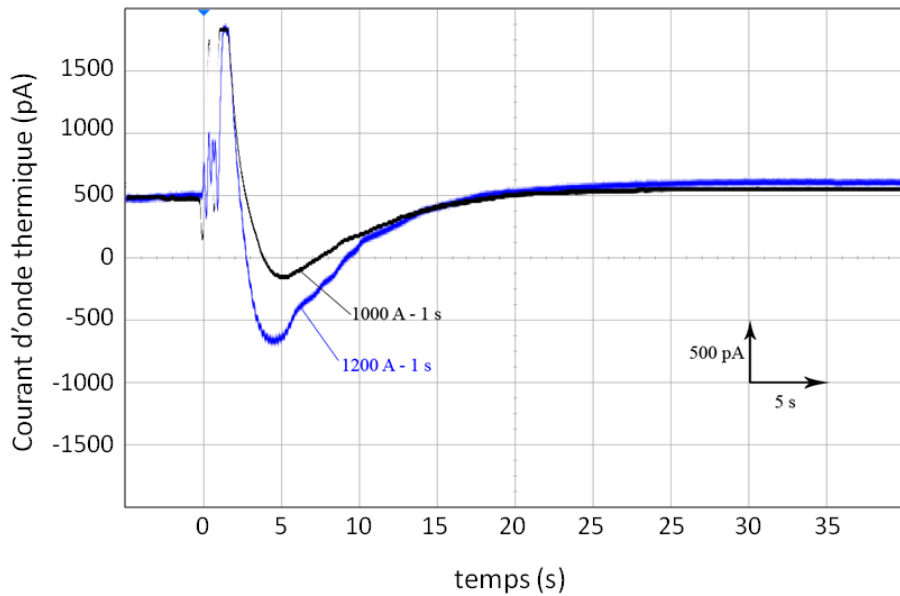


FIGURE 4.39: Courants d'onde thermique mesurés sur un tronçon de câble de longueur 50 m après l'échauffement de l'âme centrale avec un courant de 1000 A durant 1 s et avec un courant de 1200 A durant 1 s.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la réalisation d'un prototype de convertisseur 1200 A a été abordée. Il s'agit d'un convertisseur multicellulaire à 12 phases, couplées à l'aide d'un

ICT cyclique planar. La réalisation pratique du transformateur intercellule a été basée sur l'étude de dimensionnement présentée dans le chapitre 3. Le convertisseur, alimenté par un banc de supercondensateurs, a été conçu pour produire des impulsions de courant de 1200 A filtrées et régulées, afin de permettre un échauffement transitoire des parties conductrices de câbles HTCC en vue d'une caractérisation de leur diélectrique par la méthode de l'onde thermique. Grâce à l'utilisation d'un coupleur, nous avons pu obtenir des ondulations des courants de phase et du courant de sortie quasi nulles, sans avoir recours à des inductances supplémentaires. Le bilan énergétique a été validé expérimentalement, en justifiant le choix de la source d'énergie.

Enfin, le principe de l'application (chauffage transitoire de câble et mesure du courant d'onde thermique) a été validé par des mesures du courant de déplacement des charges d'influences dans l'isolant de tronçons de câbles préalablement conditionnés. Les résultats présentés ci-dessus montrent bien qu'il est possible d'obtenir des "courants d'onde thermique" exploitables sur de grandes longueurs de câble avec la solution proposée. L'exploitation de ces résultats permettra par la suite de faire un diagnostic sur l'état du câble en déterminant la répartition de la densité de charges dans l'isolant.

Conclusion et perspectives

Dans ce travail, nous avons proposé une application fort courant des convertisseurs multicellulaires entrelacés. Il s'agit de la conception et de la réalisation d'un prototype capable de produire des fortes impulsions de courant régulées en amplitude et en durée, afin de les injecter dans l'âme conductrice ou dans la gaine d'un câble haute tension de grande longueur dans le but d'obtenir un échauffement transitoire. A l'aide de cet échauffement, induisant une "onde thermique" qui diffuse dans l'isolation, l'acquisition d'un signal électrique de faible amplitude permet de caractériser l'isolation du câble.

Les performances exigées du dispositif, notamment en termes de coût et d'encombrement, nous ont amené à proposer une architecture comprenant plusieurs modules en parallèle, afin d'augmenter la valeur du courant et d'améliorer les performances. Pour les mêmes raisons, nous avons proposé, pour le module élémentaire, la mise en oeuvre d'un convertisseur DC/DC multicellulaire à phases couplées incluant un transformateur intercellule cyclique (ICT), qui favorise l'intégration de puissance, donc l'augmentation de la densité de puissance.

En nous basant sur les performances attendues en termes de puissance et d'énergie, nous avons, dans un premier temps, procédé à une étude concernant la définition et le dimensionnement de la source d'énergie nécessaire. A l'aide d'un outil informatique que nous avons développé, nous avons pu réaliser les calculs nécessaires, qui nous ont permis de déterminer le type de source appropriée (batterie de supercondensateurs) et les valeurs des éléments à intégrer dans notre système.

Après validation par simulation du modèle simplifié du convertisseur, nous nous sommes intéressés à la conception du convertisseur lui-même. Nous avons, dans ce but, développé un modèle analytique permettant de dimensionner et d'optimiser le transformateur intercellule cyclique intégré à notre convertisseur. Nous avons par la suite procédé à la construction et au test de la solution proposée, en réalisant deux

prototypes (600 A et 1200 A), qui ont permis la validation de l'approche proposée, aussi bien en termes d'électronique de puissance que de mesures diélectriques. En effet, nous avons pu montrer que le module 1200 A, consistant en un convertisseur multicellulaire à 12 phases couplées utilisant un ICT cyclique, permet de délivrer des impulsions rectangulaires de courant allant jusqu'à 1200 A, parfaitement régulées, à l'âme ou à la gaine conductrice de câbles de plusieurs dizaines de mètres. De même, le système que nous avons réalisé est particulièrement intéressant en termes d'encombrement.

Les avancées qu'a pu apporter ce travail à l'électronique de puissance et à l'étude des diélectriques sont les suivantes :

- une démonstration de la faisabilité d'applications basées sur des convertisseurs à ICT pour des forts courants et des fortes puissances en régime transitoire ;
- la mise au point et la validation expérimentale d'un modèle analytique généralisé pour le cas des coupleurs en montage type "cascade cyclique". Le modèle que nous avons proposé permet également de mettre en évidence les avantages et le fonctionnement de la méthode de permutation des phases, par la détermination de la forme et de l'amplitude des flux dans le matériau magnétique du coupleur ;
- l'application du modèle proposé au dimensionnement de transformateurs intercellules cycliques utilisés dans les convertisseurs multicellulaires parallèles à phases couplées ;
- la réalisation d'un démonstrateur à forte compacité (densité de puissance élevée, 15 kW/litre), montrant les possibilités de la technologie des ICT pour des applications "fort courant" ;
- la mise en place de coupleurs à l'aide d'une méthodologie permettant de réduire sensiblement l'encombrement à l'aide de géométries particulières, tout en gardant des conducteurs avec des sections suffisantes afin de faire transiter des courants importants ;
- la mise au point et la validation d'un prototype de banc de mesure permettant la caractérisation de l'isolation sur des longueurs importantes de câble haute tension (plusieurs dizaines de mètres) ;
- la mise au point et la validation d'une évolution de la méthode de l'onde thermique appliquée aux câbles, par la mise en place de la technique de chauffage par la gaine, devant permettre une meilleure résolution dans les régions extérieures

- de l'isolant et ainsi une augmentation de la précision sur la mesure du champ électrique interne ;
- la mise au point d'un système de caractérisation diélectrique installable sur site et transportable, à faible encombrement et à coût réduit.

La poursuite de ces travaux devrait permettre, à l'aide d'une mise en parallèle de plusieurs cellules telle celle que nous avons proposée et validée et d'une commande adéquate, de mettre en place des systèmes capables de réaliser des mesures de charges électriques dans l'isolation des câbles HVDC de 500 kV. Vues les dimensions de la cellule élémentaire, un tel système devrait avoir un encombrement adapté au transport et à l'utilisation sur site. Il pourrait inclure les deux techniques de mesure (chauffage par l'âme centrale et par la gaine) et un module de calibration, afin de permettre le calcul de la répartition de la charge dans l'isolation.

Enfin, un tel système devrait pouvoir être aisément industrialisable afin de fournir aux fabricants et aux exploitants un outil de validation et de surveillance de l'isolation des câbles HVDC.

Par ce travail, nous avons tenté d'apporter notre contribution au développement des convertisseurs de puissance multicellulaires entrelacés et à la mise en oeuvre de techniques de mesures non destructives des charges électriques dans les fortes épaisseurs d'isolants. Il se situe à la frontière entre l'électronique de puissance et l'étude des matériaux diélectriques et s'inscrit dans un cadre de travaux menés conjointement par les scientifiques et les industriels pour accélérer l'intégration de puissance et l'accroissement du rendement du transport d'énergie.

Bibliographie

- [1] [http ://www.desertec.org/](http://www.desertec.org/).
- [2] “Le hvdc : une revanche posthume pour edison,” in *Tech. de l'ingénieur, ref article.78737*, nov 2012.
- [3] J. Matallana, T. Kvarats, B. Sanden, D. Wald, A. MacPhail, L. Bernard, E. Zacccone, S. Hirano, R. Bodega, R. Svoma, and M. Jeroense.
- [4] S. Agnel, P. Notingher, and A. Toureille, “Space charge measurements on power cable length,” in *Solid Dielectrics, 2001. ICSD '01. Proceedings of the 2001 IEEE 7th International Conference on*, pp. 390–393, 2001.
- [5] J. Castellon, P. Notingher, S. Agnel, A. Toureille, F. Brame, P. Mirebeau, and J. Matallana, “Electric field and space charge measurements in thick power cable insulation,” *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, vol. 25, no. 3, pp. 30–42, 2009.
- [6] R. E. Collins, “Analysis of spacial distribution of charges and dipoles in electrets by a transient heating,” *J. Appl. Phys*, vol. 47, pp. 4804 –4808, november 1976.
- [7] A. S. Dereggi, C. M. Guttman, F. I. Mopsik, G. T. Davis, and M. G. Broadhurst, “Determination of charge or polarization across electret by thermal pulse method and fourier analysis,” *Phys. Lett.*, vol. 40, pp. 413 –416, february 1978.
- [8] P. Laurenceau, G. Dreyfus, and L. J., “New principle for the determination of potential distributions in dielectrics,” *Phys. Lett.*, vol. 38, pp. 46–49, january 1977.
- [9] A. Migliori and J. D. Thomson, “A non destructive acoustic electric field probe,” *J. Appl. Phys.*, vol. 51, pp. 479–485, january 1985.
- [10] K. Fukunagak, H. Miyata, J. Takahashi, S. Yosida, and T. Miwa, “Mesure de la distribution des charges d'espace dans les câbles par la méthode de l'impulsion acoustique,” in *JICABLE*, pp. 520–525, june 1991.

- [11] A. Toureille, “Sur une méthode de détermination de la densité de charges d’espace dans le pe,” in *JICABLE*, pp. 89–103, september 1987.
- [12] A. Cherifi and J. Santana, “Sur les différentes techniques de validation de la méthode de l’onde thermique,” *J. Phys. III*, vol. 3, pp. 1093 –1100, 1993.
- [13] A. Cherifi, M. Dakka, and A. Toureille, “The validation of the thermal step method,” *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 6, pp. 1152–1158, 1992.
- [14] J. Santana, *Mesure de charges d’espace dans les câbles de transport de l’énergie électrique*. Université Montpellier 2 : PhD thesis, 1994.
- [15] A. Toureille, “Mesure électrique des matériaux diélectriques solides,” in *Tech. de l’ingénieur*, R1 11Rv2.
- [16] M. Abou-Dakka, *Mesure des charges d’espace dans divers polymères par la méthode de l’onde thermique*. Université Montpellier 2 : PhD thesis, 1991.
- [17] P. Notingher, A. Toureille, S. Agnel, and J. Castellon, “Determination of electric field and space charge in the insulation of power cables with the thermal step method and a new mathematical processing,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 67–74, 2009.
- [18] “Energy storage : Superconducting magnetic energy storage (www.climatetechwiki.org),”
- [19] M. B. Camara, *Supercondensateurs pour échange dynamique d’énergie à bord du véhicule électrique hybride*. Université Franche-Comté : PhD thesis, 2007.
- [20] N. Bouhalli, *Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés*. Institut National Polytechnique de Toulouse : PhD thesis, 2009.
- [21] Y. Panov and M. Jovanovic, “Design considerations for 12-v/1.5-v, 50-a voltage regulator modules,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 6, pp. 776–783, 2001.
- [22] R. Miftakhuldinov, “Optimal output filter design for microprocessor or dsp power supply,” *Analog Applications Journal*, pp. 22–29, 2000.
- [23] X. Zhou, *Low-voltage high-efficient fast-transient voltage regulator module*. Virginia Tech : PhD thesis, July 1999.

- [24] X. Zhou, P.-L. Wong, P. Xu, F. Lee, and A. Huang, "Investigation of candidate vrm topologies for future microprocessors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 6, pp. 1172–1182, 2000.
- [25] Y. Mao, X. Peng, B. Yang, and F. Lee, "Investigation of topology candidates for 48 v vrm," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 699–705 vol.2, 2002.
- [26] P. Davancens, *Etude de l'équilibrage naturel des courants dans les convertisseurs multicellulaires parallèles. Validation expérimentale sur une structure à MCT*. Institut National Polytechnique de Toulouse : PhD thesis, 1997.
- [27] V. Costan, *Convertisseurs Parallèles Entrelacés : Etude des Pertes Fer dans les Transformateurs Inter-cellules*. Institut National Polytechnique de Toulouse : PhD thesis, 2007.
- [28] M. L. Bolloch, *Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiparallèles à inductances couplées*. Institut National Polytechnique de Toulouse : PhD thesis, 2010.
- [29] B. Gelis, *Conception et intégration d'une nouvelle architecture pour l'électronique de puissance embarquée*. Université Montpellier 2 : PhD thesis, 2010.
- [30] J. Oliver, P. Zumel, O. Garcia, J. Cobos, and J. Uceda, "Passive component analysis in interleaved buck converters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 623–628 Vol.1, 2004.
- [31] F. Forest, E. Labouré, T. Meynard, and J. J. Huselstein, "Multicell interleaved flyback using intercell transformers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 5, pp. 1662–1671, 2007.
- [32] J. Gallagher, "Coupled inductors improve multiphase buck efficiency," in *Field Applications Engineer, Power Division, Pulse, San Diego, Power Electronic Technology*, pp 36-42, 2006.
- [33] S. Wibowo, Z. Ting, M. Kong, T. Taura, Y. Kobori, and H. Kobayashi, "Analysis of coupled inductors for low-ripple fast-response buck converter.," in *Circuits and Systems, APCCAS 2008. IEEE Asia Pacific Conference*, pp. 2030–2035.
- [34] J. Li, C. Sullivan, and A. Schultz, "Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage dc-dc converters," in *Applied Power Electronics Conference*

- and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 817–823 vol.2, 2002.
- [35] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and J. Uceda, “Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers,” in *APEC*, vol. 1, pp. 385–391, 2005.
- [36] M. Gonzalez, P. Alou, O. Garcia, J. Oliver, J. Cobos, and H. Visairo, “Dc-dc transformer multiphase converter with transformer coupling for two-stage architecture,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 781–786, 2010.
- [37] P. Zumel, O. Garcia, J. Cobos, and J. Uceda, “Magnetic integration for interleaved converters,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1143–1149 vol.2, 2003.
- [38] P. Sernia, D. Finn, and G. Walker, “The effect of coupled inductors in parallel interleaved buck converters,” in *The Australian Universities Power Eng. Conference, pp 1-5*, (New Zealand), 2003.
- [39] B. Cougo, *Design and optimization of intercell transformers for parallel multi cell converters*. Institut National Polytechnique de Toulouse : PhD thesis, 2010.
- [40] I. Park and S. I. Kim, “Modelling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp. 1164–1170, 1997.
- [41] R. Porter, G. G. Gurov, and A. B. Ledenev, “Multiple power converter system using combining transformers,” in *Patent Number WO 02/17469 A1*.
- [42] E. Sarraute, T. Meynard, V. Costan, E. Labouré, A. Cunière, F. Forest, and J.-J. Huselstein, “Analyse de différents montages d’inductances couplées dans les convertisseurs dc/dc parallèles entrelacés,” in *EPF'06, Grenoble - France*, 2006.
- [43] P.-L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. Lee, “Performance improvements of interleaving vrms with coupling inductors,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 4, pp. 499–507, 2001.
- [44] K. Guepratte, *Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique*. G2Elab, Université de Grenoble : PhD thesis, 2010.
- [45] Czogalla, L. Jieli, and C. R. Sullivan, “Automotive application of multi-phase coupled-inductor dc-dc converter,” in *IAS Conf.*, vol. 3, pp. 1524–1529, 2003.

- [46] B. Cougo, V. Costan, T. Meynard, F. Forest, and E. Labouré, “A new intercell transformer for interleaved converters,” in *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, (Barcelona - Spain), 2009.
- [47] F. Forest, E. Labouré, T. Meynard, and V. Smet, “Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of pwm inverter output,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 812–821, 2009.
- [48] M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi, and S. Hashino, “High power density dc/dc converter using the close-coupled inductors,” in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 1760–1767, 2009.
- [49] M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Ando, S. Nakatomi, S. Hashino, and T. Shimizu, “High power density interleaved dc/dc converter using a 3-phase integrated close-coupled inductor set aimed for electric vehicles,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 2451–2457, 2010.
- [50] R. Hausmann and I. Barbi, “Three-phase multilevel bidirectional dc-ac converter using three-phase coupled inductors,” in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 2160–2167, 2009.
- [51] F. Forest, B. Gélis, J.-J. Huselstein, B. Cougo, E. Labouré and, and T. Meynard, “Design of a 28 v-to-300 v/12 kw multicell interleaved flyback converter using intercell transformers,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1966–1974, aug. 2010.
- [52] R. Peron, V. Guennegues, J. L. Pouliquen, B. Gollentz, F. Bordy, and J. P. Burnet, “Performance analysis of main components used in 60mw pulsed supply for particle accelerator,” in *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. Barcelone - Spain, 2009.
- [53] C. L. Fortescue, “Method os symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks,” *Trans. AIEE*, vol. 37, pp. 1027–1140, Jun. 1918.
- [54] G. Manesse, “Transformateurs statiques, principes et fonctionnement,” in *Tech. de l'ingénieur*, D 3 050.
- [55] E. Labouré, A. Cuniere, T. Meynard, F. Forest, and E. Sarraute, “A theoretical approach to intercell transformers, application to interleaved converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 464–474, jan. 2008.

- [56] J. Li, A. Stratakos, A. Schultz, and C. Sullivan, "Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1289–1293 vol.2, 2004.
- [57] W. M. Lyman, "Transformers and inductor design handbook," *M. Dekker Edition*, 2004.
- [58] W.-J. Gu and R. Liu, "A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers," in *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, pp. 1123–1129, 1993.
- [59] F. Forest, T. Meynard, E. Laboure, V. Costan, E. Sarraute, A. Cuniere, and T. Martire, "Optimization of the supply voltage system in interleaved converters using intercell transformers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 934 –942, may 2007.
- [60] T. A. Meynard, F. Forest, F. Richardeau, and E. Labouré, "Method and device for supply to a magnetic coupler," in *Patent number WO 2007/00690*, Jan. 2007.
- [61] IR, *Datassheet International rectifier ref IRLS3036-7PPBF*.
- [62] LEM, *Datassheet LEM HAX series*.
- [63] S. Deuty, "Optimizing transistor performance in synchronous rectifier buck converters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 675–678 vol.2, 2000.
- [64] Y. Ren, M. Xu, J. Zhou, and F. Lee, "Analytical loss model of power mosfet," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 2, pp. 310–319, 2006.

Annexe A

Calcul de l'expression généralisée des flux fondamentaux dans les Transformateurs InterCellules cycliques

A.1 Cas d'un convertisseur à 4 phases

On considère le schéma de la figure A.1, et on se propose de déterminer la matrice des tensions aux bornes des enroulements des transformateurs et ensuite la matrice des flux fondamentaux par intégration.

En écrivant la loi des mailles pour chaque phase, on a :

$$\begin{aligned}v_{1S} &= v_1 - v_S = v_{T_1} - v_{T_2} \\v_{2S} &= v_2 - v_S = v_{T_2} - v_{T_3} \\v_{3S} &= v_3 - v_S = v_{T_3} - v_{T_4} \\v_{4S} &= v_4 - v_S = v_{T_4} - v_{T_1}\end{aligned}\tag{A.1}$$

et

$$\begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \\ v_{4S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \end{bmatrix}\tag{A.2}$$

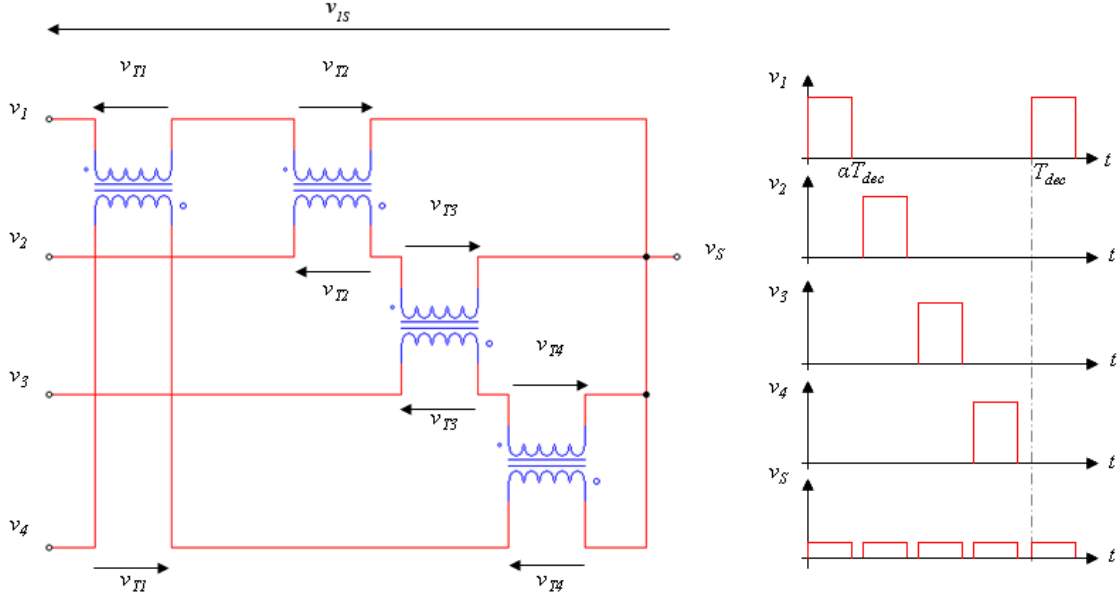


FIGURE A.1: Schéma électrique équivalent d'un ICT 4 phases.

On peut écrire :

$$[V] = [A] [V_T] \quad (\text{A.3})$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Le déterminant de $[A]$ est nul, la matrice $[A]$ est donc non inversible. Il existe une infinité de solutions pour les tensions v_{T_i} . Une solution particulière peut être obtenue en se basant sur l'équation (A.5), car les tensions qui composent la matrice $[V_T]$ forment un système de tensions équilibrées. Leur somme est donc nulle :

$$v_{T_1} + v_{T_2} + v_{T_3} + v_{T_4} = 0 \quad (\text{A.5})$$

Donc $v_{T_4} = -(v_{T_1} + v_{T_2} + v_{T_3})$, et en remplaçant v_{T_4} dans la relation A.1, nous avons :

$$v_{3S} = v_{T_3} - v_{T_4} = v_{T_1} + v_{T_2} + 2v_{T_3} \quad (\text{A.6})$$

La relation A.2 devient :

$$\begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

On désigne par $[B]$ la matrice définie par :

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Cette fois, la matrice $[B]$ est inversible, il existe donc une solution unique pour l'équation (A.13). Nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 \\ -1 & 2 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Nous recalculons v_{T_4} en fonction de v_{1S} , v_{2S} et v_{3S} en utilisant l'expression (A.5) :

$$v_{T_4} = -(v_{T_1} + v_{T_2} + v_{T_3}) \quad (\text{A.10})$$

$$v_{T_4} = \frac{1}{4}(3v_{1S} + 2v_{2S} + v_{3S} - v_{1S} + 2v_{2S} + v_{3S} - v_{1S} - 2v_{2S} + v_{3S}) \quad (\text{A.11})$$

$$v_{T_4} = -v_{1S} - 2v_{2S} - 3v_{3S} \quad (\text{A.12})$$

En insérant la ligne v_{T_4} dans la matrice (A.13), nous avons :

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 \\ -1 & 2 & 1 & 0 \\ -1 & -2 & 1 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \\ v_{4S} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

On sait que la tension de sortie v_S est définie en fonction des tensions de sortie des

quatre cellules de commutation par :

$$v_S = \frac{v_1 + v_2 + v_3 + v_4}{4} \quad (\text{A.14})$$

On peut exprimer la tension v_{1S} par :

$$v_{1S} = v_1 - v_S = v_1 - \frac{v_1 + v_2 + v_3 + v_4}{4} = \frac{1}{4}(3v_1 - v_2 - v_3 - v_4) \quad (\text{A.15})$$

De même, on en déduit :

$$\begin{aligned} v_{2S} &= v_2 - v_S = \frac{1}{4}(-v_1 + 3v_2 - v_3 - v_4) \\ v_{3S} &= v_3 - v_S = \frac{1}{4}(-v_1 - v_2 + 3v_3 - v_4) \\ v_{4S} &= v_4 - v_S = \frac{1}{4}(-v_1 - v_2 - v_3 + 3v_4) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \\ v_{4S} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

La relation A.13 devient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 \\ -1 & 2 & 1 & 0 \\ -1 & -2 & 1 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \end{bmatrix} = \frac{1}{16} \begin{bmatrix} 6 & 2 & -2 & -6 \\ -6 & 6 & 2 & -2 \\ -2 & -6 & 6 & 2 \\ 2 & -2 & -6 & 6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

Et enfin :

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \end{bmatrix} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

La matrice des flux dans les colonnes bobinées pour $q = 4$ en fonction des tensions de sortie des q phases est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \varphi_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{8N} \int \begin{bmatrix} 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} dt \quad (\text{A.21})$$

A.2 Cas d'un convertisseur à 5 phases

Si nous considérons cette fois un ICT à 5 phases et en écrivant la loi des mailles pour chaque phase, nous avons :

$$\begin{aligned} v_{1S} &= v_1 - v_S = v_{T_1} - v_{T_2} \\ v_{2S} &= v_2 - v_S = v_{T_2} - v_{T_3} \\ v_{3S} &= v_3 - v_S = v_{T_3} - v_{T_4} \\ v_{4S} &= v_4 - v_S = v_{T_4} - v_{T_5} \\ v_{5S} &= v_5 - v_S = v_{T_5} - v_{T_1} \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

et

$$\begin{bmatrix} v_{1S} \\ v_{2S} \\ v_{3S} \\ v_{4S} \\ v_{5S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \\ v_{T_5} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Avec le même raisonnement, on montre que la matrice des tensions pour un convertisseur 5 phases est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \\ v_{T_5} \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & -1 & -2 \\ -2 & 2 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & -2 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -2 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

A.3 Détermination d'une expression généralisée

En calculant la matrice des tensions pour différents nombres de phases, notamment pour $q = 7$ et $q = 8$ comme l'indiquent les relations (A.25) et (A.26), nous remarquons que nous pouvons généraliser l'expression des tensions aux bornes des enroulements des transformateurs (et donc celle des flux principaux) pour un nombre quelconque de phases q , en considérant deux cas distincts : q pair et q impair.

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \\ v_{T_5} \\ v_{T_6} \\ v_{T_7} \end{bmatrix} = \frac{1}{7} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 \\ -3 & 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 \\ -2 & -3 & 3 & 2 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & -2 & -3 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -2 & -3 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 3 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \\ v_7 \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

$$\begin{bmatrix} v_{T_1} \\ v_{T_2} \\ v_{T_3} \\ v_{T_4} \\ v_{T_5} \\ v_{T_6} \\ v_{T_7} \\ v_{T_8} \end{bmatrix} = \frac{1}{16} \begin{bmatrix} 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 \\ -7 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 \\ -5 & -7 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & -5 & -7 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & -5 & -7 & 7 & 5 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 7 & 5 & 3 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 7 & 5 \\ 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \\ v_7 \\ v_8 \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

Si p est un nombre entier, on notera :

- $q = 2p$ pour nombre de phases pair ;
- $q = 2p + 1$ pour un nombre de phases impair.

Les tensions v_{T_i} forment un système de tensions équilibrées. Nous simplifions alors l'écriture en nous limitant à l'expression de v_{T_1} .

Dans le cas d'un nombre pair ($q = 2p$), nous avons :

$$v_{T_1} = \frac{1}{2q} \sum_{i=1}^{2p} m_i v_i = \frac{1}{2q} \sum_{i=1}^{2p} (2(p-i) + 1) v_i \quad (\text{A.27})$$

$$\varphi_1 = \frac{1}{2qN} \int \left[\sum_{i=1}^{2p} m_i v_i = \frac{1}{2q} \sum_{i=1}^{2p} (2(p-i) + 1) v_i \right] dt \quad (\text{A.28})$$

avec

$$m_i = 2(p-i) + 1 \quad (\text{A.29})$$

et

$$v_i = V_e \forall t \in \left[\frac{i-1}{q} T_{dec}; \left(\frac{i-1}{q} + \alpha \right) T_{dec} \right] \text{ et zéro ailleurs.}$$

avec : α rapport cyclique et $T_{dec} = 1/f_{dec}$ période de découpage.

Dans le cas d'un nombre impair de phases ($q = 2p + 1$), nous avons :

$$v_{T_1} = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^{2p+1} m'_i v_i = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^{2p+1} ((p+1) - i) v_i \quad (\text{A.30})$$

$$(\text{A.31})$$

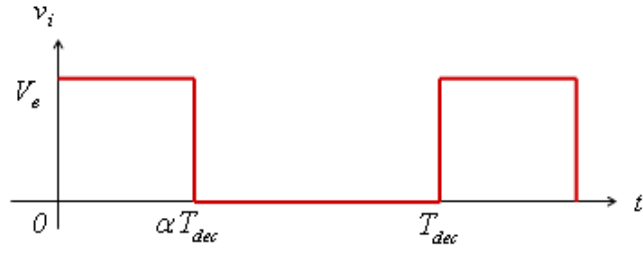


FIGURE A.2: Evolution des tenions v_i en fonction du temps.

Le flux est donné par :

$$\varphi_1 = \frac{1}{qN} \int \left[\sum_{i=1}^{2p+1} m'_i v_i = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^{2p+1} ((p+1) - i) v_i \right] dt \quad (\text{A.32})$$

avec

$$m'_i = (p+1) - i \quad (\text{A.33})$$

Annexe B

Calcul des valeurs efficaces des courants

B.1 Introduction

Dans cette annexe, le détail du calcul des courants efficaces dans les phases et celui des courants dans les transistors est présenté. Ces formules sont applicables quel que soit le nombre de cellules de commutation et sont données en fonction du courant moyen de sortie I_s et de son ondulation ΔI_s .

B.2 Courants dans les phases

On se propose de déterminer l'expression de la valeur efficace du courant dans les phases d'un convertisseur multicellulaire à phases couplées en fonction des paramètres du cahier des charges, notamment le courant de sortie I_s , le taux d'ondulation du courant de sortie $\Delta I_s/I_s$, le rapport cyclique α ainsi que le nombre total de cellules en parallèle q .

Nous avons vu que, dans le cas des convertisseurs à phases couplées, tous les courants de phases sont égaux. Le courant moyen dans chaque phase est égal au courant moyen de sortie divisé par q . Nous avons également vu que le taux d'ondulation des courants dans les phases est égal à celui du courant de sortie ($\Delta I_{ph}/I_{ph} = \Delta I_s/I_s$).

En dissociant les deux intervalles $[0; \alpha T]$ et $[\alpha T; T]$ (figure B.1), la valeur efficace

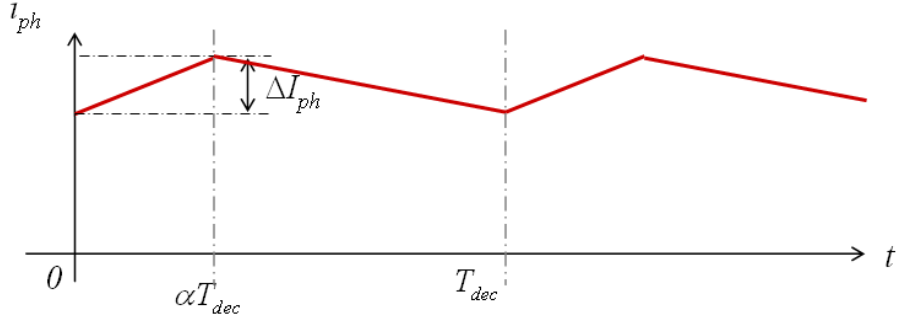


FIGURE B.1: Forme d'onde du courant dans les phases

du courant de phase peut être écrite comme suit :

$$\left[i_{ph_{eff}} \right]^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left[i_{ph}(t) \right]^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[i_{ph1}(t) \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[i_{ph2}(t) \right]^2 dt \quad (\text{B.1})$$

avec

$$i_{ph1}(t) = \left[\frac{I_{ph}}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right] + \frac{\Delta I_{ph}}{\alpha T} t \quad \text{pour } t \in \{0, \alpha T\} \quad (\text{B.2})$$

$$i_{ph2}(t) = \left[\frac{I_{ph}}{q} + \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right] - \frac{\Delta I_{ph}}{(1-\alpha)T} t \quad \text{pour } t \in \{\alpha T, T\} \quad (\text{B.3})$$

$$\left[i_{ph1_{eff}} \right]^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[\left[\frac{\Delta I_S}{\alpha T} t \right]^2 + \left[\frac{I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right]^2 + \frac{2\Delta I_{ph}}{\alpha T} \left[\frac{I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right] t \right] dt \quad (\text{B.4})$$

$$\left[i_{ph1_{eff}} \right]^2 = \frac{1}{T} \left[\frac{\Delta I_{ph}}{\alpha T} \right]^2 \left[\frac{t^3}{3} \right]_0^{\alpha T} + \frac{1}{T} \left[\frac{I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right]^2 \alpha T + \frac{1}{T} \left[\frac{2\Delta I_{ph}}{\alpha T} \right] \left[\frac{I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right] \frac{\alpha^2 T^2}{2}$$

$$\left[i_{ph1_{eff}} \right]^2 = \alpha \frac{\Delta I_S^2}{3} + \alpha \left[\frac{I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right]^2 + \alpha \Delta I_{ph} \left[\frac{I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right] \quad (\text{B.5})$$

$$\left[i_{ph1_{eff}} \right]^2 = \alpha \left[\frac{\Delta I_S^2}{3} + \frac{I_S^2}{q^2} + \frac{\Delta I_{ph}^2}{4} - \frac{2I_S}{q} \frac{\Delta I_{ph}}{2} + \frac{\Delta I_{ph} I_S}{q} - \frac{\Delta I_{ph}^2}{2} \right] \quad (\text{B.6})$$

$$\left[i_{ph1_{eff}} \right]^2 = \alpha \left[\left(\frac{I_S}{q} \right)^2 + \frac{\Delta I_{ph}^2}{12} \right] \quad (\text{B.7})$$

On sait que $\Delta I_{ph} = q\Delta I_S$, donc on a :

$$\left[i_{ph1_{eff}} \right]^2 = \alpha \left[\left(\frac{I_S}{q} \right)^2 + q^2 \frac{\Delta I_S^2}{12} \right] \quad (\text{B.8})$$

De même, on a :

$$\left[i_{ph2_{eff}} \right]^2 = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[\left[\frac{\Delta I_{ph}}{(1-\alpha)T} t \right]^2 + \left[\frac{I_S}{q} + \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right]^2 + \frac{2\Delta I_{ph}}{(1-\alpha)T} \left[\frac{I_S}{q} + \frac{\Delta I_{ph}}{2} \right] t \right] dt \quad (\text{B.9})$$

Et de la même manière on montre que :

$$\left[i_{ph2_{eff}} \right]^2 = (1-\alpha) \left[\left(\frac{I_S}{q} \right)^2 + q^2 \frac{\Delta I_S^2}{12} \right] \quad (\text{B.10})$$

Enfin d'après la relation B.1, on a :

$$\left[i_{ph_{eff}} \right]^2 = (\alpha + (1-\alpha)) \left[\left(\frac{I_S}{q} \right)^2 + q^2 \frac{\Delta I_S^2}{12} \right] = \left[\left(\frac{I_S}{q} \right)^2 + q^2 \frac{\Delta I_S^2}{12} \right] \quad (\text{B.11})$$

$$\left[i_{ph_{eff}} \right]^2 = \left(\frac{I_S}{q} \right)^2 \left[1 + \frac{1}{12} \left(q^2 \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2 \right] \quad (\text{B.12})$$

$$i_{ph_{eff}} = \frac{I_S}{q} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(q^2 \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2} \quad (\text{B.13})$$

B.3 Courant dans les MOSFETs

B.3.1 Cas des transistors “du haut”

La valeur efficace du courant dans le MOSFET 1 est celle que nous avons noté i_{ph_1} dans la section B.2, définie par :

$$i_{MOS1_{eff}} = i_{ph1_{eff}} = \frac{I_S}{q} \sqrt{\alpha \left[1 + \frac{1}{12} \left(q^2 \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2 \right]} \quad (\text{B.14})$$

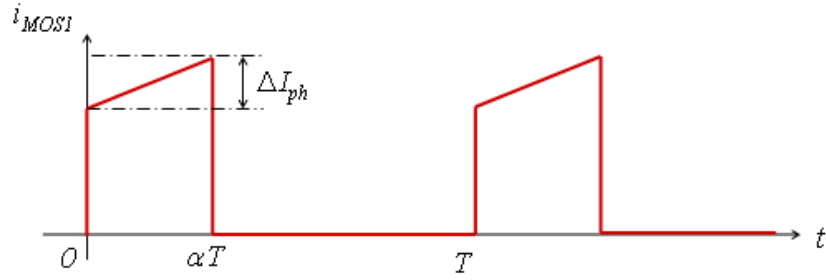


FIGURE B.2: Forme d'onde du courant dans les MOSFETs "du haut".

B.3.2 Cas des transistors "du bas"

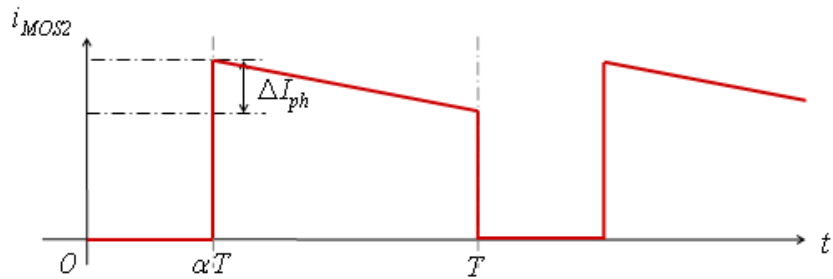


FIGURE B.3: Forme d'onde du courant dans les MOSFETs "du bas".

De même, la valeur efficace du courant dans le MOSFET 2 est celle que nous avons noté i_{ph2} définie par :

$$i_{MOS2_{eff}} = i_{ph2_{eff}} = \frac{I_S}{q} \sqrt{(1 - \alpha) \left[1 + \frac{1}{12} \left(q^2 \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2 \right]} \quad (\text{B.15})$$

Annexe C

Mesure indirecte des flux dans les colonnes bobinées

C.1 Introduction

Dans cette annexe, les résultats expérimentaux sur la mesure des tensions induites aux bornes des transformateurs élémentaires du coupleur sont présentés. Ces tensions représentent le flux induit dans les différentes colonnes du circuit magnétique.

C.2 Principe de la mesure

La mesure des tensions v_{Ti} est faite par induction, en insérant des bobines de mesure dans chaque colonne, comme le montre le schéma de la figure C.1(a). Le schéma électrique équivalent est représenté dans la figure C.1(b). La densité de flux magnétique est ensuite déterminée par intégration.

C.3 Résultats expérimentaux sur la mesure des tensions

L'objectif de cette section est de mettre en évidence le relevé des formes d'ondes des tensions et de valider par les résultats expérimentaux, le modèle analytique généralisé proposé au chapitre 3. Les relevés des formes d'ondes pour différentes valeurs du rapport cyclique (de 10% à 50%) sont présentés.

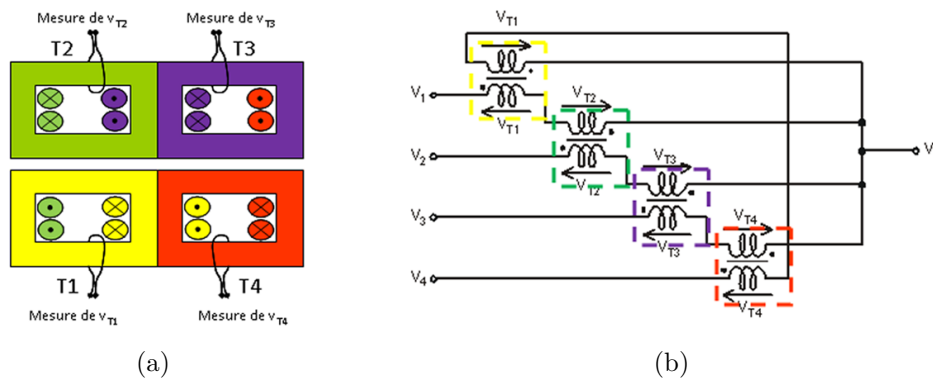


FIGURE C.1: (a) Schéma électrique équivalent et (b) coupe 2D de l'ICT cyclique.

En raison des légères différences des résistances des enroulements et des valeurs des différents rapports cycliques, des faibles déséquilibres peuvent avoir lieu dans les différentes phases du convertisseur. On peut les remarquer sur les formes d'ondes des créneaux des tensions aux bornes des enroulements des q transformateurs élémentaires du coupleur (figures C.2(a) et C.3(a)).

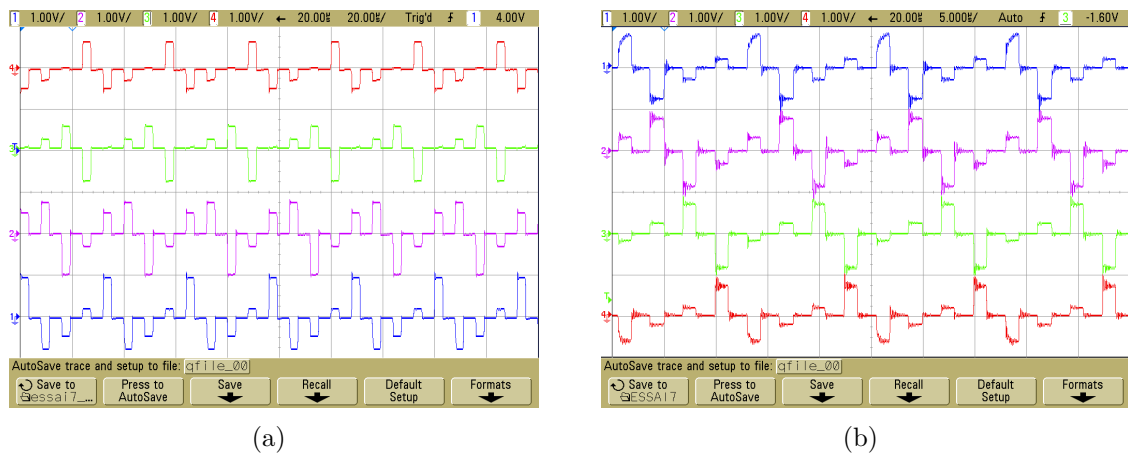
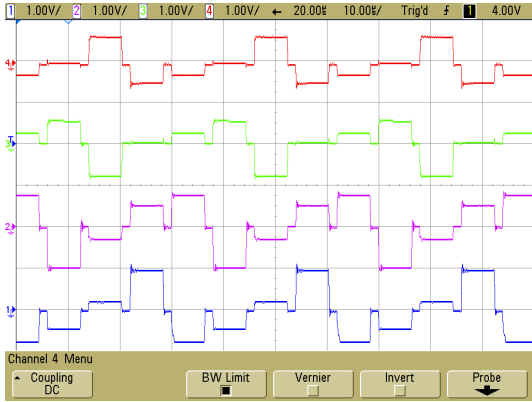


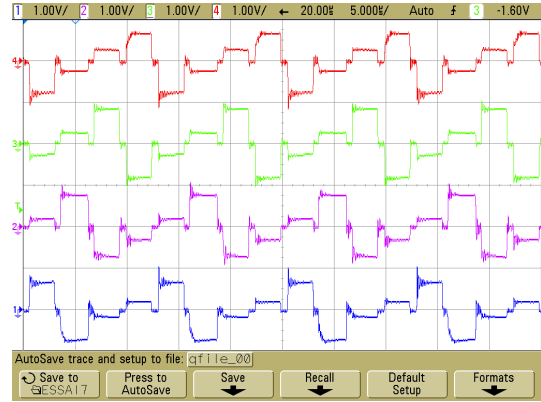
FIGURE C.2: Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 10\%$, $V_e = 2 V$.

Bien que la différence des amplitudes des paliers des tensions soit visible, le déséquilibre est moins gênant quant aux flux magnétiques car, après intégration, les amplitudes des différents flux restent quasi inchangées.

Grâce au programme de rééquilibrage manuel des rapports cycliques, nous pouvons ajuster indépendamment les valeurs des rapports cycliques pour équilibrer le système,



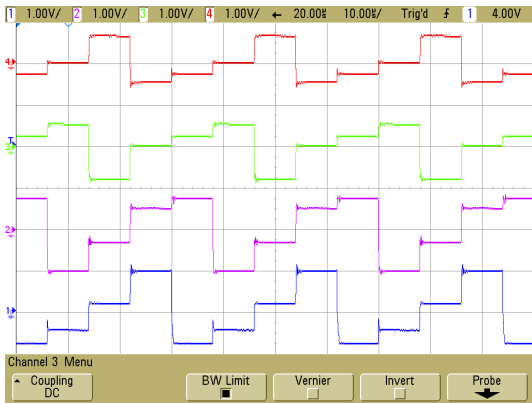
(a)



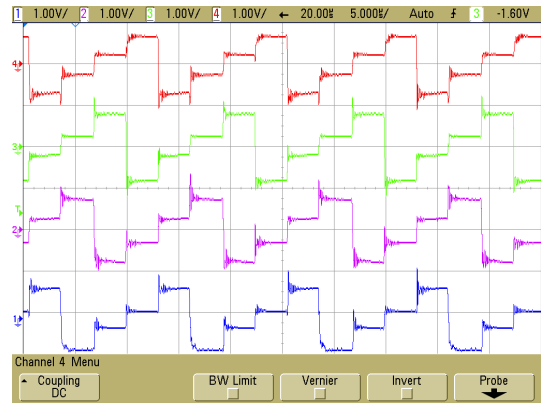
(b)

FIGURE C.3: Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 20\%$, $V_e = 2 V$.

comme on peut le remarquer sur les figures C.2(b), C.3(b), C.4(b).

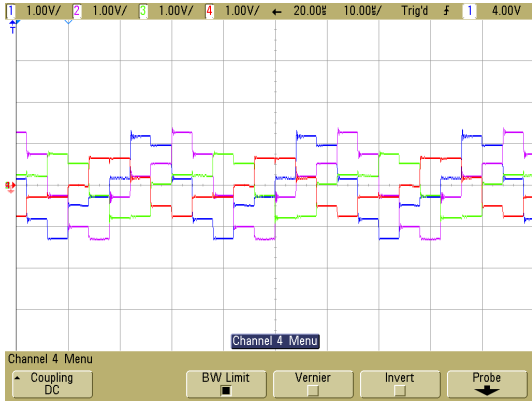


(a)

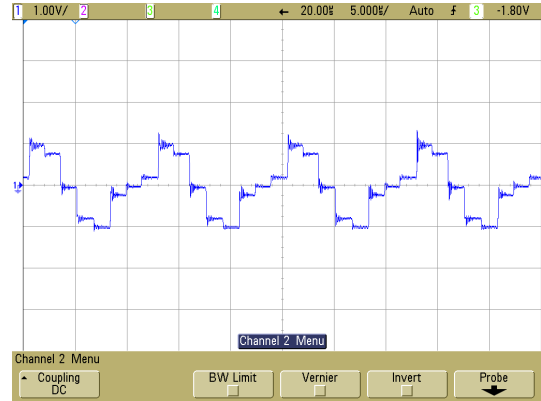


(b)

FIGURE C.4: Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 25\%$, $V_e = 2 V$.

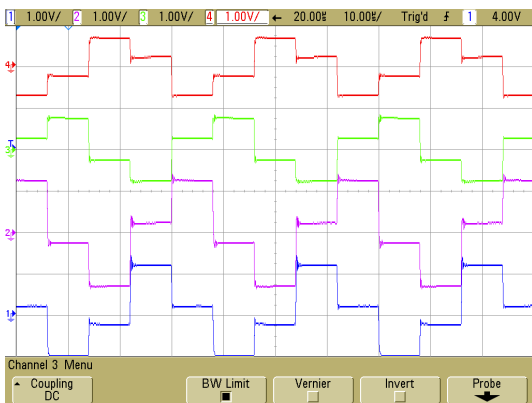


(a)

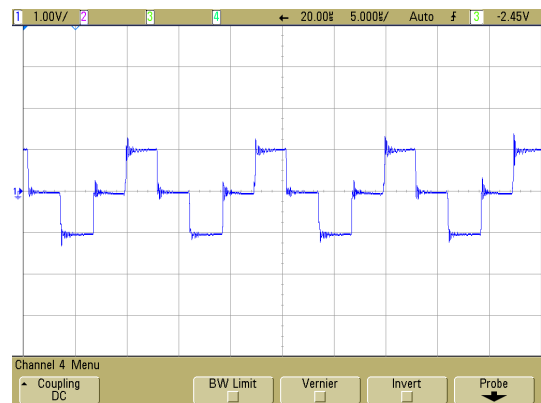


(b)

FIGURE C.5: Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 40\%$, $V_e = 2 V$.



(a)



(b)

FIGURE C.6: Formes d'ondes des tensions v_{T_i} pour $\alpha = 50\%$, $V_e = 2 V$.

Publications issues des travaux présentés dans le manuscrit

Articles de revues internationales avec comité de lecture

European Journal of Electrical Engineering *Modeling and design of high transient current multicell converter intercell transformer, application to HVDC cable diagnostic.*

A. Darkawi, T. Martiré, P. Notingher, J-J. Huselstein,
F. Forest - Volume 16/3-4. **Aug. 2013.**

Abstract : *The paper presents the design of a new application for parallel multi-cell converters. The aim is to set up a portable system that can inject a 12000 A current within 2s in the conducting core of a HVDC cable, and determinate the distribution of electrical space charge through the insulation using the Thermal Step Method (TSM). The proposed structure will be constituted of ten paralleled coupled multiphase buck converters using InterCell Transformers (ICT). The magnetic coupling used in this structure does not need the use of any additional filters. An analytical model is developed in order to quantify the magnetic flux through the magnetic core and to optimize the ICT design. A prototype was built in order to validate the transient principle and to confirm the magnetic coupler analytical model results.*

Articles de conférences internationales avec comité de lecture

EPE'13 ECCE Europe Conference. *A high current multi-cell buck converter using intercell transformers : Modeling and design of a 1200 amps, 12-phase prototype.*

A. Darkawi, T. Martiré, P. Notingher, J-J. Huselstein, F. Forest, Ph. Enrici - Dialogue Session. june 2013, Lille, France.

IEEE IECON12, Montréal, CANADA *Modelling and design of multi-cell buck converters using intercell transformers for HVDC cable diagnostic.*

A. Darkawi, T. Martiré, J-J. Huselstein, F. Forest, P. Notingher, - oct. 2012, pp 560-565. **Best oral presentation in technical session “Modeling of power converters and systems”.**

CEIDP2012, Montréal, CANADA *Portable Installation for Space Charge Measurements on Full-size High Voltage Cable Loops based on a Multicell Power Converter.*

A. Darkawi, P. Notingher, T. Martiré, J-J. Huselstein, F. Forest, Oral Session. oct. 2012, pp 499-502.

Articles de conférences nationales

Journées SEEDS/JCGE 2013 - Saint Nazaire, France *Convertisseur multicellulaire de puissance à ICT, modélisation et conception d'un module 1200A, prototype 12-phases.*

A. Darkawi, Oral Session. June 2013. **Grand prix jeune chercheur en génie électrique.**

EPF2012 - Bordeaux FRANCE *Conception et Modélisation d'un Convertisseur Multicellulaire Cyclique pour Application au Diagnostic de Câble HVDC.*

A. Darkawi, T. Martiré, J-J. Huselstein, F. Forest, P. Notingher - Oral Session. July 2012.

JCGE 2011 - Belfort, France *Convertisseur multicellulaire parallèle à phases couplées pour la génération de forts courants transitoires.*

A. Darkawi, Oral Session. Dec 2011.

