



HAL
open science

RESEAUX DE MICRO-CONVERTISSEURS

Ha Dang Thai

► **To cite this version:**

Ha Dang Thai. RESEAUX DE MICRO-CONVERTISSEURS. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009. Français. NNT: . tel-00445679

HAL Id: tel-00445679

<https://theses.hal.science/tel-00445679>

Submitted on 11 Jan 2010

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.

Remerciement

Après ces trois années de thèse au G2Elab, je tiens à remercier un certain nombre de personnes qui m'ont aidé ou soutenu d'une manière ou d'une autre. Il est difficile de faire une liste exhaustive !

Tout d'abord, je voudrais remercier la direction du G2Elab (et ex-LEG), qui m'a accueilli et m'a offert l'opportunité de faire cette thèse : Messieurs Yves Brunet et Jean-Paul Ferrieux pour le LEG, ainsi que Messieurs James Roudet, Yves Maréchal et Olivier Lesaint pour le G2Elab.

Un grand merci à mes encadrants : Jean-Christophe Crebier (mon directeur de thèse), Yves Lembeye et Hervé Chazal. Pendant les quatre ans (un an en M2R et trois ans en thèse), nous avons travaillé ensemble avec beaucoup d'échanges et plein d'humours. J'apprécie beaucoup vos aides permanentes durant la thèse surtout celles de RV dans la période la plus dure de la thèse.

Je tiens à remercier Messieurs Philippe Le Moigne et Emmanuelle Sarraute pour avoir accepté d'être rapporteur de mon travail.

Je voudrais adresser mes remerciements au personnel technique du G2Elab qui m'a aidé dans mes travaux, Stéphane Catelani, Manu, Eric Gentil, Jacques Davoine et particulièrement Jean Barbaroux pour ses conseils et aussi ses exigences dans la réalisation pratique.

Mes remerciements vont également à Robin Rolland (au CIME Nanotech) pour sa volonté dans l'implantation de différentes commandes dans le FPGA. Grâce à lui, la manip finale a une partie commande non seulement fiable mais aussi très jolie.

Quant à mes collègues doctorants, je voudrais citer Gaël Souchet qui m'a beaucoup aidé dès mon premier bout de soudure. Merci aussi aux stagiaires avec qui j'ai également travaillé : Ivan pour ton travail sur la commande, Bertrand pour tes améliorations portées sur la manip. Merci également à la communauté des doctorants où j'avais passé beaucoup de bons moments.

D'une manière plus générale, je remercie toutes les personnes du laboratoire ou d'ailleurs qui m'ont apporté leurs conseils ou leur aide au cours de ma thèse, que ce soit les doctorants ou les permanents.

Con cảm ơn bố mẹ đã động viên và ủng hộ con trong từng bước đi của cuộc đời. Anh cảm ơn em người vợ hiền đã luôn bên cạnh và đem đến cho anh niềm vui cùng hạnh phúc, giúp anh có được thăng bằng trước áp lực của công việc.

Cảm ơn toàn thể anh em Hệ thống điện ở Grenoble đã giúp mình có được một buổi bảo vệ thành công và bữa tiệc ăn mừng thật hoành tráng. Mình thật tự hào khi chúng ta có được một tập thể đoàn kết như thế. Hi vọng trong tương lai, khi trở về nước lập nghiệp, chúng ta cũng sẽ tạo được một tập thể vững mạnh như thế.

TABLE DES MATIERES :

INTRODUCTION GENERALE	9
CHAPITRE I : DEMONSTRATION DE L'APPROCHE RμC.....	13
I.1. Introduction :.....	15
I.2. Convertisseur étudié :	16
I.2.1. Structure du convertisseur :.....	16
I.2.2. Implantation du convertisseur :.....	23
I.3. Différentes conceptions du transformateur HF :.....	24
I.4. Comparaison parmi des différentes conceptions :.....	29
I.4.1. Caractéristiques et comparaisons des transformateurs HF :.....	29
I.4.2. Mises en œuvre pratiques :.....	32
I.5. Vers l'approche RμC :.....	34
I.6. Conclusion du chapitre I :.....	34
Référence du chapitre I :	36
CHAPITRE II : PHILOSOPHIE ET CONCEPTS DU RμC.....	39
II.1. Introduction.....	41
II.2. Enjeux et Objectifs :	43
II.2.1. Enjeux :.....	43
II.2.2. Objectifs :	45
II.2.3. Problématiques associées :.....	47
II.2.3.a) Le convertisseur opérationnel ou la cellule élémentaire :.....	47
II.2.3.b) Le réseau :.....	49
II.2.3.c) Les liens entre la cellule et le réseau :.....	50
II.3. Travaux relatifs et l'Etat de l'art:	52
II.3.1. Entrelacement et Multiniveaux (Multicellulaires):.....	52

II.3.2. Approche IPEM et PEBB :	54
II.3.3. L'état de l'art - La recherche de généricité et de modularité :	57
II.4. Approche modulaire défendue par le G2ELab – RμC :	61
II.4.1. La cellule élémentaire ou le COp :	62
II.4.1.a) Aspects topologiques et fonctionnels :	62
II.4.1.b) Aspects dimensionnements :	63
II.4.2. Le réseau ou la mise en œuvre des COp :	65
II.4.2.a) Le contrôle commande de l'ensemble :	65
II.4.2.b) Les couplages entre cellules :	73
II.4.2.c) Assemblage physique (mécanique et électrique) :	74
II.4.2.d) L'intégration et le processus de fabrication collectif :	75
II.4.2.e) Modélisation et conception d'une cellule et d'une structure optimales :	77
II.5. Conclusion du chapitre II :	78
Référence du chapitre II.....	79
CHAPITRE III : LES COUPLAGES MAGNETIQUES.....	85
III.1. Etat de l'art - Réduction des éléments de filtrage :	87
III.1.1. Diminution de l'énergie stockée – Approche « filtrage modulé » :	88
III.1.1.a) « Composants passifs modulés » :	88
III.1.1.b) Inductance et condensateur modulés :	89
III.1.2. Augmentation de la fréquence apparente :	90
III.1.3. Transformateur inter-cellulaire :	91
III.2. Démarche du transformateur inter-convertisseurs :.....	98
III.2.1. Etude d'un coupleur à « 2 x n » enroulements identiques :	99
III.2.1.a) Présentation matricielle :	99
III.2.1.b) Limite théorique du coefficient de couplage :	102
III.2.2. Transformateur inter-convertisseurs (TIC) :	108
III.2.2.a) Schéma équivalent du TIC :	108
III.2.2.b) Commentaires :	116
III.3. Dimensionnement du transformateur élémentaire :	118
III.3.1. Cas de l'onduleur à deux états :	119
III.3.1.a) Calculs des formes d'ondes :	119
III.3.1.b) Simulation circuit :	124
III.3.1.c) Vérification :	126
III.3.2. Fonctionnement des bras d'onduleur à trois états :	129
III.3.2.a) Calcul des formes d'ondes :	129

III.3.2.b) Vérification :	133
III.3.2.c) Analyse des résultats :	134
III.3.3. Pré-dimensionnement :	136
III.3.3.a) Relations pour le pré-dimensionnement	136
III.3.3.b) Validation :	138
III.4. Conclusion du chapitre III:	139
Référence du chapitre III :	141
CHAPITRE IV : MISE EN ŒUVRE DU RμC	143
IV.1. Mise en œuvre de la partie commande :	145
IV.1.1. Fonctionnement de la carte Altera DE1 :	146
IV.1.2. Carte d'extension :	147
IV.1.3. Validation des commandes :	148
IV.1.3.a) Commande synchrone (fixe) :	148
IV.1.3.b) Commande entrelacée :	150
IV.1.3.c) Commande aléatoire :	152
IV.2. Mise en œuvre du convertisseur élémentaire :	153
IV.2.1. Réalisation du convertisseur élémentaire :	154
IV.2.1.a) Mise en œuvre de la commande rapprochée :	155
IV.2.1.b) Onduleur :	156
IV.2.1.c) Transformateur de puissance :	158
IV.2.1.d) Redresseur synchrone à Mos :	158
IV.2.1.e) Mise en œuvre du convertisseur avec redresseur à diodes :	159
IV.2.2. Fonctionnement du convertisseur élémentaire :	160
IV.2.2.a) Bilan du rendement et bilan thermique:	160
IV.2.2.b) Les formes d'ondes :	163
IV.3. Réseau de 12 convertisseurs :	165
IV.3.1. Câblage du réseau :	166
IV.3.2. Fonctionnement du réseau :	167
IV.3.2.a) Fonctionnement avec la commande synchrone :	167
IV.3.2.b) Fonctionnement avec la commande entrelacée :	170
IV.4. Réseau de 12 convertisseurs avec le couplage magnétique :	173
IV.4.1. Mise en œuvre du transformateur à trois enroulements :	174
IV.4.2. Etude expérimentale du réseau avec couplage des transformateurs :	176
IV.5. Conclusion du chapitre IV :	183

Référence du chapitre IV :	185
Annexe du chapitre IV :	186
CONCLUSION GENERALE.....	187

Introduction générale

Ces dernières années ont marqué l'électronique de puissance d'une forte évolution technologique. Après des activités de recherche longtemps axées sur les structures de conversion, l'optimisation des composants et les lois de commande, l'intégration est en train de renouveler les activités scientifiques et technologiques conduites dans les domaines de l'électronique de puissance. Avec l'émergence de marchés de masse liés à l'automobile hybride ou tout électrique, ou ceux consistant à tirer profits des sources d'énergie électriques renouvelables, l'électronique de puissance devient un acteur incontournable de la gestion et de la maîtrise de l'énergie. Vouée à intervenir dans tous les domaines énergétiques de notre société, un effort d'intégration est aujourd'hui en cours et consiste principalement à réduire les poids et volumes, simplifier la mise en œuvre et augmenter la fiabilité en réduisant les coûts de possession des équipements énergétiques via une électronique de puissance performante et adaptée aux diverses applications. En effet, le matériel de gestion de l'énergie électrique doit offrir des durées de vie comparables voire supérieures à celles des sources ou charges qu'ils gèrent sans quoi l'électronique de puissance ne sera pas au rendez-vous des évolutions en cours dans notre société.

En parallèle de ces travaux de recherche en intégration hybride ou monolithique, la modélisation et la conception en électronique de puissance sont en passe de permettre le prototypage virtuel. Le développement d'outils et de plateformes de conception et de prototypage virtuel fait partie de l'approche dite "system intégration" visant à soutenir le concepteur via une prédiction toujours plus fine du comportement physique des convertisseurs. La prise en compte de la connectique, la gestion du problème thermique, le respect des normes CEM conduites et rayonnées sont aujourd'hui considérées dès les premiers stades de la conception d'un convertisseur via des outils de modélisation et des langages de simulations spécifiques et particulièrement adaptés aux problèmes de l'électronique de puissance. De fait, le processus de conception et de dimensionnement se complexifie davantage et devient de plus en plus une affaire d'experts en matériaux et technologies pour les systèmes.

Pourtant et compte tenu de la fonction même de l'électronique de puissance couvrant de larges plages de courants et de tensions, chaque nouvelle application remet en question la plupart des précédents design et tend à maintenir le processus de conception dans une situation "archaïque". En effet, la plupart du temps, nous disposons de composants

performants, de systèmes de contrôle commande perfectionnés, de matériaux et d'environnements thermomécanique adaptés, tous ces éléments sont modélisés et simulés avec des outils performants, sans pour autant permettre de capitaliser ni même de réutiliser l'existant. Aussi, des efforts ont été engagés pour tenter de faire évoluer cet état de fait. Des approches fonctionnelles innovantes ont vu le jour et des approches systèmes ont été définies et étudiées en ce sens. On peut citer, par exemple, l'évolution réussie autour des modules d'électronique de puissance. On peut aussi citer les cas moins positifs des IPEM et de l'approche PEBB qui, finalement, reste marginale et non acceptée par la communauté industrielle. Dans ces approches, l'effort de capitalisation et de standardisation a clairement été mis en avant mais sans arriver à faire émerger des normes, des méthodes et des règles qui pouvaient y être rattachées.

Aujourd'hui, même si les progrès en électronique de puissance sont bien réels avec des gains en performances, en compacité et en fiabilité, le processus de conception global peine à franchir une étape majeure qui lui permettrait, à l'image de la micro-électronique aujourd'hui, d'aborder la conception d'un convertisseur de manière interdépendante avec le processus de réalisation sans en être un expert confirmé. Dès obstacles évidents semblent s'y opposer. Le besoin de rendements élevés, les ruptures technologiques à faire intervenir mais aussi et surtout le statu quo d'une discipline en devenir freinent cette évolution. Cette thèse, sans avoir la prétention de remettre en question le processus de conception en électronique de puissance, explore et tente une démarche qui reste originale, même si elle est régulièrement abordée par des chercheurs académiques depuis une à deux décennies. Elle consiste à imaginer possible l'association en matrices de "minis" convertisseurs, élémentaires et identiques, pour répondre à n'importe quel cahier des charges applicatif. Ces minis convertisseurs pourraient être conçus pour favoriser leurs performances intrinsèques et l'association de cellules élémentaires en réseaux. On pourrait alors s'appuyer sur un convertisseur opérationnel optimal unique. L'association de ce dernier en grand nombre sur la base d'un design kit associé permettrait de concevoir et de répondre à n'importe quel cahier des charges avec un niveau de garantie, de fiabilité et de simplicité de mise en œuvre sans précédent pour l'électronique de puissance.

Dans le premier chapitre de la thèse, l'approche modulaire est abordée de manière graduelle à travers l'étude fonctionnelle et comportementale d'un convertisseur élévateur de tension, typique des applications photovoltaïque ou pile à combustible. Sur la base d'une structure de conversion DC-DC incluant une isolation galvanique et un rapport de transformation élevé, on

découvre la démarche de fractionnement conduite pour optimiser les performances de la structure et tenter de converger vers l'utilisation de structures génériques.

Le second chapitre introduit la démarche et l'approche conceptuelle qui furent la notre tout au long de la thèse. En s'appuyant sur un état de l'art, le chapitre montre que l'approche n'est pas nouvelle mais qu'elle n'a pas encore été pleinement formalisée ni suffisamment mise en avant. Le chapitre s'attache à mettre en évidence les enjeux et les objectifs de la démarche de conception. En particulier, les caractéristiques fonctionnelles de la cellule élémentaire et la mise en réseau sont développées. Les interactions à gérer au sein du réseau sont mises en avant, tout comme les aspects commandes, ces deux points ayant fait l'objet d'une attention particulière au cours de la thèse.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des couplages magnétiques entre cellules au sein d'un réseau de convertisseurs élémentaires tous identiques. Associés à des lois de commandes spécifiques, le chapitre étudie et modélise le comportement d'un réseau de convertisseurs présentant un couplage au niveau des transformateurs. L'effort de modélisation associé à un travail de simulation conséquent permet de montrer qu'il semble possible de mettre en place ce type de couplage et qu'il peut être envisagé d'inclure ainsi, dans le transformateur, l'élément de stockage inductif normalement présent au niveau du filtre de sortie de chaque convertisseur. Sur la base de ces couplages et d'une commande dite aléatoire, on tente ainsi de montrer les potentiels bénéfiques offerts par la démarche défendue dans ce mémoire de thèse.

Le quatrième chapitre est dédié à la mise en œuvre des approches étudiées, modélisées et simulées dans le troisième chapitre. Les parties puissance y sont introduites et une large place est faite aux résultats de mesures, interprétations et comparaisons avec les résultats de simulations.

La thèse se termine sur ces études expérimentales par une conclusion et des perspectives qui restent nombreuses compte tenu de l'ampleur du sujet.

Chapitre I : Démonstration de l'approche R μ C

SOMMAIRE :

I.1. Introduction :	15
I.2. Convertisseur étudié :	16
I.2.1. Structure du convertisseur :	16
I.2.2. Implantation du convertisseur :	23
I.3. Différentes conceptions du transformateur HF :	24
I.4. Comparaison parmi des différentes conceptions :	29
I.4.1. Caractéristiques et comparaisons des transformateurs HF :	29
I.4.2. Mises en œuvre pratiques :	32
I.5. Vers l'approche RμC :	34
I.6. Conclusion du chapitre I :	34
Référence du chapitre I :	36

1.1.Introduction :

L'approche R μ C se conçoit bien dès lors qu'un convertisseur est réalisé par l'association de plusieurs convertisseurs de plus faible puissance. Toutefois, cette approche peut aussi s'appliquer non pas, cette fois ci, au convertisseur mais aux composants le constituant et dans ce chapitre nous allons illustrer notre approche R μ C en montrant les avantages qui peuvent être atteints en dissociant, divisant, "répandant" les composants d'une structure de conversion de moyenne puissance.

Un des cadres les plus démonstratifs de notre approche est certainement la problématique de l'insertion, dans le réseau de distribution, des générateurs utilisant des énergies renouvelables. En effet, la plupart de ces sources sont "basse tension" même si pour certaines il est possible de les associer en série afin d'élever la tension. Malgré tout, si l'on souhaite optimiser les performances de ces systèmes, la tendance est de limiter cette mise en série à quelques unités afin de réduire l'impact d'éventuelles disparités de caractéristiques [Vig08]. Pour les connecter au réseau électrique, il est donc nécessaire de disposer d'un convertisseur de puissance isolé présentant un grand rapport de transformation en général autour de 10. Cette conversion peut difficilement être assurée par un convertisseur boost classique en raison de ce rapport d'élévation trop élevé (il est courant de limiter ce rapport autour 8 pour un boost classique car au-delà le rendement se dégrade fortement). Cette limite peut être légèrement surmontée en utilisant des cascades de structures ou des structures plus complexes comme le IDD boost [Vie06] [Pal05]. Malgré tout, le concepteur se tournera en général vers des structures isolées pour obtenir des niveaux de performance suffisants [Iva06] et dans ce cas, c'est la conception du transformateur qui représente la principale difficulté. En effet, il est techniquement difficile de minimiser l'inductance de fuite d'un transformateur présentant fort rapport de transformation. Dans ce cas, le transformateur présente une différence importante entre les nombres de spires primaire et secondaire ainsi qu'une différence tout aussi importante entre les sections du fil des enroulements [Hur98]. Ces différences, nous le verrons, réduisent le coefficient de couplage entre les deux enroulements induisant une augmentation de l'inductance de fuite et des pertes par courant de Foucault dans les enroulements. Pour minimiser cette inductance de fuite, le concepteur peut, toutefois s'appuyer sur des techniques de réalisation minimisant celle-ci comme, par exemple, l'utilisation d'un noyau toroïdal ou des conducteurs de type méplat. Malheureusement, ces deux "technologies" sont difficiles à mélanger pour optimiser la conception [Nig08]. Par conséquent, un travail spécifique a été engagé pour identifier puis développer des technologies d'implantation des bobinages

adaptées [Pre01] [Ase99]. C'est cette approche qui va nous permettre de présenter la démarche R μ C et de montrer les bénéfices que l'on peut en tirer.

Ce chapitre présentera un ensemble de travaux de conception et dimensionnement puis la comparaison entre trois techniques de mise en œuvre d'un convertisseur DC-DC intégrant un transformateur avec un grand rapport de transformation (11:1). Le chapitre commence avec la conception et la présentation d'une structure convertisseur classique utilisant le transformateur toroïdal ordinaire. Les caractéristiques du convertisseur, ainsi que celles du transformateur HF, seront présentées et utilisées comme les références pour les parties suivantes du chapitre et les limites de la conception "classique" vont être soulignées. La seconde partie du chapitre présentera les différentes techniques qui ont été étudiées, réalisées et mises en œuvre afin d'améliorer les performances et les caractéristiques du convertisseur DC-DC à grand rapport de transformation. Pour chaque évolution, une seule modification importante va être faite et étudiée dans le convertisseur en vue de simplifier et de clarifier les analyses. La suite du chapitre résumera le travail conduit sur ce sujet spécifique à travers une analyse et une comparaison. Enfin, la dernière partie de ce premier chapitre introduira cette fois la division complète au niveau du convertisseur.

1.2. Convertisseur étudié :

1.2.1. Structure du convertisseur :

L'application que nous avons retenue dans ce travail est un DC-DC convertisseur isolé de 100W, équivalent à la puissance nominale d'un panneau solaire de 1m². Une structure conventionnelle a fait l'objet d'un mini-projet au laboratoire G2ELab [CaFa08] La structure retenue est de type onduleur / transformateur / redresseur (Figure I-1). L'onduleur à pont complet s'appuie sur une technologie CMOS, bien adaptée à ce niveau de tension ; le redresseur est un pont complet à diodes Schottky. Le cahier de charge du convertisseur est donné ci après :

- Le convertisseur est alimenté par une tension nominale de 10V (environ 18 cellules photovoltaïques en série) et fourni à sa sortie une tension de 100V avec un courant nominal à la sortie de 1A. Le transformateur qui assure l'isolation galvanique doit avoir un rapport de transformation de 11:1 pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur.
- Rendement : le convertisseur doit assurer un bon rendement de environ 90%

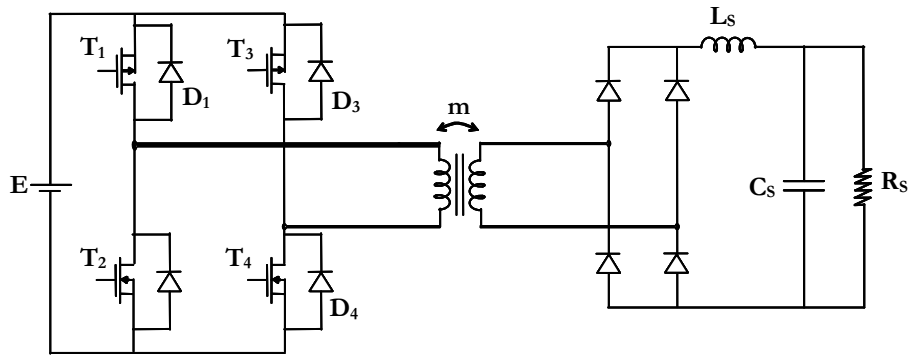


Figure I-1: Topologie du convertisseur élévateur DC-DC en HF

En vue de minimiser la taille, le poids et le prix, le convertisseur DC-DC est conçu pour fonctionner à une fréquence de découpage de 50kHz. Cette dernière nous permet de réduire la taille du filtrage mais aussi le prix et la taille du transformateur. Il est à noter que l'analyse conduite ici ne cherche pas l'optimum des performances mais se concentre uniquement sur la recherche de techniques optimales de réalisation pour le transformateur de ce convertisseur. En ce sens, la fréquence de découpage a été fixée mais il apparaît clairement que celle-ci pourrait être l'une des variables de l'optimisation globale de la structure de conversion. L'onduleur de puissance est commandé via un décalage de phase entre les deux bras de pont et une commande à décalage de phase permet de réguler la tension de sortie de l'onduleur. Le convertisseur fonctionne en mode de commutation forcée et de ce fait, l'inductance de fuite du transformateur apparaît comme un élément pouvant créer des pertes supplémentaires tout en limitant le transfert de puissance.

A faible tension de fonctionnement, la technologie CMOS est simple à mettre en oeuvre et elle offre des niveaux de performances satisfaisants. De plus, dans ce cas, la commande peut être alimentée directement sur la partie puissance. Il est à noter qu'un soin spécial a été donné pour gérer les transitions de commutation des bras CMOS afin de limiter l'impact des courts-circuits habituellement inhérents aux structures CMOS. D'autre part, des diodes schottkys ont été choisies côté secondaire en raison du niveau de tension relativement faible (10V)

Le transformateur sera réalisé avec un rapport de transformation de 11:1 afin de prendre en compte la marge de régulation et aussi de prendre en compte les chutes de tension liées aux différentes pertes dans le convertisseur.

Le schéma électrique de la commande rapprochée est présenté dans la Figure I-2. Elle est basée sur un optocoupleur (HCPL 2231) afin d'isoler la partie puissance et la commande rapprochée de la partie commande éloignée régulée. Comme dit plus haut, un soin particulier

a été apporté au décalage des commutations des transistors CMOS d'un même bras de pont par l'ajout des résistances (R13a-b). Le rôle de ces composants est de créer un temps mort sur la commande "ON" des interrupteurs de puissance à l'aide d'un circuit RC utilisant les capacités CISS des MOSFETs de puissance.

Le fonctionnement de cette commande est le suivant :

- Phase 1 : V01 est à l'état haut et V02 à l'état bas. Le transistor « QAb » est donc bloqué et « QBb » est passant. Donc la DDP V_{gsQA} est de -10V (type P) alors que la DDP V_{gsQB} est de 0V. Lors de la commutation du bras CMOS, la charge et la décharge des capacités d'entrée des interrupteurs N et P se fera via des constantes de temps différentes grâce à l'introduction de la résistance R13a. Ainsi, la commutation du bras passera par une phase durant laquelle aucun des deux transistors ne conduit. A ce moment, le circuit est donc en roue libre puisque aucun interrupteur n'est passant.
- Phase 2 : C'est la phase complémentaire de la phase 1.

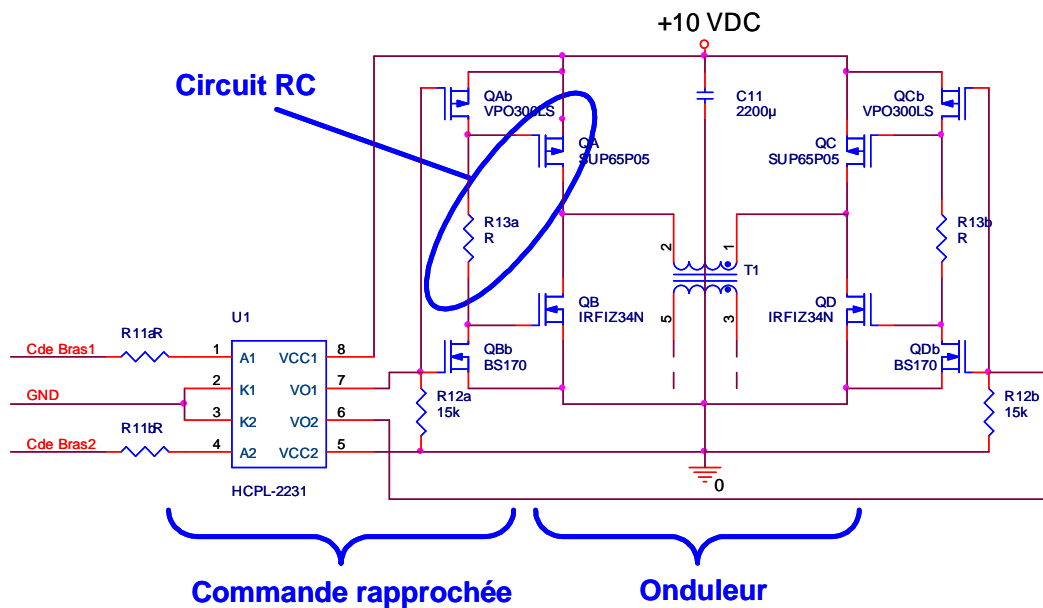


Figure I-2 : Schéma électrique de la commande rapprochée

Le problème de cette commande rapprochée est que la gestion des temps morts est imprécise et qu'elle introduit des temps de commutation plus importants rendant discutables les gains attendus au niveau rendement. Pour réduire ses pertes, un nouveau type de commande a été

mis au point. Celle-ci devait pouvoir gérer parfaitement les temps morts tout en maintenant une commande robuste des composants.

La solution est d'utiliser les drivers de type IR4428 basés sur des circuits logiques qui assurent la synchronisation et la complémentarité des signaux de commande. Nous avons aussi décidé d'isoler la partie commande éloignée de la partie puissance en insérant une isolation galvanique grâce à des optocoupleurs de type HCPL 2231. De plus, nous avons limité les effets capacitifs de la plaquette d'essais en rajoutant un filtre de mode commun.

Le schéma devient celui présenté dans la Figure I-3. Les résistances désignées « R c » sont là pour assurer la mise à la masse des signaux de commande en cas de déconnexion de la commande éloignée.

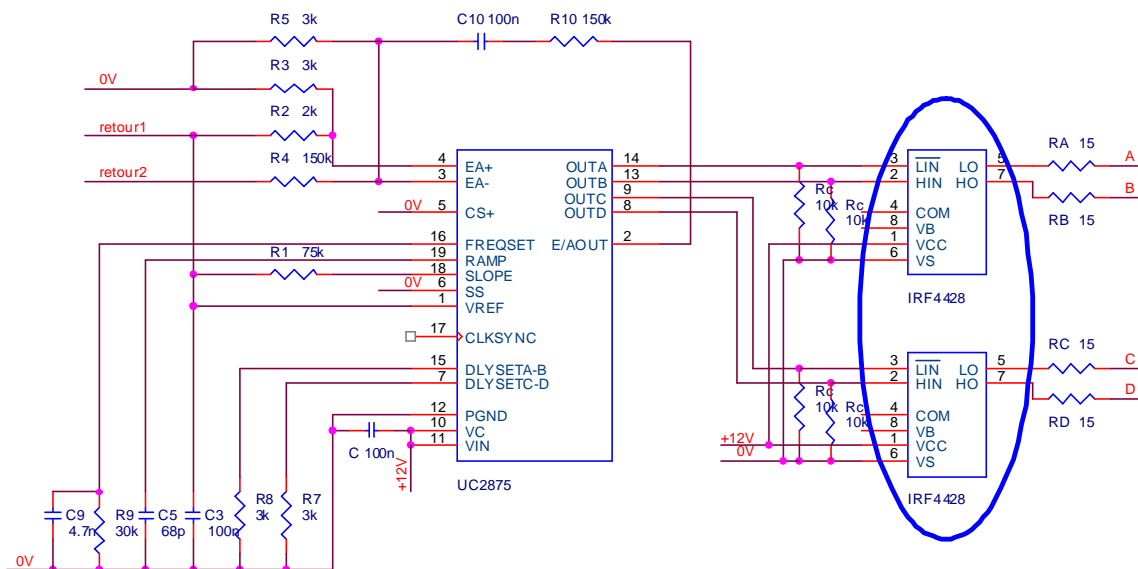


Figure I-3 : Schéma électrique de la commande par driver

Comme son nom l'indique, le filtre de mode commun permet de s'affranchir des problèmes liés aux courants de mode commun. Ainsi, la partie commande éloignée est alimentée en aval de ce filtre alors que la commande rapprochée est alimentée en amont. Remarquons que l'optocoupleur n'est pas là pour jouer un rôle d'isolation galvanique puisque nous ne disposons que d'une seule source. Ce composant sert donc uniquement à immuniser la commande éloignée de la commande rapprochée.

Ce nouveau câblage a permis de monter en puissance sans pour autant observer d'interaction quelconque. Le courant étant limité à 1 A sur les plaques de test, nous avons créé de nouveaux

circuits imprimés en suivant les schémas de commande (Figure I-4) et de puissance (Figure I-5).

Remarques : Il existe une capacité nommée « Cmoy1 » en sortie de l'onduleur qui sert de filtre passe haut pour bloquer les composantes continues induites par les imperfections de l'onduleur, et donc, ne pas saturer le transformateur. De même que pour les résistances « Rc » énoncées précédemment, les résistances « R11A-B » sont là pour annuler la commande de l'interrupteur en cas de déconnexion de la commande rapprochée.

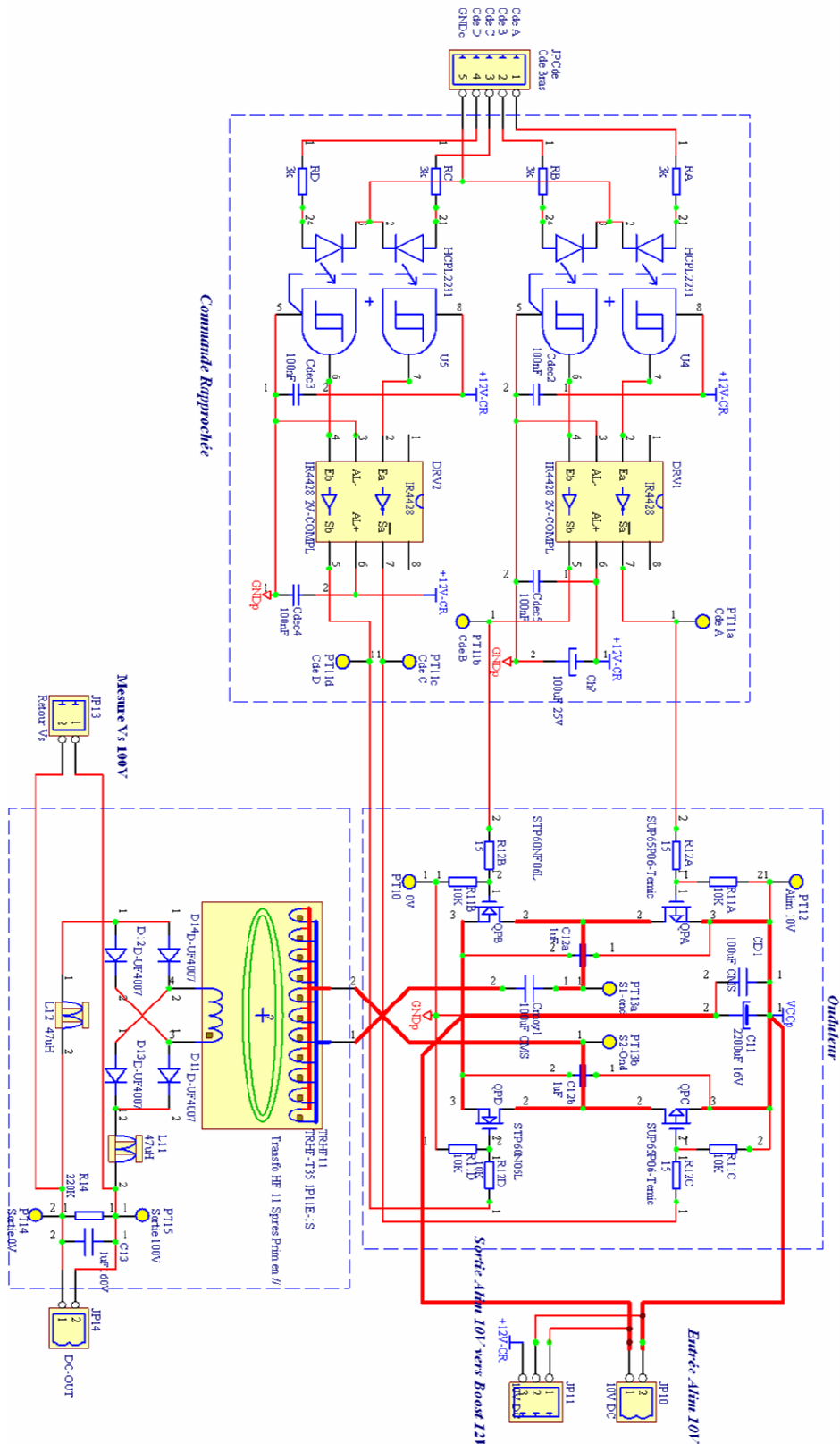


Figure I-5 : Schéma électrique de la commande rapproché et de la partie puissance

I.2.2. Implantation du convertisseur :

La mise en œuvre pratique du convertisseur est présentée Figure I-6. Pour celle-ci, la partie commande est réalisée séparément de la partie puissance (partie haute de la figure), en revanche les deux parties utilisent la même alimentation. Les Figure I-7 et Figure I-8 présentent les différentes parties de cette alimentation.

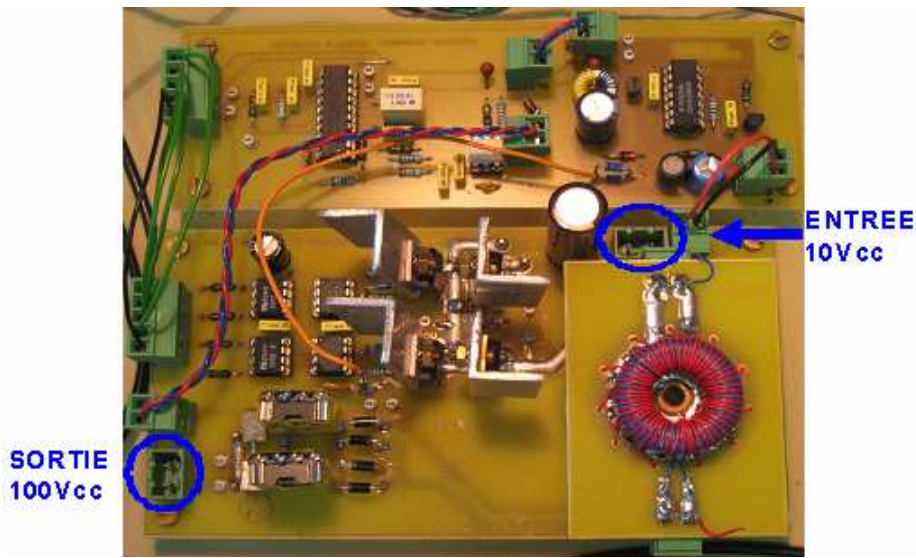


Figure I-6 : Mise en œuvre du convertisseur avec sa carte de commande (partie haute) –ici avec le transformateur SSWT (split and spread winding transformer)



Figure I-7 : Commande éloignée

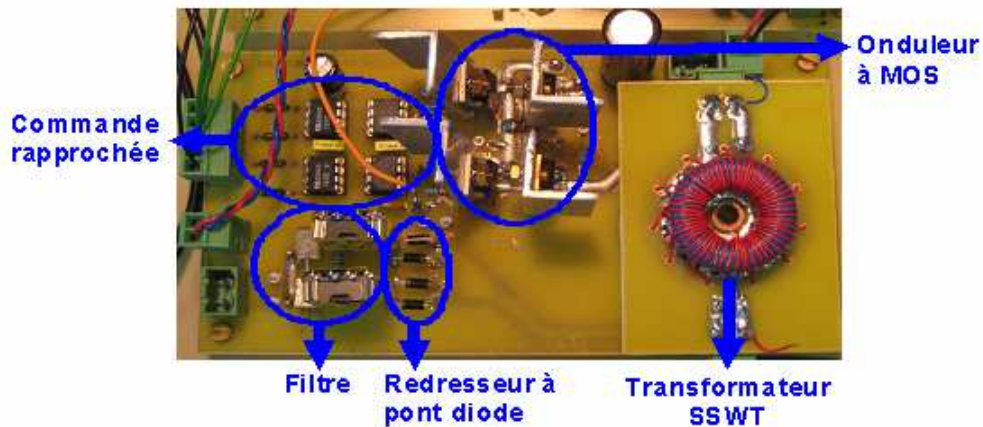


Figure I-8 : Partie puissance et commande rapprochée

Pour que le convertisseur puisse fonctionner correctement, une amélioration a du être apportées à la partie puissance. Pour minimiser l'influence des capacités d'entrée des MOFETs P et ainsi limiter leur impact sur la vitesse de commutation, nous avons choisi des transistors SUP65P06 présentant un faible CISS. Cette amélioration a permis d'aboutir au fonctionnement désiré, c'est à dire convertir une tension de 10V continue en 100V continue pour une puissance de 100W.

1.3. Différentes conceptions du transformateur HF :

L'augmentation de la fréquence de découpage accroît non seulement les pertes en commutation dans les composants actifs mais aussi les pertes dans les dispositifs magnétiques (dans le noyau magnétique et dans les conducteurs en cuivre à cause des effets de peau et de proximité). De plus, à moins que des techniques de commutations douces soient utilisées dans les convertisseurs de puissance à haute fréquence, il est important de concevoir et de fabriquer des transformateurs présentant une inductance de fuite réduite. Cette inductance est liée à l'énergie stockée dans l'air de l'enroulement du transformateur et dépend de l'amplitude du champ magnétique lui-même dépendant du nombre de spires, du courant et de la taille du noyau magnétique et des enroulements. Afin de limiter l'inductance de fuite d'un transformateur il est bon de mettre en œuvre une conception permettant de réduire au maximum la possibilité d'avoir un chemin de fux passant entre les deux bobinages ainsi que les ampères tours nécessaires à la création du champ magnétique dans le noyau. Pour cela, il est bien connu que les noyaux toroïdaux de haute perméabilité sont bien adaptés pour atteindre ces objectifs. Cependant, dans le cas d'un petit nombre de spires, la distance entre les spires est augmentée et les lignes d'équiflux peuvent se refermer autour des conducteurs

créant autant de lignes de fuites. Lors de l'évaluation du couplage magnétique en haute fréquence et pour un grand rapport de transformation, ces phénomènes deviennent importants et empêchent l'optimisation et la minimisation de l'inductance de fuite. D'autre part, le courant important à transiter et la fréquence élevée de fonctionnement exigent l'utilisation de conducteurs divisés afin de minimiser les effets de peau. Le fil de Litz peut alors être utilisé mais, il est à noter que ce type de conducteur n'est pas adapté dans le cas de bobinages présentant un faible nombre de spires et donc n'utilisant qu'une faible partie de la surface exploitable de tore. En effet dans ces bobines, la longueur du conducteur est courte et l'intégration des boucles utilisées pour trouver la tension qui induit le courant dans chaque conducteur élémentaire ne conduit pas à une égalité en raison de la faible longueur des fils de Litz. Ces conducteurs sont adaptés quand le rapport longueur/hauteur est très grand pour dépasser le courant entre les brins [Tan04].

En vue de montrer ces limites, le transformateur HF a été élaboré de manière classique et réalisé en utilisant un noyau magnétique toroïdal et un fil de Litz côté primaire. Une photographie de ce transformateur est présentée Figure I-9.

Sur cette photographie, il apparaît clairement qu'il est difficile de bobiner de façon plus serrée les enroulements primaire et secondaire. Cela est particulièrement difficile pour le fil de Litz ayant 400 brins et une faible longueur. Ce transformateur a été caractérisé en utilisant le pont impédance Agilent HP4294A [Mar06] et les courbes obtenues montrent qu'il présente une inductance de fuite non négligeable (Figure I-10). Sur ces courbes, il est d'ores et déjà possible d'évaluer les limites en fréquence de ce type de transformateur.

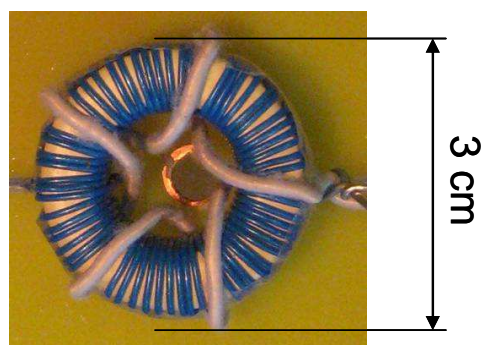


Figure I-9 : Image du transformateur HF classique ayant le fil de Litz et le noyau toroïdal

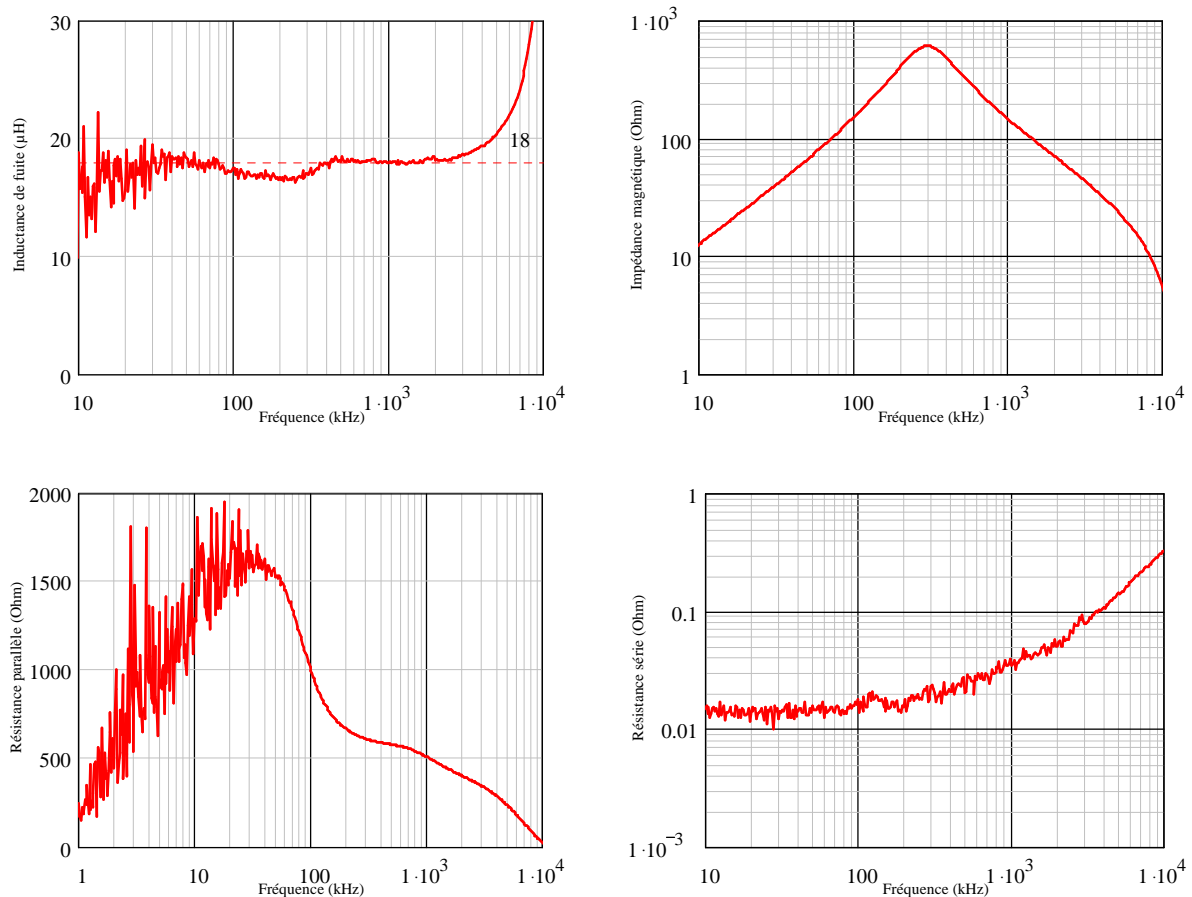


Figure I-10 : Caractérisation du transformateur toroïdal de référence

Cette première réalisation souligne clairement les limites techniques de cette approche. Elle conduit à une valeur élevée de l'inductance de fuite, de l'ordre de 18 μ H, ainsi qu'à une solution coûteuse en particulier à cause de l'utilisation du fil de Litz cher et difficile à bobiner. Afin d'améliorer les caractéristiques du transformateur HF à noyau magnétique toroïdal, une première solution consiste à diviser le fil de Litz du côté primaire en onze fils de plus petite taille pour qu'il puisse couvrir toute la surface du noyau (comme présenté Figure I-11). Le choix du nombre de fil et de leur taille est réalisé afin de minimiser les flux de fuites magnétiques entre les enroulements primaire et secondaire et de bobiner les deux bobinages sur des couches de bobinage complètes. Pour un rapport de transformation de 11:1, le choix a été de réaliser le primaire par onze bobines connectées en parallèles. Ce choix permet, d'autre part, d'utiliser la même taille de conducteur pour le primaire et pour le secondaire. L'enroulement secondaire est alors bobiné sur une seule couche et les spires sont distribuées sur toute la surface du noyau. Les interconnexions sont alors réalisées par un circuit imprimé. L'enroulement primaire, quant à lui, est bobiné sur la deuxième couche. Notons que les

cinquante-cinq spires du primaire sont bobinées et coupées tous les cinq spires, puis les onze bobines sont connectées en parallèle comme présenté Figure I-11 et Figure I-12. Cette structure de transformateur a été nommée SSWT (Split and Spread Winding Transformer).

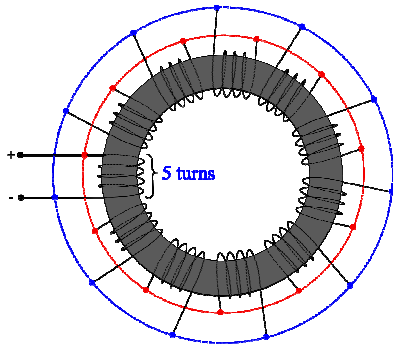


Figure I-11 : Dessin de la distribution des enroulements du transformateur SSWT



Figure I-12 : Image de la réalisation du transformateur SSWT

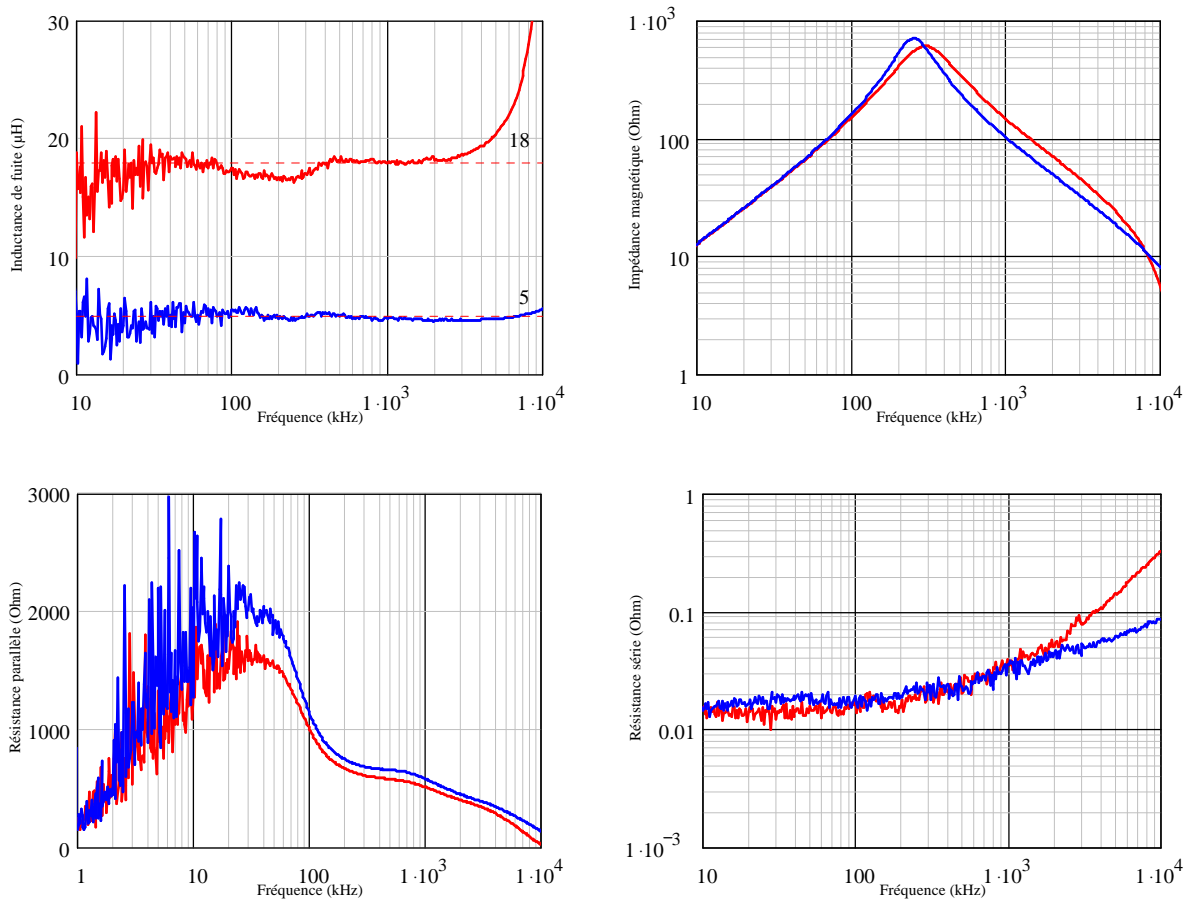


Figure I-13 : Caractéristiques du transformateur SSWT (bleu) et comparaison avec le transformateur de référence (rouge)

Sur la Figure I-12, nous pouvons constater que les deux enroulements sont strictement bobinés ensemble. La caractérisation de l'inductance de fuite de ce transformateur a été effectuée et présentée dans la Figure I-13 et comparées aux caractéristiques du transformateur de référence. Sur cette figure il est possible de constater que l'inductance de fuite est diminuée dans un rapport trois par rapport au transformateur de référence. Même si cette solution semble bien améliorer les caractéristiques du transformateur, sa réalisation est encore complexe car l'enroulement primaire doit être coupé puis connecté en parallèle à l'aide d'un circuit imprimé. Un développement technologique devrait être effectué ici afin de simplifier cette réalisation et d'assurer l'industrialisation de ce type de produit. Cela pourrait aussi permettre d'améliorer encore l'inductance de fuite car notre réalisation est basée sur la soudure des onze bobines sur le circuit imprimé ce qui s'avère être un peu loin du noyau magnétique.

En se basant sur cette approche, l'évolution suivante dans la conception et l'optimisation du transformateur HF consiste maintenant en une division complète du noyau magnétique. De ce fait, le transformateur HF avec un rapport 11:1 est maintenant divisé en un ensemble de onze transformateurs plus petits avec un rapport de transformation unitaire comme il est présenté en bas dans la Figure I-14. Dans ce cas, un nouveau dimensionnement du transformateur magnétique doit être effectué. La seule contrainte qui est alors gardée est la même induction maximale dans le noyau.



Figure I-14 : Image des trois transformateurs

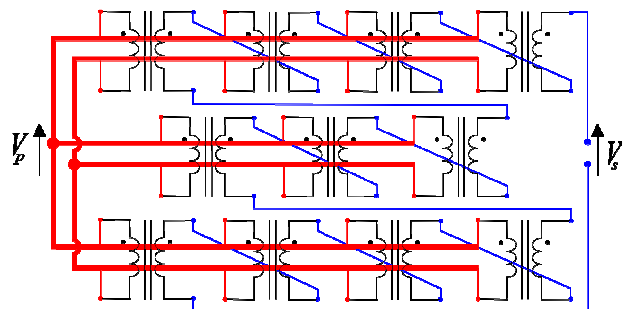


Figure I-15 : Dessin des bus de connexion des onze transformateurs

Comme nous pouvons voir sur cette figure, la surface de onze transformateurs est plus grande mais est, en fait, compensée partiellement par une hauteur plus petite. Il est à noter que nous avons conçu les trois transformateurs avec un niveau induction de fonctionnement identique, avec une même densité de courant et le même type de matériau magnétique (le 3E5 Ferroxcube). Le volume total des 11 transformateurs est environ 12 cm³ comparé aux 10 cm³ (celui en fil de Litz) et 7 cm³ (le SSWT).

La réalisation des 11 transformateurs de rapport 1:1 est simple et de ce fait peut réduire le prix de la réalisation. En revanche, le coût matière est lui plus important. Toutefois, le transformateur élémentaire de rapport 1:1 pourrait être construit en grand nombre et donc voir son coût unitaire fortement diminué si cette approche de conception venait à se généraliser. D'un point de vue du comportement électrique, la Figure I-16 présente les caractéristiques magnétiques de cet ensemble des onze transformateurs et il semble que cette solution soit comparable à celle du SSWT. Dans la partie qui suit, nous allons comparer les trois transformateurs et les mettre en œuvre dans le convertisseur de puissance DC-DC présenté plus haut.

1.4.Comparaison parmi des différentes conceptions :

Dans cette partie, les caractéristiques des transformateurs sont toutes énumérées et comparées. Ensuite, chacun d'eux est mis en œuvre dans le convertisseur présenté dans la partie I.2 afin de valider leur fonctionnement.

1.4.1.Caractéristiques et comparaisons des transformateurs HF :

Le Tableau I-1 ci-dessous résume toutes les caractéristiques physiques et géométriques des noyaux magnétiques et de leurs bobines correspondantes.

A partir de ce tableau, on peut constater que la consommation globale de matériaux pour la réalisation varie de 273 mm³ à 500 mm³ de cuivre et de 3 cm³ à 4 cm³ de matériau magnétique. Du point de vue matériau, le dispositif le plus optimisé est la structure SSWT. C'est certainement le plus petit. Le plus gourmand en matière est celui composé par les onze transformateurs élémentaires. En terme de réalisation, le composant SSWT est le plus difficile à élaborer. Malgré que la troisième approche utilise des transformateurs 1:1 simples à réaliser, leur association peut être coûteuse et pourrait diminuer la fiabilité de la structure. Malgré tout, dans les deux cas, nous croyons que l'industrialisation devrait beaucoup simplifier la réalisation et devrait aussi améliorer la fiabilité des transformateurs. Nous allons maintenant

les comparer du point de vue électrique afin de voir si les deux dernières approches justifient une industrialisation spécifique.

La Figure I-16 ci-dessous nous donne les valeurs des inductances de fuites en fonction de la fréquence pour les trois types de transformateurs. Les courbes suivantes Figure I-17, Figure I-18 et Figure I-19 présentent les autres paramètres magnétiques et les parasites importants des transformateurs (inductances magnétisantes, fréquences de résonances, résistances séries et résistances parallèles).

Tableau I-1 : Caractéristiques physiques et géométriques des transformateurs HF			
	Transformateur Litz wire	Transformateur SSWT	11 transformateurs 1:1
Section du noyau (mm ²)	48,9	48,9	12,2
Rayon externe du noyau (mm)	25.25	25.25	12,75
Volume du noyau (mm ³)	2944	2944	4048
Section de cuivre du côté primaire (mm ²)	0,8 (2e-3x400)	0,071x11	0,071 (une unité)
Nombre de spires du côté primaire	5	5	20 (une unité)
Longueur de la bobine du côté primaire (mm)	240	175	320 (une unité)
Section de cuivre du côté secondaire (mm ²)	0,071	0,071	0,071 (une unité)
Nombre de spires du côté secondaire	55	55	20 (une unité)
Longueur de la bobine du côté secondaire (mm)	1925	1925	320 (une unité)
Volume total de cuivre (mm ³)	329	273	500
Volume total du transformateur (mm ³)	9665	7224	12280

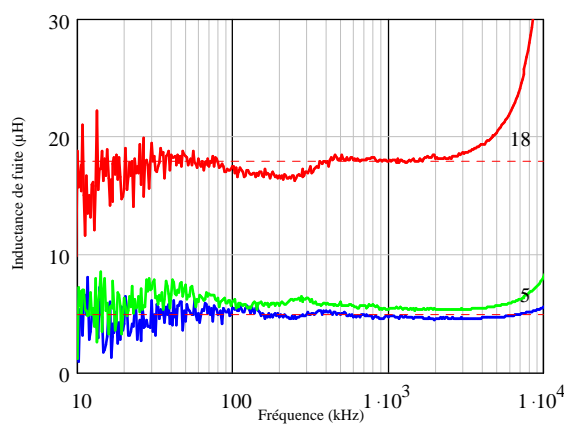


Figure I-16 : Caractéristiques des inductances de fuite des trois transformateurs : (rouge) en fil de Litz ; (bleu) SSWT ; (verte) 11 transformateurs 1 : 1

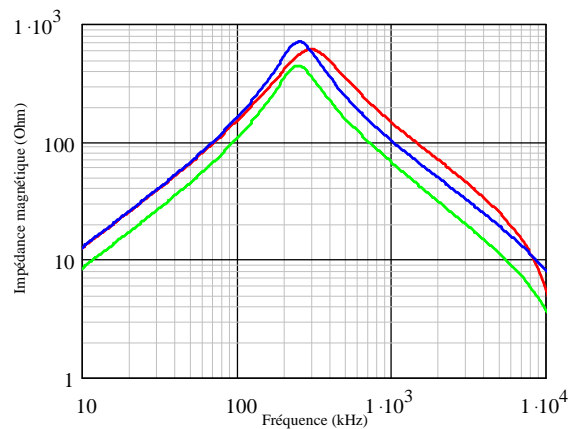


Figure I-17 : Caractéristiques des impédances magnétiques pour les trois transformateurs

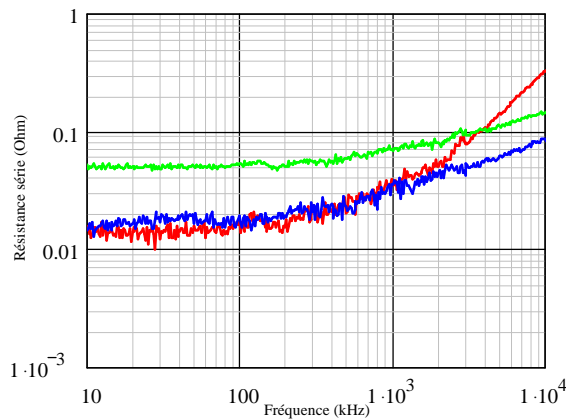


Figure I-18 : Caractéristiques des résistances séries pour les trois transformateurs

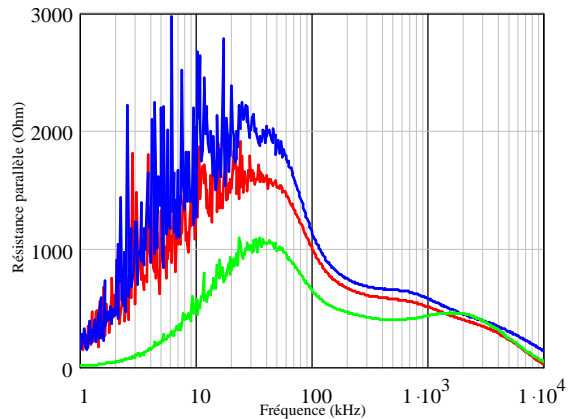


Figure I-19 : Caractéristiques des résistances parallèles pour les trois transformateurs

Il est intéressant de voir que l'inductance de fuite et les pertes de cuivre lié à la résistance série du transformateur SSWT sont diminuées même sans fil de Litz. Par conséquent, nous pouvons conclure que le phénomène du courant de Foucault à cause des effets de peau et de proximité sont aussi réduits.

Dans le transformateur SSWT, la résistance parallèle présente une valeur plus grande que pour les autres transformateurs (les matériaux magnétiques sont les mêmes pour les trois noyaux) et une valeur plus petite des pertes magnétiques pourra donc être espérée. En observant l'impédance magnétique, il est aussi intéressant de voir que les fréquences de résonance sont tout à fait identiques à environ 200kHz. Ces fréquences sont dépendantes de l'inductance magnétisante et des valeurs des capacités. Dans notre cas, le matériau magnétique présente une grande perméabilité et une grande permittivité. Les capacités liées au noyau ferrite sont importantes et les effets des capacités entre les enroulements ne peuvent pas être comparés.

Il pourrait être souligné que la division complète du noyau magnétique est intéressante pour réduire l'inductance de fuite comme indiquée dans la Figure I-16. Les principaux inconvénients sont de prendre des soins spécifiques pour la conception du circuit imprimé de connexion des transformateurs. Dans notre cas, l'inductance de fuite reste de faible valeur par rapport au SSWT mais les résistances séries et les capacités liées au circuit imprimé dégradent les performances intrinsèques de la structure à base de transformateurs unitaires.

En ce basant sur ces caractérisations, nous pouvons maintenant espérer que la seconde solution offre le meilleur fonctionnement dans le convertisseur présenté dans la partie I.2.

I.4.2. Mises en œuvre pratiques :

Les trois transformateurs ont été implantés dans le convertisseur HF à commutation forcée que nous avons présenté dans la partie I.2 et le fonctionnement global du convertisseur a été étudié. Le Tableau I-2 présente l'ensemble des rendements mesurés pour les trois cas à tension nominale et à charge nominale.

Comme on peut le constater, les différents transformateurs conduisent à différents niveaux de rendements. Ces différences sont certainement dues aux caractéristiques de chaque transformateur qui conduisent aux pertes supplémentaires dans ces derniers mais également au niveau de la structure de conversion à proprement parler. Nous rappelons d'abord que le transformateur lui-même a ses propres pertes mais que l'inductance de fuite elle aussi génère des pertes supplémentaires tout en réduisant la puissance de sortie.

Tableau I-2 : Rendement mesuré du convertisseur élévateur DC-DC implanté avec les trois transformateurs		
	Tension de sortie (V)	Rendement (%)
Transformateur en fil de Litz	92,5	87,8
Transformateur SSWT	93,1	90,2
11 transformateurs 1:1	93	89,6

On doit mentionner que les rendements du convertisseur implanté avec les trois transformateurs restent environ 90% en raison de l'application. Ce rendement tient compte des pertes induites dans les commandes rapprochée et éloignée. Il est difficile de dimensionner un convertisseur élévateur ou abaisseur à grand rapport de transformation avec un niveau de rendement élevé, particulièrement lorsque cela conduit à gérer des courants importants sous faible tension. Dans notre cas, la commande du convertisseur est aussi alimentée à partir de la partie puissance et absorbe une puissance de 1,2W.

Les résultats montrent clairement que le meilleur niveau de rendement est obtenu grâce au meilleur composant passif. Ces résultats sont atteints parce que le dimensionnement et les approches de réalisation ont permis d'optimiser le comportement des composants en fonction de l'application. Toutefois, le rendement global du convertisseur peut encore être augmenté.

Dans la suite, une caméra thermique est utilisée pour observer plus précisément le fonctionnement du convertisseur. Les images sont présentées dans la Figure I-20.

Sur ces images, on peut constater que du point de vue de la gestion thermique, la seconde approche consistant à répartir l'enroulement primaire simplifie la gestion de la thermique de cet enroulement en offrant des capacités d'échange thermique plus grandes. Mais il est également clair que avec la troisième approche, les gains thermiques devraient être encore meilleurs. En effet, cette structure répartie sur onze éléments offre une surface d'échange avec l'ambient plus importante sans, à priori, conduire à des pertes beaucoup plus importantes. En fait, ceci n'est pas visible sur la Figure I-20 car les résistances séries et parallèles du troisième transformateur produisent de plus grandes pertes. Néanmoins, les températures des transformateurs sont encore beaucoup plus basse que celle du transformateur classique.



Figure I-20 : Images thermiques des trois transformateurs en régime permanent et en pleine charge – Transformateur classique (gauche) ; Transformateur SSWT (centre) ; 11 transformateurs 1:1 (droite)

En observant les images thermiques et en tentant d'analyser les résultats, nous pouvons souligner trois points. Premièrement, on peut dire que la gestion thermique des 11 transformateurs est la meilleure. En effet, ce transformateur présente la résistance série la plus grande et la résistance parallèle la plus petite ce qui correspond au pire composant du point de vue des pertes. Maintenant, en observant son niveau de température, il apparaît clairement qu'il n'est pas le plus chaud. Cela veut dire, comme prévu, que cette approche offre une surface d'échange thermique plus grande ce qui est favorable pour la conception des composants passifs. Le deuxième point intéressant est que les parties chaudes sont liées principalement au redresseur à pont diodes et aussi, mais dans une moindre mesure, aux MOSFETs de puissance. Par conséquent, l'amélioration du rendement devrait être possible en augmentant la taille de ces dispositifs unipolaires. Cela permet d'imaginer que, la division de non seulement le transformateur mais aussi des composants actifs pourrait offrir l'occasion

d'entrelacer les unités en parallèle. Ceci pourrait simplifier la gestion thermique malgré les pertes des interconnexions. De plus, cette approche devrait offrir des apports intéressants aux niveaux de la CEM et du filtrage.

1.5. Vers l'approche R μ C :

La suite logique de cette évolution vers la division des composants va vers les convertisseurs entrelacés où non seulement le composant passif est divisé mais aussi l'ensemble de la structure. Certains travaux ont été effectués dans cette direction comme [Ha09] [For07] [Sir07]. Pour que cette approche soit intéressante, elle doit considérer que la division du composant actif permet d'entrelacer la commande mais aussi permet de répartir les lieux des pertes de la partie active de la puissance. En ce qui concerne la mise en parallèle des MOSFETs, la quantité totale du matériau silicium ne devrait pas varier beaucoup si ce n'est à cause des surfaces supplémentaires exigées par les interconnexions. La commande pourrait également être considérée comme un problème dans ce type de fonctionnement mais l'équilibrage de la tension et du courant s'obtient naturellement pour la configuration où les entrées sont mises en parallèle et les sorties en série dès lors que tous les convertisseurs ont le même rapport cyclique. En ce qui concerne des diodes, la connexion en série des ponts de diodes de basse tension pourrait être remplacés par la mise en série de redresseurs synchrones. Dans ce cas, la quantité de silicium serait augmentée mais le rendement global pourrait augmenter grâce à cette évolution technologique. Par ailleurs, l'entrelacement permettra une importante réduction du volume des composants passifs. C'est dans cette direction que nous travaillons et que essayons de voir si une cellule générique implantée en grand nombre dans des réseaux pourrait offrir des caractéristiques et des performances intéressantes tout en restant rentable et simple à mettre en œuvre. L'approche est séduisante mais beaucoup de travail reste à faire afin de franchir les difficultés liées au rendement à la mise en œuvre et aux limitations du fonctionnement (fiabilité, équilibrage des courants et des tensions ...).

1.6. Conclusion du chapitre I :

Ce chapitre a présenté une démarche de conception associée à diverse approches technologiques afin d'améliorer le dimensionnement et les caractéristiques des transformateurs HF présentant un rapport de transformation important. Fondamentalement, cette approche repose sur la division des conducteurs, puis du noyau et enfin présente une perspective de division complète du convertisseur. Cette approche nous amène à une meilleure gestion thermique, à une mise en œuvre plus simplifiée à base des composants

génériques et aussi à d'autres avantages que nous allons détailler dans le chapitre suivant traitant plus précisément de l'approche RμC.

Référence du chapitre I :

- [Ase99]: R. Asensi, J. A. Cobos, P. Alou, R. Prieto, J. Uceda, "Characterization of Windings Coupling in Multi-Winding Magnetic Components," IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC99, June 1999, Charleston (South California), USA, in proceeding Vol. 2, pp. 753-758
- [CaFa08]: CALDEIRA Adelphé et FALCO Marco, « Rapport du mini-projet sur R_μC, » G2ELab 2008.
- [For07]: F. Forest et coll., "Multicell Interleaved Flyback Using Intercell Transformers," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 22, 2007, pp. 1662-1671.
- [Ha09]: Dang Thai H., Deleage O., Lembeye Y., Chazal H, Crebier J.C, Roland R, "Design of Modular Converters; Survey and Introduction to Generic Approaches," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009, APEC 2009, Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009, pp. 1427-1433.
- [Hur98]: W. G. Hurley, W. H. Wölfe, J. G. Breslin, "Optimized Transformer Design: Inclusive of High-Frequency Effects," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, pp. 651-659, July 1998.
- [Iva06]: A. Ivanés, Dang B. V., Y. Lembeye, J-P. Ferrieux, J. Barbaroux, "Comparison of two soft switching DC-DC converters for fuel cell applications," IEEE - Industry Applications Society annual meeting I.A.S. 2006, Tampa Florida, USA, Octobre 8 - 12, 2006.
- [Mar06]: X.MARGUERON, « Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar, » Thèse UJF 2006.
- [Nig08]: M. Nigam et C. Sullivan, "Multi-layer folded high-frequency toroidal inductor windings," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008, pp. 682-688.
- [Pal05]: L. Palma, M. Harfman Todorovic, P. Enjeti, "A high gain transformer-less DC-DC converter for fuel cell applications," Conf. IEEE PESC, September 2005.
- [Pre01]: R. Prieto, J. A. Cobos, O. Garcia, P. Alou, J. Uceda, "Using parallel Windings in Planar Magnetic Components," IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC01, June 2001, Vol. 4, pp. 2055-2060.

[Sir07]: K. Siri et M. Willhoff, "Uniform Current/Voltage-Sharing for Interconnected DC-DC Converters," Aerospace Conference, 2007 IEEE, 2007, pp. 1-17.

[Tan04]: Xu Tang et C. Sullivan, "Optimization of stranded-wire windings and comparison with litz wire on the basis of cost and loss," Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04, 2004 IEEE 35th Annual, 2004, pp. 854-860 Vol.2.

[Vie06]: Dang B. V., Y. Lembeye, J-P. Ferrieux, J. Barbaroux, "New high power - high ratio non isolated DC-DC boost converter for Fuel cell applications," IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, Jeju, Korea, Juin 18 - 22, 2006.

[Vig08]: S. Vighetti, B. Vallet, « Photovoltaïque raccordé au réseau - Choix et optimisation des étages de conversion, » JCGE 08, Lyon, France 2008.

Chapitre II : Philosophie et Concepts du R μ C

SOMMAIRE :

II.1. Introduction	41
II.2. Enjeux et Objectifs :.....	43
II.2.1. Enjeux :.....	43
II.2.2. Objectifs :	45
II.2.3. Problématiques associées :	47
II.3. Travaux relatifs et l'Etat de l'art:	52
II.3.1. Entrelacement et Multiniveaux (Multicellulaires):.....	52
II.3.2. Approche IPEM et PEBB :	54
II.3.3. L'état de l'art - La recherche de généricité et de modularité :	57
II.4. Approche modulaire défendue par le G2ELab – RμC :.....	61
II.4.1. La cellule élémentaire ou le COp :	62
II.4.2. Le réseau ou la mise en œuvre des COp :	65
II.5. Conclusion du chapitre II:.....	78
Référence du chapitre II	79

II.1.Introduction

La conception de convertisseurs statiques s'appuie depuis longtemps sur le savoir-faire et l'expertise des électroniciens de puissance. En effet, chaque application requiert une étude spécifique pour identifier et définir la structure de conversion et les composants, afin de garantir coût et encombrement réduits, de même qu'un rendement de conversion important. Les phases de conception et d'optimisation de ces convertisseurs doivent alors réunir des compétences et savoir-faire liés à plusieurs domaines clés de l'électronique de puissance tels que : l'expertise en composants actifs et passifs, en commande et régulation, en management thermique et compatibilité électromagnétique, en connectique et packaging, ...

Ces multiples liens sont renforcés par l'intégration des dispositifs d'électronique de puissance qui, même si les degrés de liberté semblent plus réduits, met l'accent sur les besoins d'une expertise complexe et fortement couplée. Cette démarche d'intégration s'accompagne d'études de modélisation et de conception assistées par ordinateur à l'instar d'autres domaines. Ces études, qui permettent de maîtriser l'effort de conception, se heurtent cependant aux difficultés inhérentes à une conception globale et synonymes de compétences d'experts encore plus étendues.

Pour pallier à ce problème, certains travaux de recherche et développement ont fait le choix d'une conception structurée autour de modules d'électronique de puissance. Les approches modulaires de type IPEM et PEBB [Ren05, Eri06] s'insèrent dans ce contexte. Ces études offrent des solutions partiellement génériques en associant plusieurs composants élémentaires pour créer des briques fonctionnelles complexes. Par exemple, un « IPEM actif » correspond à l'association d'une cellule de commutation complète incluant le dispositif de commande rapprochée [Wen08]. De manière complémentaire, un « IPEM passif » correspond à l'association de plusieurs composants passifs élémentaires créant par exemple une fonction de filtrage hautes fréquences [Ren05]. Ces structures IPEM sont intégrées et présentent des caractéristiques fonctionnelles optimales. En effet, la conception de ces structures se concentre sur quelques variantes permettant de vraiment optimiser chaque brique. Ensuite, par l'association de ces briques fonctionnelles génériques, une structure de conversion peut être conçue de manière simplifiée sans recourir à un grand nombre d'experts. Les limites de cette approche proviennent du fait qu'un IPEM est dimensionné de manière optimale vis-à-vis de spécifications particulières (puissance, tension, ...) [Pop07]. Or pour couvrir toutes les applications d'électronique de puissance, il faut une grande variété de ces briques

élémentaires. De fait, cette approche qui existe déjà depuis une quinzaine d'année n'est appliquée que dans quelques domaines comme le raccordement sur le réseau et celui des alimentations de petite et moyenne puissance [Ren05].

Pour pallier la diversité des briques élémentaires, il existe une approche bien connue qui permet d'en réduire le nombre de variantes en utilisant la mise en série ou en parallèle de celles-ci au sein d'une structure de conversion. Cette approche développée de longue date permet, entre autres, d'assurer la montée en tension des convertisseurs [Mey92, Bar97] par la mise en série de briques de conversion élémentaires. De même, l'entrelacement et la mise en parallèle de ces briques permettent d'augmenter le calibre en courant des structures de conversion [Zum04, For07]. Ces approches offrent de nouvelles solutions pour standardiser davantage les composants et systématiser la conception de convertisseurs. Elles apportent en retour les problématiques liées à la gestion de la mise en série et/ou parallèle. Ces solutions restent donc lourdes à mettre en œuvre et reposent encore une fois sur une expertise importante.

De fait, le processus de conception en électronique de puissance reste assez élémentaire et peine à évoluer vers plus de standardisation et plus de généricité. En conséquence, l'électronique de puissance souffre de fortes lacunes en termes de maîtrise de la fiabilité et en terme de maîtrise de ses assemblages, à l'inverse de la microélectronique qui a su développer ces points et qui excelle sur ceux-ci. C'est pourquoi depuis quelques années, la conception en électronique de puissance a mis le cap vers l'échelle microscopique et tire profit de l'intégration monolithique et hybride, de l'assemblage et de la conception de structures de conversion [Del08] [Vag08] [Bin08].

Ce chapitre développe le concept esquissé dans le chapitre précédant et détaille les notions propres à l'approche retenue, telles que le composant opérationnel de puissance, le réseau de micro-convertisseurs, etc ... En effet, cette thèse promeut l'idée d'une mise en réseau en série et/ou parallèle de convertisseurs élémentaires, ou de cellules de conversion, conçues indépendamment de l'application, et dont le cahier des charges de cette dernière n'affecterait que le nombre de ces convertisseurs à mettre en œuvre. En effet, la mise en série et parallèle permet de distinguer les efforts de conception liés à l'application de ceux liés au convertisseur élémentaire pour lesquels les contraintes seront alors à définir vis-à-vis de critères de généricité, de rendement et bien sur technologiques, ... Ainsi à l'image de l'Amplificateur Opérationnel (AOp) en électronique analogique, le « Convertisseur Opérationnel de

Puissance » (CO_p) pourrait voir le jour. Un nombre plus ou moins limité de CO_p permettrait alors de remplir un grand nombre de fonctions de conversion.

Cette idée séduisante, et certes pas totalement nouvelle, mérite néanmoins d'être éprouvée, d'un point de vue conceptuelle de même qu'au regard des technologies à mettre en œuvre. Les questions sont alors nombreuses en termes de bénéfices escomptés, pour la conception, l'utilisation optimale des technologies, la fiabilité, ... et d'inconvénients avérés en terme de rendement, de multiplicité des composants, déséquilibres ... Autant de questions sans cadre précis et a priori sans réponse. Ce chapitre tente donc dans un premier temps de formaliser ces questions et dans un second temps d'apporter des éléments de réponses.

II.2.Enjeux et Objectifs :

Le but de ces réflexions et de cette thèse est de remettre en cause de manière importante le processus de conception et de fabrication des convertisseurs d'électronique de puissance. Cette ambition s'avère aujourd'hui réaliste car les niveaux de connaissance et de modélisation des structures et des composants d'électronique de puissance atteignent une certaine maturité. En parallèle de ces points, l'évolution continue de la discipline pousse aujourd'hui les experts du domaine à réinvestir massivement dans la maîtrise et la prise en compte des supports de réalisation et des matériaux de fabrication. Dès lors, il apparaît envisageable de profiter de ces évolutions pour tenter de remettre en question les techniques plus ou moins classiques de conception, d'assemblage et de mise en œuvre des convertisseurs statiques.

Afin de contenir le sujet de cette thèse dans un périmètre raisonnable, nous avons focalisé notre attention uniquement la conversion DC-DC de petite et moyenne puissance (allant de quelques dizaines de watts jusqu'à quelques centaines de watts) et cela sous des niveaux de tensions en entrée ou en sortie pouvant aller au plus à quelques centaines de volts.

II.2.1.Enjeux :

L'enjeu est donc de profiter de l'état de l'art et de la maturité conceptuelle et technologique de la discipline pour revoir les processus de conception et d'assemblage des convertisseurs statiques en jouant sur l'association d'un nombre plus ou moins important de cellules de conversion dites élémentaires, toutes identiques, et sans augmentation de la complexité de mise en œuvre. Ces cellules ne seraient, ni plus ni moins, que de petits convertisseurs statiques DC-DC qui présenteraient les fonctionnalités requises pour être insérés et pilotés dans des réseaux, c'est-à-dire matricés au sein de grappes en séries ou en parallèles. Ainsi, la

conception de n'importe quelle fonction de conversion DC-DC pourrait reposer sur un nombre limité de COp. Le nombre de COp à matricer serait alors fonction de la puissance à transférer et le type des liens en entrées et en sorties, série ou parallèle définiraient le rapport de conversion en tension (et donc en courant). La conception de l'ensemble vis-à-vis de la fonction de conversion se réduirait alors aux choix de ces liens et au nombre de COp. La conception de la cellule elle-même qui constitue le sous-ensemble pourrait alors être indépendante sous certaines conditions de la fonction de conversion que réalise l'ensemble. En effet, si les COp et les matrices de Cop voient leurs critères de conception découplés, alors l'optimisation peut également être spécifique aux sous-ensembles, c'est-à-dire aux COp.

Cette remarque diffère profondément du processus de conception dit classique et nous devons en identifier les causes. En effet, la conception des composants actifs et passifs – qui joue le rôle de sous-ensembles - ne peut pas être effectuée séparément de celle du convertisseur – qui joue alors le rôle d'ensemble. Ce point s'explique par le poids des interactions entre composants. Les plus répandus sont alors les interactions entre composants passifs et semi-conducteurs lors des phases de commutation, les interactions entre puissance et commande, les résonances entre composants passifs, ... Pour respecter l'idée d'un processus de conception distinct entre ensembles et sous-ensembles, nous devons donc veiller à ces interactions et définir nos objectifs en ce sens.

Dans ce cadre, le processus de conception pourra être scindé en deux phases, l'une propre à l'application et donc systématique et pour laquelle l'expertise se « cantonne » à l'utilisation et la mise en œuvre d'un réseau de convertisseurs. L'autre phase, indépendante de l'application et donc non répétée qui considère l'unique sous-ensemble (COp identiques).

L'autre enjeu sous-jacent dépasse le processus de conception pour aller jusqu'au processus de fabrication et de test des systèmes d'électronique de puissance. Les multiples technologies, compétences d'experts et outils de conception mène l'électronicien de puissance à s'arracher les cheveux face à un puzzle dont toutes les pièces semblent tirées de jeux différents et dont chaque pièce supplémentaire semble changer l'allure du tableau final ! L'enjeu majeur concerne alors la structuration du processus complet de fabrication et de test. Dans cette voie, le processus de fabrication des cartes électroniques me semble être un exemple à suivre. Et même si les interactions entre composants semblent, a priori, peu influentes en électronique, c'est seulement parce que celles-ci se retrouvent aux cotés d'interactions dues aux transferts d'informations qui elles le sont a fortiori. Cependant, la structuration des processus de

conception, de fabrication et de test en électronique (et en microélectronique par la suite) permet de fabriquer des systèmes fortement hétérogènes et fiables.

Vis-à-vis de ce double enjeu, plusieurs objectifs peuvent être définis et nous permettent d'esquisser l'approche retenue.

En effet, aujourd'hui les composants élémentaires considérés lors de la phase de conception puis utilisés durant la phase de réalisation ont atteint des niveaux de performance et de maturité technologique tout à fait satisfaisants. Toutefois, l'assemblage et l'optimisation de ceux-ci restent encore très classiques et conduisent souvent à des niveaux de performances en deçà de l'optimum global car ces travaux reposent sur des expertises diverses.

En remplaçant la conception et la réalisation classiques de chaque convertisseur statique par la mise en place d'une approche modulaire s'appuyant sur des cellules élémentaires performantes et un protocole de mise en œuvre normalisé et performant, on peut ainsi atteindre un objectif de première importance : la garantie d'un résultat à haut niveau de performance, de fiabilité dans le temps et une simplicité de mise en œuvre avec un minimum d'expertise.

Pour cela, il faut imaginer une cellule élémentaire conçue et optimisée pour fonctionner "parfaitement" par les meilleurs experts en la matière. Imaginons ensuite l'élaboration d'une charte d'utilisation et de mise en œuvre de ces cellules élémentaires garantissant une utilisation optimale satisfaisant les contraintes thermiques, mécaniques, électromagnétiques et normatives. Dans ce cas, nos mises en œuvre seraient fiables et performantes et cela avec un minimum d'expertise et de prise de risque tout en offrant des niveaux de performances et d'intégration élevés. Tel est l'enjeu majeur de ce projet de recherche, initié depuis quelques années au laboratoire. Le travail sur le COp correspondrait aux développements technologiques de filières CMOS en micro-électronique et la charte d'utilisation correspondrait au design Kit en micro-électronique. On parviendrait ainsi à revoir et à totalement inverser le processus de conception en électronique de puissance qui aujourd'hui part de l'application pour remonter à la technologie. On pourrait alors partir de la technologie pour aller vers la conception.

II.2.2.Objectifs :

Les objectifs de cette étude sont donc définis de manière à structurer le processus de conception pour permettre une réduction drastique de l'effort de conception systématique. Cette structuration doit alors s'étendre au processus de fabrication des convertisseurs et permettre une certaine standardisation des composants et de leurs connexions et donc tendre

vers une fiabilisation des systèmes d'électronique de puissance. Cette structuration doit également s'étendre aux tests qui intègrent complètement ce processus de fabrication et valide la conception des sous-systèmes et systèmes.

Les cellules élémentaires doivent se connecter ensemble au sein du réseau et fonctionner de manière satisfaisante pour tous types de liens en entrée et en sortie. Cet objectif est multiple et peut alors être décliné pour la cellule élémentaire en plusieurs points :

- la cellule élémentaire doit être versatile
- celle-ci doit présenter des rendements de conversion important, quelque soit le type de liens au sein du réseau.
- elle doit être autonome.

La mise en œuvre d'un grand nombre de cellules élémentaires au sein du réseau ne doit pas se traduire par un surcroît de complexité pour l'ensemble. L'ajout de cellules au sein du réseau ne doit alors pas remettre en cause le contrôle de l'ensemble, ni même l'environnement du réseau de convertisseurs. Pour cela, il faut entre autres que :

- le contrôle du réseau ne dépende pas du nombre de cellules.
- le réseau ne contienne que les cellules et ne requière pas de fonction propre à l'ensemble, tel qu'un radiateur global, un filtre de sortie ou un support mécanique qui dépende du nombre de cellules.

Pour tendre vers une fiabilisation de l'ensemble, les points clés concernent alors l'intégration des composants et des interconnexions (structure intégrée sur silicium, co-intégration puissance-commande, transfert d'ordres et alimentations, ...) et reposent sur une fabrication rendue collective. Le développement du fonctionnement en marche dégradée, autorisé par le grand nombre de cellules élémentaires autonomes associées en série et en parallèle, constitue également une voie pour la fiabilisation et permet de masquer les pertes de quelques éléments (structures surnuméraires, ilotage, court-circuitage, reconfiguration et auto-configuration ...)

Les bénéfices inhérents à la tenue des ces objectifs sont alors nombreux. En effet, la fonction de conversion est, en quelque sorte, dispersée sur l'ensemble des cellules du réseau et nous pouvons attendre de cet étalement des bénéfices en terme d'environnement thermique et électromagnétique liés à :

- la dispersion et l'épanouissement du flux chaleur dans l'ensemble du volume de la structure de conversion et non plus seulement sur quelques composants semi-

conducteurs de puissance. Cet épanouissement permet de limiter considérablement les densités de pertes et donc de faciliter le management thermique de l'ensemble,

- l'étalement du spectre CEM conduit et rayonné, par une utilisation optimale du grand nombre de composants commandés pouvant être pilotés à des instants différents pour décaler les fronts en courant et en tension perturbateurs, en jouant sur les dispositions relatives des sources de perturbations...

La tenue de ces objectifs soulève un grand nombre de problématiques associées qu'il peut être intéressant de souligner sans chercher immédiatement à les solutionner.

II.2.3.Problématiques associées :

Pour avoir une chance de mettre en place une telle approche, il est nécessaire de relever plusieurs défis, de mettre en place des concepts et des stratégies adéquates et enfin il va falloir aborder et solutionner un certain nombre de problèmes. D'une certaine manière, cette approche est une chance et une opportunité importante pour les chercheurs et développeurs en électronique de puissance car elle fait naître ou rajeunir des thématiques et des champs prospectifs tout à fait importants. Nous allons aborder le cadre de ces thématiques. Pour ce faire, nous avons choisi de partitionner la description des problèmes à résoudre en deux parties distinctes et une dernière partie ouvrant sur les liens entre celles-ci.

II.2.3.a) Le convertisseur opérationnel ou la cellule élémentaire :

Pour l'appréhender au mieux, il est intéressant d'imaginer le cas concret d'une application pour laquelle la structure de conversion correspond à la mise en réseau de cellules élémentaires. A application et caractéristiques de cellules données, il correspond une matrice optimale de cellules pour remplir le cahier des charges. On voit que quelque soit les caractéristiques de la cellule élémentaire, on trouvera toujours une matrice permettant de satisfaire le cahier des charges. Cela signifie deux choses importantes :

- La première consiste à dire que la cellule élémentaire ne sera plus dimensionnée ni optimisée en fonction d'une application donnée mais en fonction de nouveaux critères ou plus simplement d'une autre fonction objectif. Cela signifie que la cellule élémentaire pourra donc être optimisée pour offrir le meilleur rendement de conversion ou le meilleur niveau d'intégration. De fait, en se soustrayant de l'application, on regagne un degré de liberté qui peut être investi sur les points les

plus importants de la problématique propre à la cellule, à savoir, son intégration, ses performances, son autonomie...

- Le second volet consiste à constater que si la cellule est optimisée de manière intrinsèque, cela signifie que la structure matricielle sera fixée, comme nous l'avons dit, en fonction de l'application. De fait, nous ne pourrions envisager des structures matricielles simples ou adaptables puisque celles-ci devront être ajustées pour l'application. Cela signifie que la mise en réseau ne doit offrir aucune limitation ni complexité croissante en fonction du nombre de cellules, que celui-ci soit important ou faible, pair ou impair, etc. Au final, l'optimisation intrinsèque de la cellule peut permettre de maximiser les niveaux de performances de la structure mais cela nous obligera à offrir un maximum de souplesse et d'adaptabilité de la matrice et des cellules elles-mêmes.

La problématique d'optimisation à l'échelle de la cellule reste assez conventionnelle avec des problèmes concrets et classiques de l'électronique de puissance. Partant de l'idée que la cellule élémentaire doit rester unique et doit être amenée à participer à la conversion d'énergie de moyenne puissance, le rendement de conversion de la cellule élémentaire semble être le plus important problème à résoudre. En effet, si une structure de conversion de quelques watts présente un rendement de 70%, cela ne semble pas catastrophique d'un point de vue énergétique. Maintenant, si l'on associe des dizaines voir des centaines de cellules dans un réseau de "micro-convertisseurs", ce même rendement sera reporté sur la structure de conversion qui sera amenée cette fois à convertir plusieurs centaines de watts. De fait, le challenge le plus important semble être le développement d'une structure de conversion faible tension faible puissance avec un rendement de conversion devant être supérieur à 90%. Le problème est bien connu de l'électronique de puissance puisque nous savons qu'il est plus difficile d'obtenir des rendements élevés pour des niveaux de tension faibles compte tenu des tensions de seuil souvent inhérentes dans les composants actifs de puissance ainsi que des fréquences de fonctionnement, généralement bien plus élevées et qui conduisent à des mise en œuvre aux limites des matériaux et des moyens d'assemblage classiques.

Cette problématique, mise en relief avec la nécessité de mettre en œuvre une structure de conversion incluant un transformateur, fait ressortir les problématiques liées à la conception, la réalisation et la mise en œuvre de composants basses tensions, très hautes fréquences ultra performants. L'assemblage et l'intégration de ces composants tout en maintenant un niveau de fonctionnement optimal deviennent alors un énorme champ d'investigation avec les problèmes

associés à l'intégration de structures faibles puissances et hautes fréquences qui concernent plus particulièrement les composants passifs et leur intégration hybride ou sur support Silicium mais aussi et surtout l'hybridation de la cellule complète en un package cohérent et compact. Nous sommes ici face à des challenges importants aux niveaux de l'intégration de l'ensemble, de la gestion des interactions dans un environnement réduit, que celles-ci soient électromagnétiques, électrostatiques ou encore thermiques mais également de la gestion avec l'extérieur et l'environnement, en général, incluant les transferts d'informations, l'isolation entre cellules mais aussi et surtout entre l'entrée et la sortie de chacune d'elles.

Sur un autre angle de vue, mais toujours en lien avec la cellule élémentaire, il est important de considérer la manière dont la cellule sera rendue autonome des points de vue fonctionnels et contrôle-commande. Cela fait naître une problématique additionnelle liée à "l'intelligence" qu'il sera nécessaire d'intégrer au sein de la cellule. Cela fait également apparaître le besoin d'identifier le niveau d'autonomie que chaque cellule doit pouvoir avoir et quel "niveau" de transfert d'information sera induit. Si l'intégration de cette intelligence ne pose aucun problème technique, son cadre, ses caractéristiques et ses fonctionnalités devront être abordés (régulation oui ou non, gestion des protections, fréquences de découpage et mode de contrôle commande des interrupteurs, équilibrages de proche en proche...). Il est important à ce stade de noter que l'approche que nous voulons mettre en place doit pouvoir être totalement affranchie de l'application visée. Cela signifie que chaque cellule doit pouvoir fonctionner et "être configurée" de manière simple et sans aucune dépendance vis-à-vis du nombre de cellules mises en œuvre dans un réseau. Comme nous le verrons plus loin dans ce chapitre, cela fait naître un ensemble de fonctionnalités spécifiques au niveau de la partie "intelligence" de chaque cellule pour gérer les interactions entre cellules mais aussi tirer profits de la structuration en réseau via, par exemples, l'entrelacement des ordres de commande, la gestion de la marche dégradée et bien d'autres choses. Les quelques points abordés dans ce paragraphe ne se veulent pas exhaustifs et il est, dès à présent, clair que d'autres points viendront compléter ces quelques phrases dans l'avenir en fonction de l'évolution de cette thématique.

II.2.3.b) Le réseau :

Au niveau du réseau de convertisseurs, un certain nombre de problématiques spécifiques émergent naturellement de l'approche et de ses objectifs. Ces problèmes sont liés aux conditions de mise en œuvre des cellules élémentaires au sein d'un réseau ou d'une matrice. Le second point important concerne les interactions qui vont exister ou qu'il faudra favoriser

ou pas entre cellules. De ces deux problèmes, il ressort clairement les points suivants qu'il faudra aborder puis résoudre :

- ❖ L'équi-répartition des courants, tensions et transferts de puissance entre cellules au sein d'un réseau.
- ❖ Les couplages indésirables inhérents aux réseaux de convertisseurs que ces derniers soient au niveau conduits ou que ses derniers soient aux niveaux électromagnétiques, électrostatiques et thermiques compte tenu de la très forte proximité des cellules entre elles.
- ❖ La création de couplages positifs et leur mise en place avec, par exemple, des couplages thermiques permettant de contenir les effets des éventuelles disparités au niveau des cellules ou encore les couplages de type électromagnétique pour mutualiser les matériaux et aussi pour réduire les besoins en filtrage.
- ❖ L'assemblage électrique et mécanique de l'ensemble, tout comme la gestion des aspects thermiques et le transfert d'information (de type optique, électromagnétique ou par level shifter).
- ❖ La gestion et la configuration du réseau pour favoriser la flexibilité et la mise en œuvre du fonctionnement en mode dégradé.

Ces différentes problématiques sont nettement moins conventionnelles que celles concernant la cellule élémentaire, même si l'on trouve dans la bibliographie des travaux voisins comme nous allons le voir dans la prochaine partie.

II.2.3.c) Les liens entre la cellule et le réseau :

Au niveau du réseau, la principale problématique à résoudre reste celle liée à notre capacité pour faire émerger une approche totalement modulaire et indépendante du nombre de cellules mises en œuvre et de leur agencement. Le défi est important et un grand nombre de problématiques couplées entre la cellule et le réseau en découle. On peut citer entre autres :

- ❖ Comment créer les couplages désirables entre cellules via un packaging et une structuration physique de la cellule « universelle » adaptée ?
- ❖ Comment maintenir ou même améliorer le rendement de conversion de la structure par la mise en réseau de cellules élémentaires offrant un rendement donné ?

- ❖ Comment assurer la cohérence fonctionnelle de l'ensemble en terme de contrôle-commande et de gestion de la marche dégradée ? En ce sens, chaque cellule doit-elle recevoir une information spécifique, celle-ci doit-elle être commune à toute, les cellules doivent-elles avoir une adresse ? La gestion de l'ensemble doit-elle être centralisée ou répartie, quels types d'informations doivent transiter entre cellules et entre cellule et l'unité de supervision ?
- ❖ Enfin, doit-on envisager un seul type de cellule élémentaire pour répondre à n'importe quel cahier des charges ou bien existe-t-il de meilleurs compromis ou optimum entre les caractéristiques de diverses cellules élémentaires et un nombre plus ou moins important de cellules au sein d'un réseau ? Dit autrement, peut-on envisager de satisfaire de manière optimale n'importe quel cahier des charges à partir d'une seule cellule ou bien doit-on envisager une gamme de cellules élémentaires permettant de contenir le nombre d'éléments à monter en réseau ?

En lien avec ces problématiques, il nous faut souligner celles liées aux aspects modélisation et conception du système et celles liées aux limites technologiques. Même si celles-ci apparaissent logiquement et indirectement derrière chacun des points traités plus haut, il est intéressant de souligner certains problèmes spécifiques.

Au niveau de la modélisation et de la conception de la cellule élémentaire mais aussi et surtout au niveau de la structure matricielle, nous sommes face à deux aspects importants. D'un côté, et plus orienté vers la cellule élémentaire, nous avons à faire face à une problématique de conception globale très pointue et très complète faisant intervenir plusieurs domaines d'expertises très liés aux technologies de réalisation et d'assemblage. Des travaux, conduits de longue date en ce sens et à poursuivre, seront nécessaires pour identifier les plages de dimensionnement et d'optimisation permettant d'atteindre les objectifs que nous nous sommes fixés par ailleurs. D'un autre côté et plutôt en lien avec le réseau, nous pensons qu'il existe une réelle problématique de conception et d'outils de conception directement liés avec l'approche proposée. À terme, nous souhaitons faire évoluer notre approche de manière similaire avec l'apparition d'outils de conception. À ce jour, la conception et l'assemblage de structure peuvent s'avérer encore très problématiques sans ce type de soutien ce qui nous conduit à identifier ici une problématique conceptuelle importante.

Après l'énoncé de ces objectifs et des problématiques qui leurs sont associées, nous allons nous consacrer maintenant à montrer que cette démarche fait déjà l'objet d'un grand nombre de travaux et d'activités de recherche et cela depuis de nombreuses années. Puis, nous finirons

ce chapitre en tentant d'illustrer concrètement la manière dont nous avons interprété certains de nos objectifs et les premières pistes que nous avons choisies en ce sens.

II.3.Travaux relatifs et l'Etat de l'art:

En fait, les structures de conversion basées sur l'assemblage complet ou partiel de structures élémentaires ne datent pas d'hier. Depuis plus d'une vingtaine d'années, les concepteurs se dirigent vers les structures « multicellulaires » (ou multi niveaux) avec l'entrelacement et la mise en série pour surmonter les limites en courant et en tension des interrupteurs de puissance [Mey92] [Miw92]. Plus récemment, c'est au niveau des composants qu'apparaissent le plus clairement les fondements et les racines de notre approche avec l'apparition il y a longtemps des modules de composants actifs et plus récemment des approches IPEM, PEBB. Mais finalement, la modularité devient actuellement « monnaie courante » dans les domaines de la pile à combustible et du photovoltaïque [Vie06] [Vig08]. En ce sens, elle est plus proche de celle énoncée dans ce chapitre. Nous nous proposons alors d'aborder cet état des lieux par ce cheminement.

II.3.1.Entrelacement et Multiniveaux (Multicellulaires):

Les objectifs de cette approche sont clairs : repousser les limites liées aux caractéristiques des composants actifs pour pouvoir remplir des fonctions de conversion de fortes à très fortes puissances. En effet, en l'absence de composants appropriés aux très fortes contraintes, les seules solutions qui permettent de remplir ces fonctions de conversion reposent sur l'association des composants de puissance dits standards. C'est en ce sens que cette démarche rejoint notre approche.

Pour palier au déficit en composants de puissance de très fort calibre en tension et courant, on peut procéder, en effet, à des mises en série et/ou parallèles directes. Dans [Moo07], nous pouvons voir que plusieurs puces Mosfet sont associées en parallèles pour offrir des calibres en courant élevés. Un autre exemple concerne le domaine de la haute tension où une centaine de Mosfets ont pu être associés en série pour construire un interrupteur équivalent d'un calibre de 120kV, une valeur très largement supérieure à n'importe quel composant à semi-conducteur considéré seul [Son02]. Dans le cas des composants mis en parallèle, les structures et assemblages à mettre en œuvre semblent aujourd'hui maîtrisés. En effet, que ce soit au niveau de la gestion des ordres de commande ou de la répartition des courants entre les cellules en parallèles, les études menées ont permis de mettre au point des solutions viables et

performantes, sans pour autant aboutir à une certaine forme de standardisation [Mar05] [Mar07]. Cette approche est classiquement représentée par les modules de puissance, disponibles dans le commerce. En ce qui concerne la mise en série, les choses semblent plus complexes. En effet, lors d'une mise en série, les composants ne partagent plus la même référence de potentiel pour la commande ce qui rend la mise en œuvre complexe [Alk05] [Van09]. Par ailleurs, cette mise en série doit tenir compte des risques éventuels de déséquilibres et donc de non équi-répartition des tensions entre les éléments d'équilibrage pour les fonctionnements statiques et dynamiques. Plusieurs études ont été consacrées à ces problématiques d'équilibrage [Pir05] [Wil06] [Sta09].

L'autre volet important concerne la montée en puissance au travers d'une augmentation du nombre de cellule de commutation et de stratégies de commande spécifiques. On distingue ainsi les structures entrelacées et les structures multiniveaux. En effet, par juxtaposition astucieuses de cellules de commutation et par l'entrelacement des ordres de commande, les courants ou tensions délivrés en sortie de convertisseur peuvent être augmentés. De plus, ces systèmes s'accompagnent d'autres dividendes, telles qu'une réduction significative de la taille des composants passifs [Zum04] et donc, a fortiori, d'une réduction importante des perturbations CEM. La Figure II-1 ci-dessous présente une illustration d'une structure entrelacée à travers une mise en parallèle en sortie ou une structure multi niveaux.

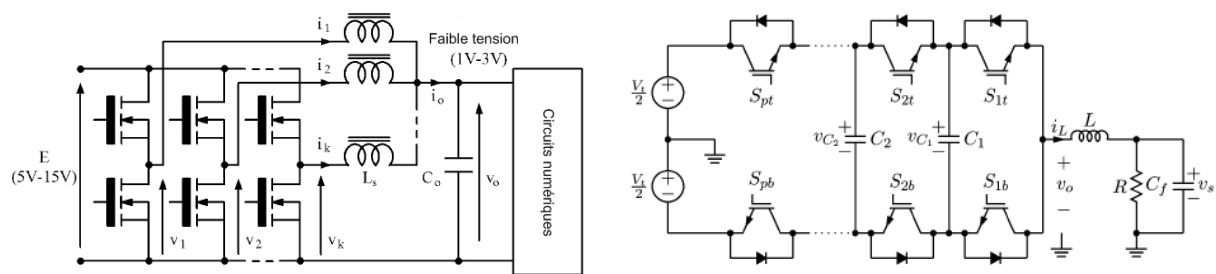


Figure II-1 : Illustration d'un convertisseur entrelacé (gauche) [For07] et un convertisseur multiniveaux (droite) [Wil06]

Il faut bien comprendre qu'ici, la mise en œuvre concrète du dispositif requiert des compétences d'experts qui dépassent le cadre d'une mise en œuvre de structures de conversion conventionnelles. En effet, les structures entrelacées en parallèles nécessitent des précautions supplémentaires pour maintenir l'équi-répartition des courants dans les différents bras tout comme les structures multiniveaux en série nécessitent des précautions pour

maintenir l'équi-répartition des potentiels le long de la structure. En conséquence, les lois de commande, les filtres et capteurs se multiplient au sein de ces structures et rendent l'ensemble plus lourd à mettre en œuvre et à contrôler [For07] [Wil06] [Sta09].

Dans ces approches, l'augmentation du nombre de cellules de commutation mène, via l'entrelacement des grandeurs électriques, à des gains importants, notamment sur le volume des composants de filtrage. Ces gains s'obtiennent au prix d'une complexité de commande qui croît rapidement en fonction du nombre de cellules. Pour le fonctionnement en mode dégradé, outre les problèmes d'isolation de l'élément en défaut, les stratégies de commande doivent, a priori, être modifiées et ce au prix d'une complexité encore plus importante. Ces approches tendent donc vers plusieurs objectifs qui nous préoccupent, dans le sens d'une modularité du sous-ensemble : cellule de commutation. A l'inverse, l'enjeu de rationalisation du temps de conception de la fonction de conversion ne peut passer que par une maîtrise très importante des assemblages. En effet, les sous-ensembles sont très fortement couplés les uns aux autres et les composants tels que les coupleurs magnétiques de sorties sont conçus spécifiquement à chaque application. Ces approches apparaissent finalement plutôt proches des points énoncés malgré qu'il n'existe pas de solutions "plus simples" à base de composants uniques ou en nombre réduit. En effet, comme nous venons de le formuler, ces structures reposent sur des architectures et des lois de commandes complexes à très complexes ce qui rend, a priori, leur utilisation onéreuse, difficile à fiabiliser et donc peu transposable à n'importe quelle application "bas prix" ou "marché en masse".

II.3.2.Approche IPeM et PEBB :

La conception en électronique de puissance a fait émerger, il y a environ 10ans, une nouvelle approche conceptuelle importante. Elle repose sur la mise en place de briques technologiques et fonctionnelles standards, simples à utiliser, fiables et performantes. En ce sens, cette approche est particulièrement proche de celle évoquée au début de ce chapitre si ce n'est le fait que les briques fonctionnelles doivent être conçues pour chaque gamme de courant et de tension envisagée. Mais voyons plus en détail de quoi il retourne.

En fait, l'approche IPeM, qui signifie en anglais "Integrated Power Electronics Modules", consiste à concentrer, voire intégrer, au sein d'un package unique, un ensemble cohérent de composants d'électronique de puissance pour former des fonctions avancées telles que des bras d'onduleurs incluant commande et alimentation ou encore des filtres et ensembles de

composants passifs. Les figures ci-dessous présentent deux exemples qui illustrent parfaitement ce propos.

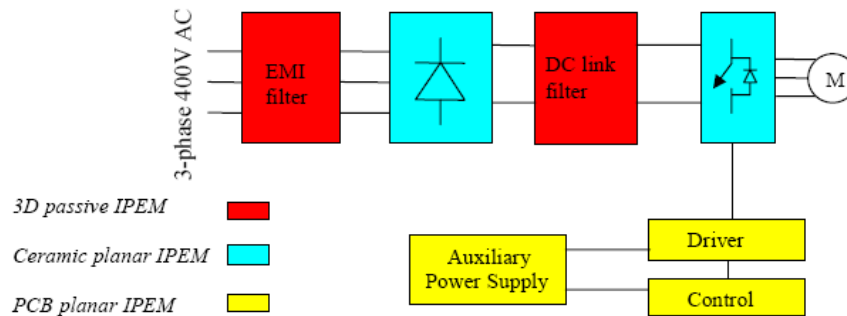


Figure II-2 : Schéma d'un bloc de conversion pour les dispositifs alternatifs [Pop07]

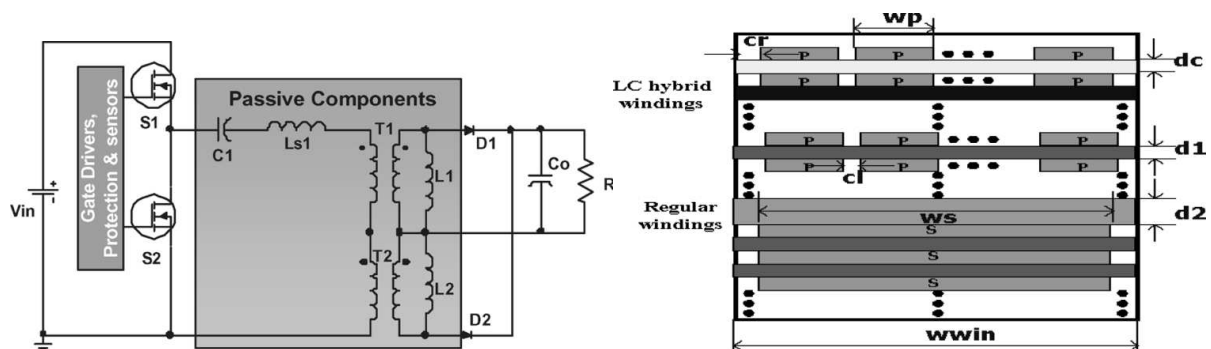


Figure II-3 : Exemple de l'approche IPEM pour les composants passifs [Ren05]

L'intérêt évident de l'approche consiste en un processus partiel d'intégration monolithique mais surtout hybride permettant une forte réduction des volumes via une meilleure mutualisation des supports qu'ils soient mécaniques, thermiques ou électriques. De plus, ce processus d'intégration peut conduire à une forte standardisation et normalisation des caractéristiques de ces briques, liées à un assemblage maîtrisé et toujours identique. En effet, le pré-assemblage peut-être conduit de manière collective et proposer des solutions d'interconnexions plus fiables. Des exemples concrets de réalisations et d'implantations démontrent clairement l'intérêt de l'approche et ouvrent des perspectives d'intégration collectives tout à fait profitables pour les domaines de l'électronique de puissance [Pop07] [Zhe06] [Ren05].

Pourtant, cette approche qui tend vers une certaine modularité manque de consensus et de normalisation. Les autres limites de cette approche proviennent du fait que les briques technologiques restent à être développées dans un grand nombre de variantes, c'est-à-dire

spécifiquement pour des calibres en courant et en tension déterminés et pour des plages de fonctionnement optimales limitées. De fait, si le processus d'intégration et de standardisation est en cours, il reste inachevé. Notons l'exemple des capteurs qui peuvent devenir des problèmes à ce stade des développements s'ils ne sont pas inclus dans la fonction IPEM. Cela pour conduire au développement de cartes spécifiques ce qui serait contre productif.

Dans cette direction mais avec l'ambition de pousser les choses vers plus de modularité, de versatilité et vers un niveau de structuration et de hiérarchisation supplémentaire, on trouve l'approche PEBB pour "Power Electronic Building Blocks". Cette approche ne considère pas seulement les parties fonctionnelles touchant directement au convertisseur de puissance mais elle considère aussi l'environnement du convertisseur comme faisant partie des variables d'ajustement [Eri98]. Cette approche, qui est plus globale et plus modulaire que l'approche IPEM, semblait conduire vers une évolution majeure de la conception et de l'assemblage en électronique de puissance. Malheureusement, ce type d'approche nécessite un consensus entre les fabricants et la formalisation de protocoles qui garantissent la compatibilité entre les "Blocks" du puzzle. Les premiers pas dans ce sens sont alors présentés dans [Bor03] et [Mou08]. Bien que cette approche soit très séduisante, elle n'a pas énormément évolué ces dernières années et semble même sortir des axes majeurs mis en avant en électronique de puissance. Nous présentons en tout cas ici deux exemples de PEBB appliqués à la moyenne et grande puissance.

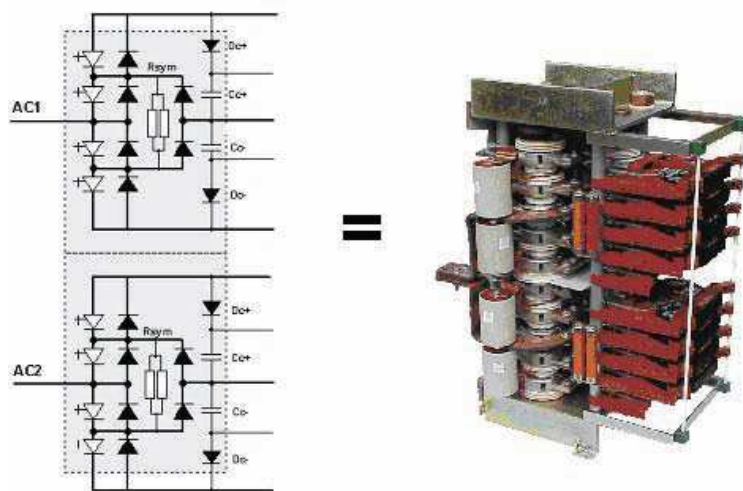


Figure II-4 : 9 MVA Powerstack (IGCT PEBB) [Eri05]

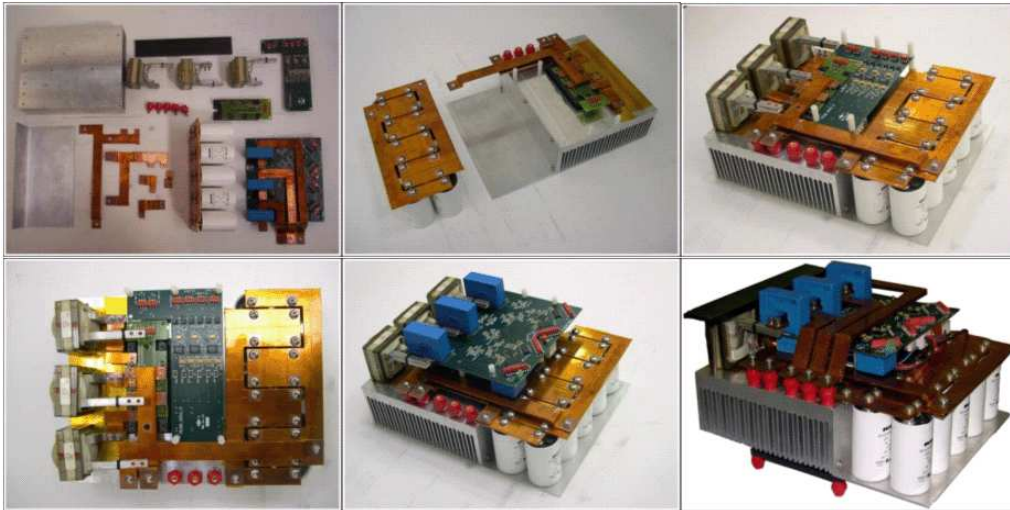


Figure II-5 : Assemblage d'une prototype PEBB à base tension [Sol06]

Ces approches (IPEM et PEBB) souffrent vis-à-vis de nos objectifs d'une trop faible modularité. En effet, à performances électriques identiques, les briques technologiques actives et passives dépendent encore d'autres critères tels que la fréquence de découpage, le mode de contrôle commande, les dynamiques d'asservissement attendues, la température de l'ambient et l'inertie thermique. Le fait que la structure ne soit pas totalement assemblée pour offrir un produit clés en mains rend donc l'approche fortement dépendante de la structuration des briques entre elles. De fait, cette approche est restée très marginale dans les domaines de l'électronique de puissance et il est encore difficile aujourd'hui de trouver dans les catalogues des fabricants, la brique fonctionnelle Active ou Passive IPEM, ou encore de voir une partie l'ensemble du "puzzle" issue d'un découpage PEBB.

II.3.3.L'état de l'art - La recherche de généricité et de modularité :

Ces dernières années et principalement sous l'impulsion de nouvelles applications liées aux nouvelles sources d'énergie électriques dites non conventionnelles, une nouvelle approche modulaire est apparue en électronique de puissance. Comme nous venons de le dire, cette évolution est fortement liée à l'application visée selon les sources d'énergie de type pile à combustible (PAC) ou Photovoltaïque. Ces sources d'énergie se présentent elles-mêmes sous formes d'associations en séries et ou en parallèles de sources de plus petits calibres et présentent en conséquence un caractère modulaire sur lequel l'électronique de puissance peut naturellement s'implanter. Pour les applications solaires par exemple, on peut imaginer associer un convertisseur par panneau photovoltaïque. Ensuite, en fonction de la taille de la source de production photovoltaïque à concevoir, on ajoute autant de convertisseurs qu'il y

aura de panneaux dans l'installation. Pour illustrer cette image, nous avons dans la figure ci-dessous le schéma d'une installation photovoltaïque raccordée au réseau électrique :

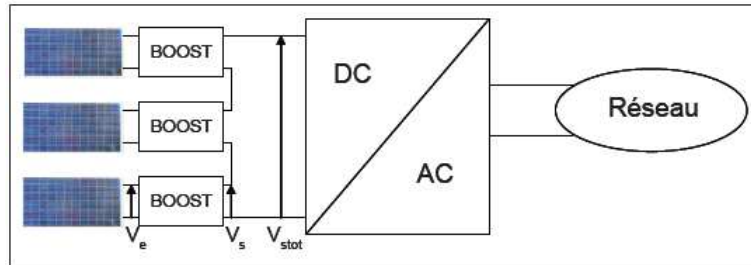


Figure II-6 : Schéma d'une installation photovoltaïque raccordée au réseau électrique [Vig08]

Dans cette illustration, le choix de la mise en série des modules « panneau PV – convertisseur » est tout à fait naturel pour augmenter la tension de l'ensemble. Pour cette configuration, le convertisseur Boost est choisi comme convertisseur modulaire. Dans une autre configuration (Figure II-7), nous trouverons la mise en parallèle des modules « panneau PV – convertisseur » mais dans ce cas c'est un convertisseur Buck qui est implanté pour chaque module.

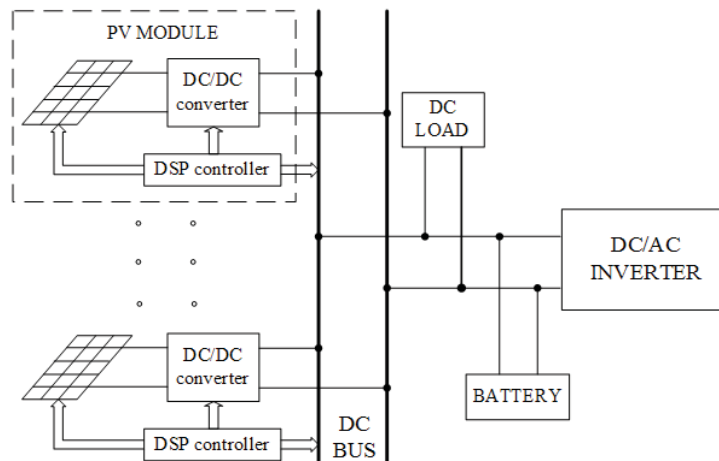


Figure II-7 : Mise en parallèle des modules « panneau PV – convertisseur » [Wei09]

Les choses sont identiques pour les sources d'énergie de type PAC. Nous trouvons la même approche de modularité dans [Vie06] et [Pal09]. En effet, l'auteur de [Vie06] a tiré quelques conclusions sur la possibilité de modularité en comparant différentes configurations. Selon

lui, la conception modulaire semble présenter moins d'intérêts pour la gamme de puissance au dessus de 100kW. De plus, si l'on souhaite fractionner les convertisseurs, la mise en série est préférable à la mise en parallèle car celle-ci nécessite un dimensionnement pour chaque niveau de puissance. En revanche, la mise en parallèle autorise la notion de gamme mais se fait au détriment du rendement de l'ensemble.

Malgré les conclusions précédentes, l'approche de modularité semble ici très naturelle et s'impose pour une mise en œuvre simple de modules dits prêt à installer. Par ailleurs, chaque panneau photovoltaïque autonome (ou un stack dans une PAC) rend l'association plus simple et plus efficace sans risque de mauvaise répartition du courant et de la tension au niveau du convertisseur. En contre partie, dans le cas de défaillances d'un des éléments, l'association en série et ou en parallèle des convertisseurs peut être mise en défaut. Dans cette situation, la mise en parallèle semble moins critique que celle en série du fait du mode de défaut des éléments assemblés par les techniques types wedge bonding. Pour assurer la fiabilité de l'ensemble du système, le mode by-pass et le dimensionnement de chaque convertisseur doivent donc être prévus en tenant compte du mode de défaillance comme présenté sur la figure ci-dessous avec l'exemple d'une PAC à trois modules pouvant fonctionner en marche dégradée. De fait, on retrouve ici de nouveau une problématique proche de la notre.

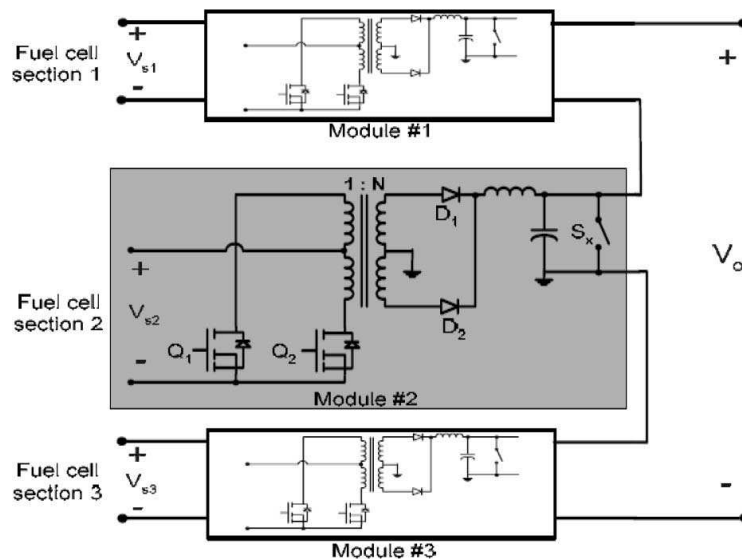


Figure II-8 : Proposition du convertisseur modulaire pour PAC [Pal09]

Derrière cette approche qui consiste à associer à chaque source, toutes identiques entre elles, un convertisseur, également tous identiques entre eux, on retrouve bien le caractère générique

que nous recherchons. Cependant, cette généricité n'est pas encore complètement effective et les spécificités et donc la conception de chaque module dépendent encore de l'application finale. Enfin, au niveau de l'assemblage et des associations entre convertisseurs entre eux, on retrouve certains des objectifs et problématiques énoncés au début de ce chapitre mais pas toujours car les sources pouvant être individuelles, les aspects équilibrage n'ont pas toujours être considérés. En effet, les associations mises en œuvre dans ces cas sont moins critiques puisque que les convertisseurs en série en sortie sont alimentés par des sources indépendantes. En réalité, les types d'association entre convertisseurs sont plus variés et peuvent être désignés par leur acronymes en anglais : PIPO (parallel input – parallel output), PISO (parallel input – series output), SIPO (series input – parallel output) et SISO (series input – series output).

En fonction du type de liens, série ou parallèle, en entrée ou en sortie, le problème de déséquilibre peu devenir plus important et traité prioritairement par certains auteurs [Gir04] [Gir06] [Sir07] et [Lin07]. Ces études sur des systèmes modulaires traitent des problématiques de régulation et d'équilibrage et proposent une expertise importante en fonction des types de connexion. Par exemple, nous pouvons trouver les méthodes de régulation en courant et/ou en tension pour tous assemblages dans [Sir07] et [Gir04] dont une illustration d'un réseau PISO est présentée dans la Figure II-9.

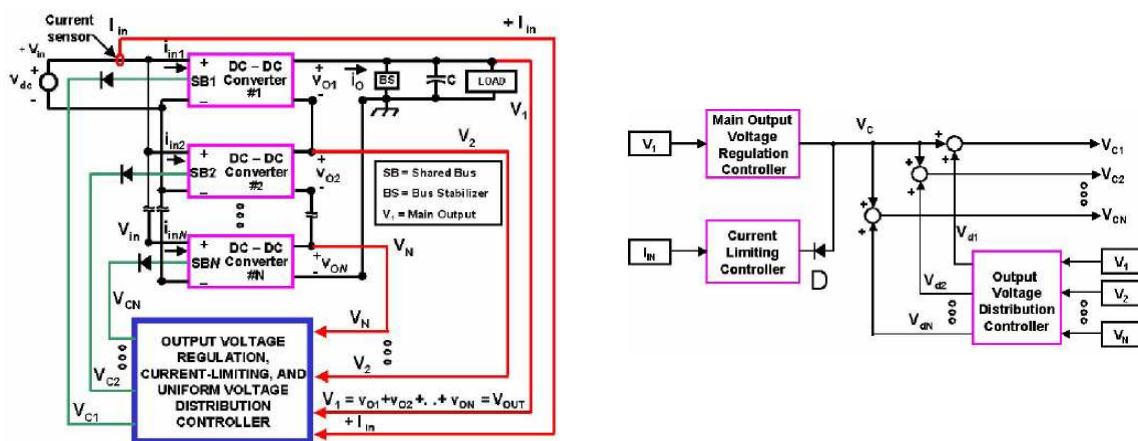


Figure II-9 : Exemple d'un réseau de N convertisseurs en association PISO (gauche) et son système de contrôle commande

L'effort de conception d'une fonction de conversion est alors réduit à un jeu de « LEGO » et les difficultés sont alors reportées sur le système de régulation qui reste complexe et d'un

coût, a priori, important. En conséquence, l'utilisation de ces solutions reste encore modeste dans le monde de l'électronique de puissance. Pourtant, les études présentées dans [Gir06] et [Lin07] ouvrent des portes plus prometteuses sur la possibilité d'une commande beaucoup plus simple pour cette approche. Dans [Gir06] notamment, l'équilibrage du réseau (sauf le SISO) peut être maintenu en assurant le même rapport cyclique pour tous les convertisseurs tel que présenté sur la Figure II-10. De plus, les auteurs dans [Lin07] a montré que le réseau SIPO peut bien fonctionner avec la commande entrelacée et profiter des avantages de l'entrelacement. De fait, il reste encore beaucoup d'investigations à faire pour la simplification et la fiabilisation de cette approche.

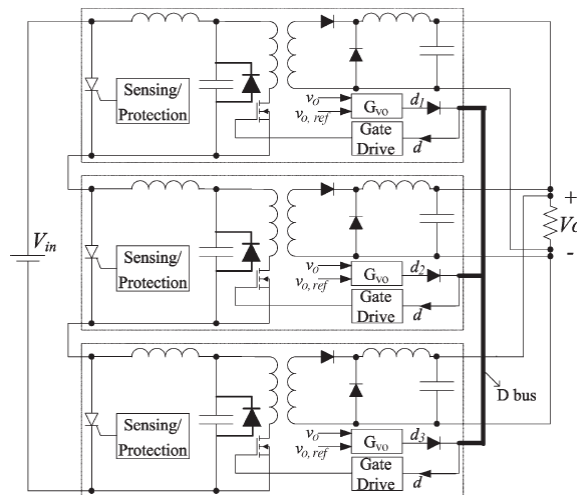


Figure II-10 : Réseau SIPO avec la commande du rapport cyclique commun

Nous venons de dresser un aperçu rapide de l'état de l'art des études, a priori, proches de nos préoccupations. Après avoir énoncé en début de chapitre nos objectifs dans ce domaine, nous allons maintenant développer l'approche que nous avons initiée au G2ELab depuis quelques années et qui constitue les grandes lignes dans ce travail de thèse.

II.4.Approche modulaire défendue par le G2ELab – R μ C :

Notre approche consiste en l'idée que des cellules élémentaires, toutes identiques et fabriquées collectivement en grand nombre, peuvent ensuite être associées en grand nombre pour réaliser n'importe quelles fonctions de conversion DC-DC d'électronique de puissance. Cette unique cellule (puisque toutes identiques), doit réaliser une fonction de conversion DC-DC complète, c'est-à-dire qui inclue tout l'environnement d'un convertisseur classique, notamment les

filtres d'entrée et de sortie, le découpage des grandeurs électriques, l'alimentation de la commande, les fonctions de protection, le refroidissement,...

De plus, à l'image de l'électronique et des Amplificateurs Opérationnels (AOp), les cellules élémentaires au sein d'une structure de conversion se doivent d'être opérationnelles et versatiles, c'est-à-dire d'utilisation simple et sans surcoût de conception, soit des COp (Convertisseurs Opérationnels). La structure de conversion élémentaire DC-DC du COp doit alors permettre tous type de liens série et parallèle en entrée et en sortie et donc comporter une isolation galvanique. L'intégration d'un transformateur est alors une condition nécessaire pour rendre générique et versatile la cellule élémentaire et faire émerger la notion de Convertisseur Opérationnel.

Voici donc notre point de départ, sur lequel se greffent les diverses réflexions présentées précédemment. Nous devons donc concevoir le COp générique et versatile qui répondent aux défis liés à la mise en réseau.

II.4.1. La cellule élémentaire ou le COp :

II.4.1.a) Aspects topologiques et fonctionnels :

Comme spécifié à l'instant, la cellule élémentaire et donc le COp, à l'image de l'AOp en électronique analogique, doit offrir une fonction de conversion complète et versatile. Toutefois, il faut distinguer la fonction de base offerte par le COp, de celle émulée par le réseau. Nous avons donc fait le choix de reporter certaines fonctionnalités au niveau de l'association entre COp pour limiter leur gamme de fonctionnement et donc de dimensionnement. Par exemple, nous pensons que la fonction d'élévation de tension est plus simple à mettre en œuvre via le réseau et une structure de type PISO (Parallel Input – Series Output). De même, une fonction abaisseuse peut être mise en œuvre par une structure SIPO. En conséquence, la cellule élémentaire devra principalement permettre un contrôle de la puissance à transférer et une régulation des grandeurs électriques sans mettre l'accent sur le rapport de conversion en tant que tel.

A partir de ces considérations, nous devons définir maintenant la structure d'électronique de puissance de notre COp. Puisque l'intégration des composants actifs ne semble pas être la difficulté technique et technologique la plus importante, nous optons pour une structure de conversion isolée par un transformateur et l'utilisant au mieux [Del09]. Pour cela, le

convertisseur DC-DC en pont complet côté onduleur et côté redresseur est le plus adapté. La structure complète est donc celle décrite dans la Figure II-11 ci-dessous.

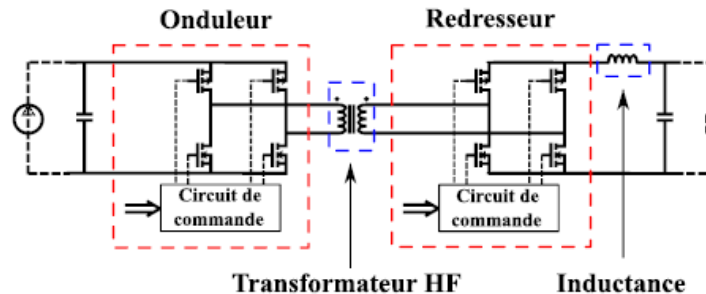


Figure II-11 : Structure de la cellule élémentaire [Del09]

L'onduleur et le redresseur peuvent être monolithiquement intégrés et des travaux complémentaires ont démontré cela de manière satisfaisante [Del09]. Des structures en pont complet réalisées en technologies CMOS peuvent ainsi offrir de hauts rendements et ce, à des fréquences de découpage importantes, côté onduleur et côté redresseur synchrone. Pour ce faire, les bras CMOS sont optimisés et une attention particulière est portée sur la gestion des ordres de commutation. Les degrés de liberté offerts par la forte intégration des composants actifs permettent alors d'envisager de nouvelles solutions pour intégrer les composants passifs.

II.4.1.b) Aspects dimensionnements :

Du point de vue de la cellule élémentaire, les spécifications en terme de tension, courant et en conséquence de puissance, sont complètement indépendantes du cahier des charges de l'application. Pour une conversion DC-DC 400V – 48V de 1kW par exemple, une multitude de choix se présente, notamment sous forme d'un réseau de type SIPO de COp de rapport de conversion unitaire. La puissance à transférer pour un COp est alors une fonction de n, le nombre de COp et de la puissance globale à transférer, soit par exemple 100 COp de 10W, 50 COp de 20W, ... La plus forte tension appliquée sur le COp dépend alors du type de réseau, soit pour l'exemple 48V en sortie pour un réseau SIPO. Cette tension détermine alors la technologie de semi-conducteurs à mettre en œuvre. Dans cet exemple, des MOSFETs de 30V ne peuvent pas être retenus et ce sont des MOSFETs de 100V surdimensionnés qui seront choisis. Au regard de notre démarche, c'est à l'inverse le choix d'une technologie et des conditions de son utilisation optimale que dépendront les tensions à appliquer aux COp et en

conséquence le type de réseau. Dans ce sens, les tensions appliquées en entrée et donc sur les interrupteurs de l'onduleur et celles en sortie sur les interrupteurs du redresseur seront choisies identiques de manière à intégrer au sein du COp une technologie de MOSFET unique. De plus, l'intégration des composants actifs du COp nous amène à définir cette tension inférieure aux tensions maximales de grille de manière à utiliser le bus DC de puissance pour alimenter le circuit de commande. Cette spécificité nous permet alors de pousser l'intégration des composants actifs et de tendre vers l'objectif de composants unifiés sur une seule puce. Dans notre étude et pour le démonstrateur présenté ultérieurement, la tension du COp est de 10V en entrée et en sortie. Ce choix n'est pas définitif et résulte d'un choix technologique dont les implications, notamment en terme de rendement de conversion devront être quantifiées. Toutefois, ce choix s'appuie sur plusieurs études antérieures réalisées au laboratoire. En effet, dans [Bog03], des rendements de l'ordre de 90% ont pu être atteint pour un convertisseur basse tension. Par ailleurs, nos premières études et nos premiers démonstrateurs ont été conduits sur la base de technologies et de composants discret avec les calibres en tension de 12 à 15V nominal. Cette gamme de tension devrait nous permettre d'atteindre nos objectifs sans difficulté technologique majeure, et sans problème d'approvisionnement et de mise en œuvre.

Si la tension d'alimentation (et donc de sortie) des COp est fixée et si son calibre en courant nominal est défini à la suite d'un dimensionnement performant, alors le nombre de COp et le type de réseau à mettre en œuvre résultent encore d'un compromis. Les différents cas de figure peuvent être représentés graphiquement comme présenté Figure II-12.

Le COp est alors représenté par un parallélépipède rectangle dont les côtés suivant x,y et z sont respectivement $V_{\text{entrée}}$, V_{sortie} et P. La fonction de conversion globale à réaliser par le réseau est alors délimitée de la même manière par $V_{\text{entrée}}$, V_{sortie} et P. Le type de réseau est alors représenté selon les règles suivantes. Un empilement de COp suivant l'axe x ($V_{\text{entrée}}$) signifie une mise en série en entrée et un empilement perpendiculairement à cet axe, soit suivant y (V_{sortie}), soit suivant z (P), correspond à une mise en parallèle. De la même manière, un empilement suivant l'axe y (V_{sortie}) signifie une mise en série en sortie et un empilement perpendiculairement à ces deux axes, soit suivant z (P), correspond à une mise en parallèle.

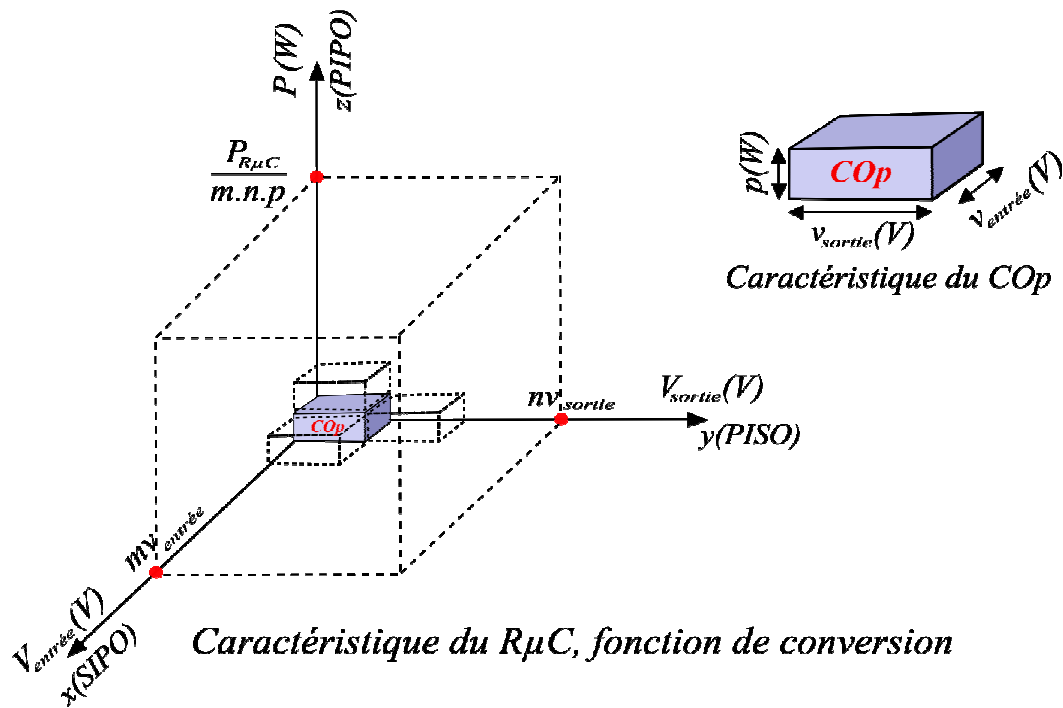


Figure II-12 : Caractéristique du R μ C, fonction de conversion

Pour garder les spécificités du COp indépendantes de l'application, nous retenons ces configurations où la puissance nominale du COp constitue un pas de quantification supplémentaire. Pour notre démonstrateur, nous fixons à 10W la puissance nominale du COp. Dans cette idée, le nombre de COp peut alors être très important en fonction du cahier des charges de l'application et constitue, au même titre que le rendement en fonction de $V_{\text{entrée}}$, un point que nous devons légitimer. Pour cela, plusieurs démonstrateurs ont pu être mis en œuvre et leur fonctionnement et caractéristiques seront détaillés dans le chapitre IV.

II.4.2. Le réseau ou la mise en œuvre des COp :

Comme nous l'avons énoncé plus haut, c'est dans la mise en œuvre du réseau que réside l'un de grands défis ainsi qu'une bonne partie des problématiques associées. Pour offrir un maximum de liberté au niveau de la conception et de la réalisation de la cellule élémentaire, le réseau devra être le trait d'union, sans contrainte majeure, entre la cellule et l'application finale. De fait, les choix conceptuels concernant ce volet sont importants et nous les avons divisés en plusieurs sous parties ci-après.

II.4.2.a) Le contrôle commande de l'ensemble :

Le type de contrôle commande d'un système complexe est souvent difficile à définir. Il existe un nombre important de solutions envisageables depuis des solutions centralisées pilotant

l'ensemble des éléments du système jusqu'à une gestion individuelle et autonome, en passant par une gestion commune et partagée ou de proche en proche. Comme nous l'avons dit, il apparaît clairement qu'il serait dommageable de piloter de manière strictement identiques toutes ces cellules sans chercher à tirer profits des opportunités offertes par la structure. De plus, les répartitions des courants et tensions aux bornes de chacun des convertisseurs élémentaires devront être garanties. Enfin, nous savons que le pilotage de convertisseurs s'appuie sur des mesures et l'expédition d'ordres de commande qui doivent s'adapter aux différences de potentiel pouvant exister au sein du système. Dans une matrice de convertisseurs, cette tâche et les contraintes d'adaptation de potentiel sont loin d'être négligeables. Pour autant, nous touchons ici un point conceptuel majeur, pouvant conduire à l'échec comme aux bénéfiques.

L'état de l'art en la matière est encore assez réduit même si nous pouvons citer plusieurs choses :

- La commande aléatoire d'un convertisseur [Wan02] [Dou09]
- L'approche monolithique et modulaire sur la commande [Zha07]
- L'approche 3Dphi [3Dphi]
- La commande aléatoire développée au sein du laboratoire [Gan07]
- La commande aléatoire développée au cours de ce travail de thèse que nous allons détailler au-dessous

L'élaboration de lois de commandes spécifiques pour le contrôle d'un réseau de convertisseurs ne constitue pas notre cœur de métier. Malgré tout, ce point est incontournable vis-à-vis de nos objectifs et nous devons donc proposer des lois de commande adaptées pour poursuivre plus avant et démontrer la validité de notre démarche.

❖ *Lois de commande :*

Compte tenu du nombre de COp qui peut, a priori, être relativement grand suivant l'application, nous pensons qu'une commande centralisée qui reçoit et envoie des ordres spécifiques pour chaque convertisseur ne peut pas être viable, des points de vue fonctionnels et matériels, et ce compte tenu des adaptations de potentiel requises. Pour tenter de ne pas trop complexifier le lien entre les COp voisins, nous avons donc opté pour une mise en œuvre partiellement décentralisée de la commande. Le schéma bloc fonctionnel présenté dans la Figure II-13 nous montre les grandes lignes.

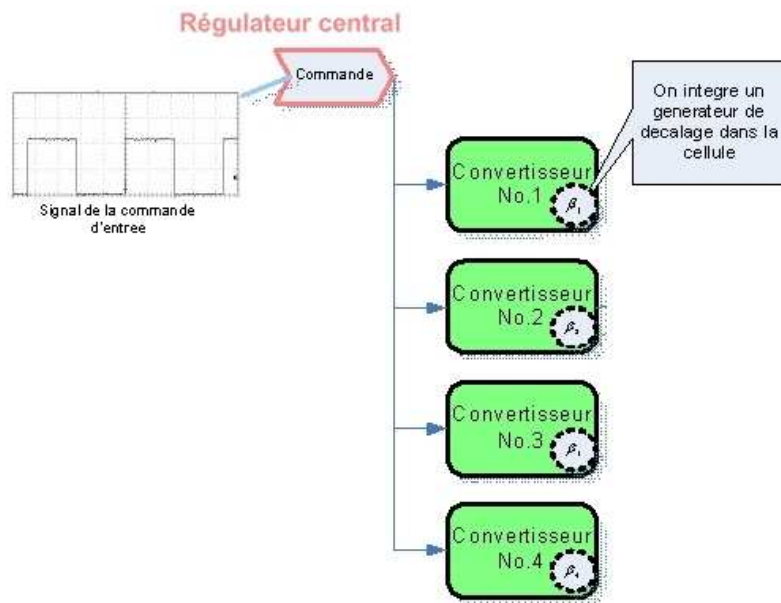


Figure II-13 : Schéma bloc fonctionnel de la commande

Une régulation centralisée permet de faire la régulation de la fonction de conversion au niveau global. Cette régulation permet d'asservir le flux de puissance, commun à toutes les cellules, que celles-ci doivent faire transiter pour réguler les grandeurs électriques en sortie du convertisseur. Par conséquent, un ordre commun et identique est envoyé à toutes les cellules rendant la mise en œuvre plus simple. Ensuite, chaque cellule travaille en local pour assurer le transfert de la puissance au niveau désiré. Pour tirer profit de l'existence d'un grand nombre de COp, les commandes sont rendues indépendantes localement par l'ajout d'un paramètre aléatoire. En effet, même si tous les COp reçoivent un même ordre, c'est-à-dire un même rapport cyclique, le décalage de ces commandes peut-être modifié localement. Compte tenu du grand nombre de COp, non connu, a priori, ce décalage est généré aléatoirement par l'électronique embarquée des COp. Cet ajout de décalage aléatoire, lié a grand nombre nous permet de tirer parti d'un effet « d'entrelacement » comme illustré dans la Figure II-14.

L'élaboration des lois de commande nécessite alors de définir la manière dont ces décalages aléatoires seront générés. Au cours de la thèse, plusieurs solutions ont été successivement retenues et implémentées dans un FPGA pour parvenir aux tests expérimentaux présentés dans le chapitre IV. Nous allons donc décrire ces différentes solutions et nous détaillerons les contraintes et difficultés de fonctionnement qui nous ont guidés pour l'amélioration de ces lois de commande. Dans ce qui suit, nous nous focaliserons sur les ordres de commande associés à un bras d'onduleur. L'onduleur est alors commandé en décalage de phase et les

ordres de commande relatifs aux différents interrupteurs seront alors détaillés suivant deux topologies distinctes.

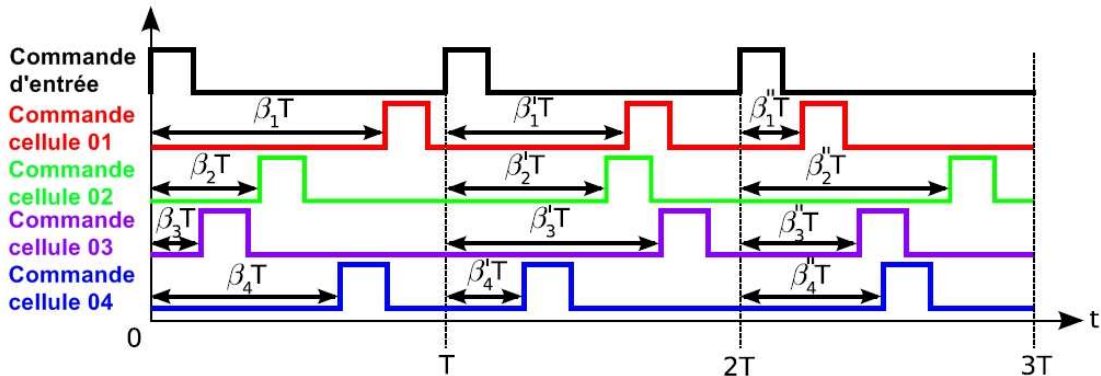


Figure II-14 : Chronogramme de l'évolution des signaux de commande

Lors du démarrage de cette étude (thèse CNAM de G. Souchet et stage M2 de Y. Ganey), la génération aléatoire des ordres de commande a été mise en œuvre dans un CPLD. L'ordre commun à tous les COp constitue alors un signal de synchronisation et permet de transmettre une même information de rapport cyclique α à chaque COp. A l'aide de cette synchronisation, un signal de rapport cyclique $\frac{1}{2}$ est généré sur chacun des bras. Le rapport cyclique désiré correspond alors au déphasage entre les deux bras de l'onduleur. C'est la commande dite à décalage de phase. Les commutations des bras peuvent ensuite être décalées d'un angle β généré aléatoirement. Ce signal de rapport cyclique $\frac{1}{2}$ décalé constitue alors l'ordre de commande d'un des bras de l'onduleur. Pour le second bras d'onduleur, un signal identique de rapport cyclique $\frac{1}{2}$ décalé d'un angle α par rapport au précédent est généré (Figure II-15).

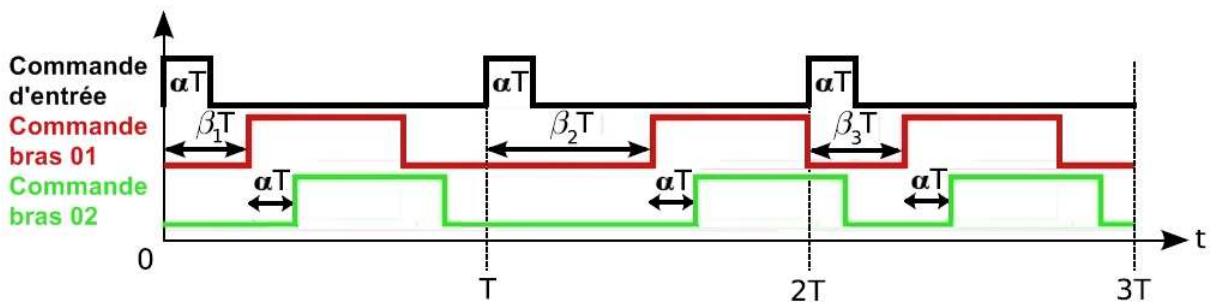


Figure II-15 : Génération de la commande aléatoire dans le CPLD

Les valeurs aléatoires de β sont alors comprises entre 0 et 2π et permettent de créer l'équivalent d'un entrelacement aléatoire sur une période de découpage. Les valeurs de β sont alors

généralisées à chaque période de découpage. Dans ce cas, un fonctionnement extrême, lié à ces décalages aléatoires peut survenir. En effet, si d'une période à la suivante, la valeur de β passe de π à 2π alors la tension en sortie de l'onduleur et donc aux bornes du transformateur présente un créneau de largeur $2 \times \alpha T$. (Figure II-16) La fréquence équivalente vue par le transformateur est alors divisée par deux et celui-ci doit être surdimensionné par éliminer tout risque de saturation. En conséquence, la manière de générer les décalages a du être modifié. Pour éviter le surdimensionnement du transformateur, nous devons donc veiller à ce que les alternances négative et positive se succèdent en permanence et ce, quelque soit les valeurs de décalages.

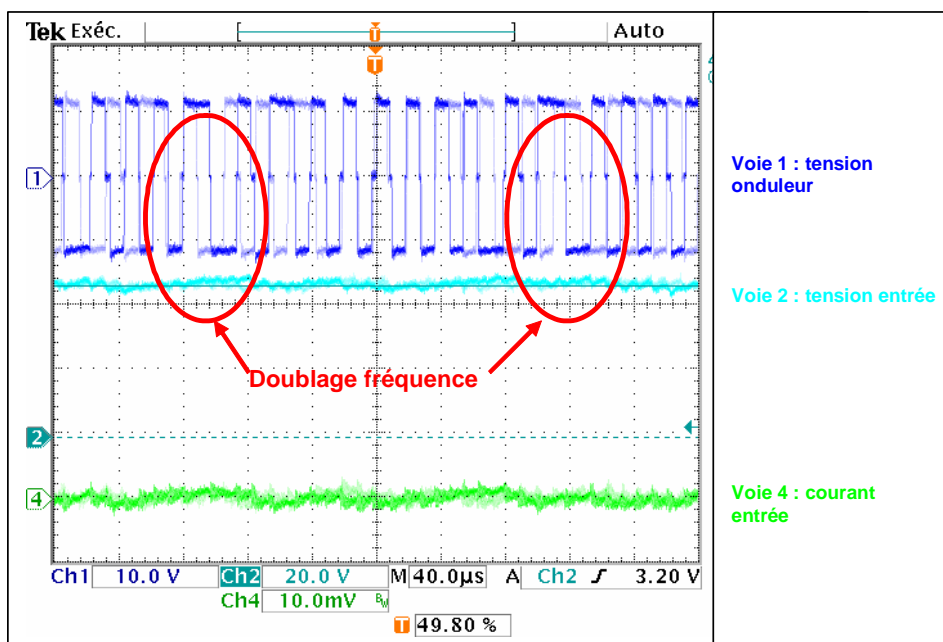


Figure II-16 : Problème lié au surdimensionnement du transformateur [Sou07]

Les valeurs de décalage doivent alors être bornées à la demi période soit comprises entre 0 et π . Cependant, cette solution ne paraît pas viable pour les sommes $(\alpha + \beta)$ supérieure à $\frac{1}{2}$ puisque dans ce cas, l'alternance positive peut être tronquée à la fin de la période. Dans ce cas, la valeur moyenne de la tension aux bornes du transformateur est susceptible de fluctuer en fonction des valeurs de β et impose alors pour le transformateur, soit un surdimensionnement, soit l'ajout d'une fonction de régulation de la tension moyenne à ses bornes. Compte tenu de cette double contrainte pour le transformateur, nous devons donc imposer, pour notre loi de commande, que les alternances positives et négatives se succèdent et soient de largeurs égales.

Pour répondre à ces contraintes, nous bornons alors les valeurs de β entre 0 et $(1-\alpha)T$. Cette solution a pu être mise en œuvre dans les CPLD lors du stage de Y. Ganev [Gan07] et est décrite ci-dessous.

❖ *Commande aléatoire à 2 états :*

L'élaboration des commandes de bras est présentée dans la Figure II-17 ci-dessous.

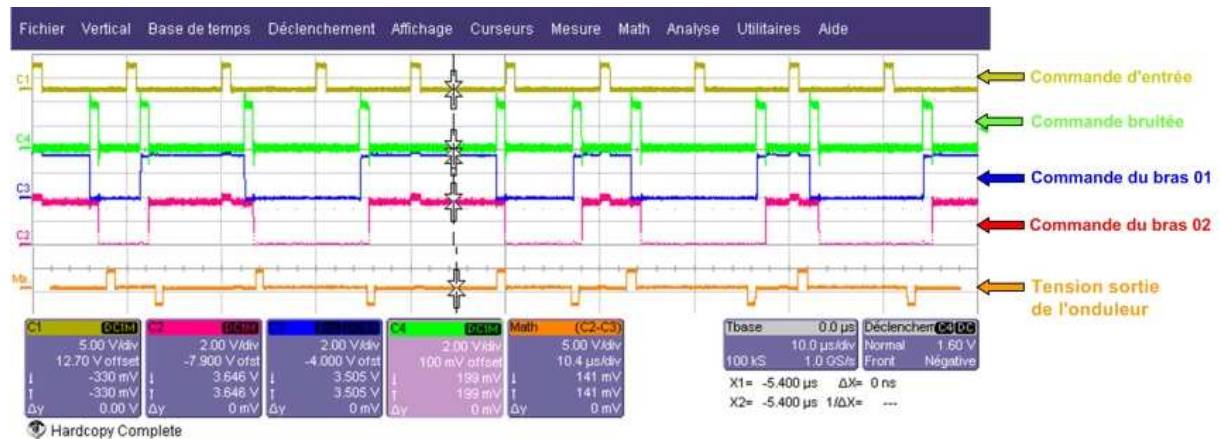


Figure II-17 : Essai fonctionnel de la commande aléatoire au rapport cyclique $\alpha = 0,2$ [Gan07]

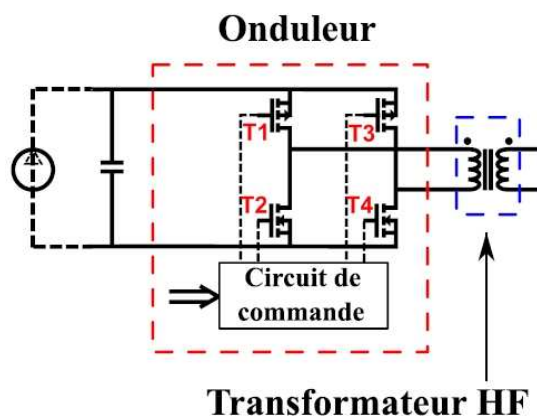


Figure II-18 : Schéma de l'onduleur

Dans cette illustration, de haut en bas, le premier signal est la commande d'entrée envoyée par le régulateur central. Ensuite, le générateur de décalage dans chaque commande locale fabrique lui-même la commande bruitée de façon que les signaux balayent la période de la commande d'entrée. Les commandes de bras sont générées à partir de cette commande bruitée, l'une se déclenche au front montant et l'autre se déclenche au front descendant. La commande du bras 01 contrôle le bras de T1 et T2 ; de façon complémentaire, la commande

du bras 02 contrôle le bras de T3 et T4 (Figure II-18). La différence des deux signaux nous donne l'image de la tension sortie de l'onduleur. La notion de « 2 états » signifie ici l'état du bras de l'onduleur (l'état complémentaires de deux interrupteurs). Comme nous le voyons, la commande à 2 états impose le court-circuit à l'onduleur pendant $(1-\alpha)T$ (soit T1 et T3 sont conduits, soit T2 et T4 sont conduits).

Pour cette solution, les valeurs de décalage dépendent donc du rapport cyclique. Pour de faibles rapports cycliques, cette contrainte est peu influente et les alternances positives et négatives sont susceptibles de se décaler sur la quasi intégralité des demi périodes (Figure II-19). L'effet de moyennage lié au grand nombre est alors important. La moyenne sur le nombre de COp des tensions primaires des transformateurs tend vers une forme d'onde de type créneau. Ce moyennage des tensions primaires joue alors un rôle important vis-à-vis des solutions de couplage magnétique mises en œuvre et explicité dans le chapitre III.

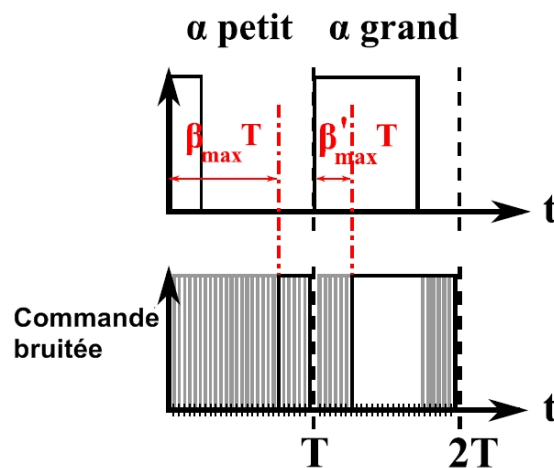


Figure II-19 : Décalages possibles en fonction du rapport cyclique

Vis-à-vis de cette nouvelle contrainte de fonctionnement liée à la mise en œuvre de couplages magnétiques entre COp, une nouvelle solution est proposée. En effet, pour garantir une moyenne sur le nombre de COp des tensions primaires en forme de créneau, les valeurs de décalages ne doivent plus dépendre du rapport cyclique. Pour cela, nous choisissons de générer des valeurs de β comprises entre 0 et π . Par rapport aux solutions précédentes, et pour des valeurs de β supérieures à $(1-\alpha)T$, le créneau de largeur αT est scindé en deux : un créneau de largeur $(1-\beta)T$ à la fin de la demi période et un créneau de largeur $(\beta+\alpha-1)T$ comme indiqué sur la Figure II-20.

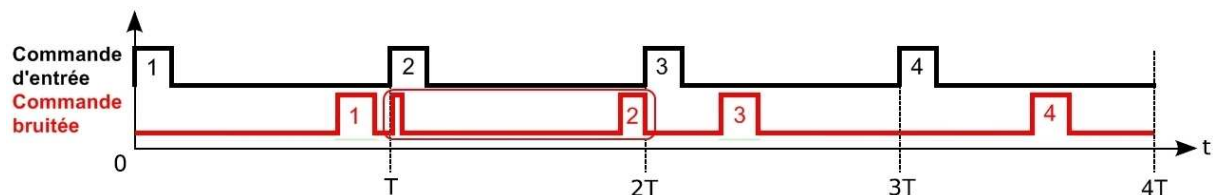


Figure II-20 : Nouvelle commande bruitée

Ce type de solution présente en conséquence un inconvénient certain en terme de nombre de commutations des interrupteurs sur une période. En effet, dans le cas décrit précédemment, le nombre de commutations peut être doublé. L'effet de cette loi de commande sur le rendement devra donc être évalué expérimentalement.

❖ *Commande aléatoire à 3 états :*

Le développement d'une solution qui met en œuvre les couplages magnétiques entre COp au niveau du transformateur et donc sur la composante AC du signal de puissance transmis du primaire au secondaire et la recherche du rendement le plus important nous ont mené à modifier la topologie de l'onduleur. En effet, pour une commande en décalage de phase classique, l'onduleur se retrouve en court-circuit vis-à-vis du transformateur pendant un temps égal à $(1-\alpha)T$. Ces phases peuvent alors correspondre à des courants de fortes valeurs dans les interrupteurs, notamment lorsque les couplages magnétiques entre COp sont présents. Pour répondre à cette nouvelle problématique, une nouvelle stratégie de commande d'onduleur présenté sur la Figure II-21 est retenue et permet un fonctionnement dit à 3 états des bras de l'onduleur. Les 3 états sont alors relatifs aux situations suivantes : T1 et T4 sont fermés ; tous les interrupteurs sont ouverts ; et T2 et T3 sont fermés. L'avantage de cette commande réside également dans la suppression des courts-circuits de bras et élimine en conséquence la gestion de temps morts pour l'onduleur.

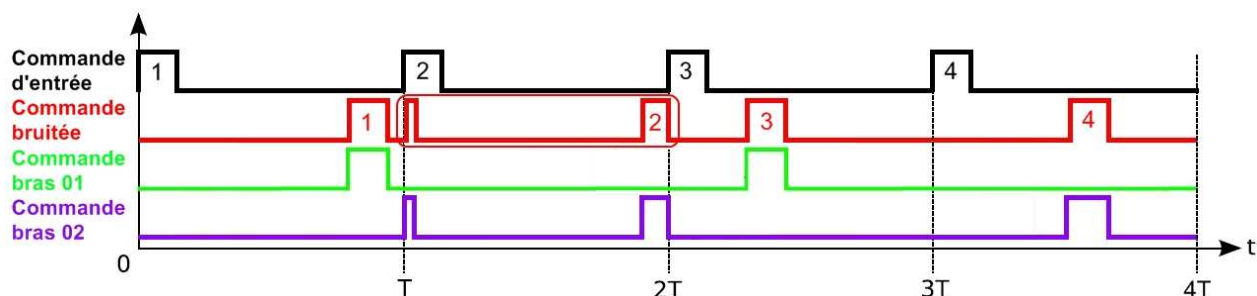
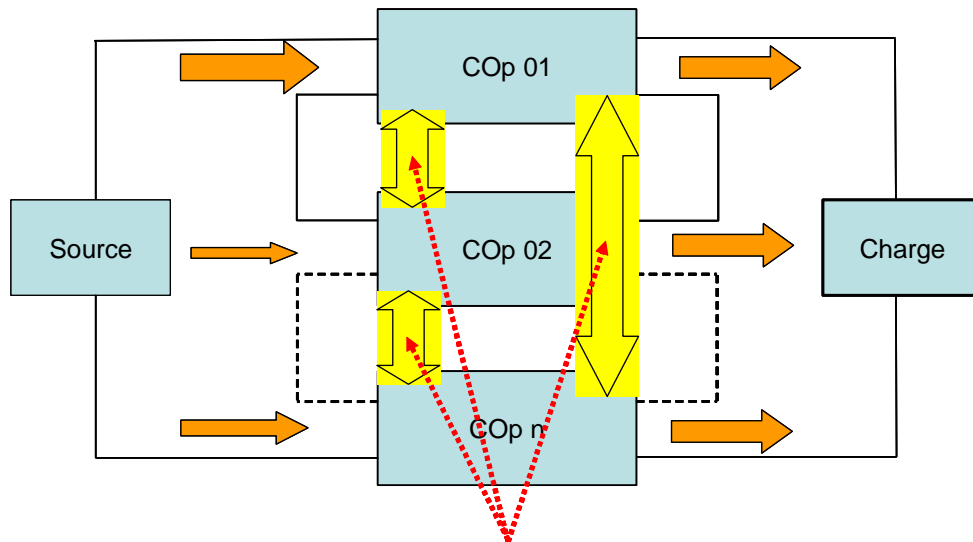


Figure II-21 : Commande aléatoire à 3 états

II.4.2.b) Les couplages entre cellules :

La mise en œuvre d'un réseau permet de séparer d'un point de vue conception, le COp, de la fonction de conversion dictée par l'application. Cette structuration repose sur le découpage entre sous-ensemble (COp) et ensemble (application) et donc sur des interactions entre sous-ensembles qui ne dépendent, a fortiori, pas du type de réseau et du nombre de COp. En effet, les couplages entre sous-ensembles ne doivent pas dépendre du nombre de COp sous peine de rendre leur dimensionnement fonction de l'application et donc dévolue à l'étude systématique.

Une voie de recherche consiste alors à diminuer ces couplages entre cellules. Les solutions de blindage par exemple permettent de réduire les couplages électromagnétiques. Ces solutions sont par contre coûteuses et n'éliminent pas les couplages liés aux interconnexions électriques. Dans ce contexte, un effort particulier est à conduire à l'échelle des DPS (Distributed Power Systems) et la littérature relate certains problèmes que nous ne devons pas ignorer [Gon05]. Cependant, nous n'avons pas souhaité nous engager profondément dans ce sens. En effet, nous pensons que les couplages entre cellules peuvent converger vers quelques choses de positif, un peu à l'image de ceux entre cellules MOS dans un composant de puissance. Notre démarche consiste donc à tenter de favoriser les couplages, qu'ils soient de type thermique ou électromagnétique. Des couplages thermiques entre cellules par exemple, peuvent permettre d'homogénéiser, de proches en proches, les températures des cellules élémentaires et donc indirectement les points de fonctionnement de chaque cellule et avoir un effet positif sur l'équilibrage entre cellules. Dans la même façon, via un couplage électromagnétique entre composants bobinés, nous pensons pouvoir profiter du grand nombre de cellules. Ce point fera d'ailleurs l'objet d'un développement spécifique dans le prochain chapitre de la thèse. Cette approche ressemble à celle développée dans le cadre de l'ANR 3DPhi et présentée dans les articles [For09] et [Lab09]. D'autres types de couplages pourront être envisagés entre cellules par exemple via des échanges d'informations et de données de proches en proches pour éviter de faire exploser la connectique de l'ensemble. Ces échanges d'information permettraient d'accroître, via l'électronique de commande, les couplages entre cellules. Globalement, nous pouvons illustrer les couplages à envisager entre cellules au sein d'un réseau par la figure suivante dans laquelle apparaissent les couplages possibles entre cellules (information, électrique, thermique, électromagnétique, mécanique).



Echange entre COps : Infos, électrique, électromagnétique, thermique, mécanique...

Figure II-22 : Illustration des couplages dans le réseau

II.4.2.c) Assemblage physique (mécanique et électrique) :

L'assemblage entre cellules est critique pour une mise en œuvre simple et fiable. Un travail est actuellement en cours au laboratoire en ce sens, avec des actions lancées autour du packaging et des interconnexions de puissance [Vag08]. Ces travaux montrent que le packaging de la cellule est important pour elle-même mais aussi que celui-ci doit tenir compte que les cellules auront des liens mécaniques, électriques et également éventuellement thermiques et électromagnétiques. De fait, même si à ce stade des travaux nous ne sommes pas capables de fournir une cellule intégrée présentant cet éventail de fonctionnalités aux niveaux packaging et interconnexions, nous pensons qu'un travail important est à conduire en ce sens. Par exemple, la prise de contact vissée semble totalement non envisageable compte tenu du nombre de cellules à mettre en œuvre au sein d'un réseau. Nos travaux montrent déjà que des solutions d'assemblage basées sur le contact pressé pourraient tout à fait convenir [Vag09]. En effet, un contact électrique de qualité peut rapidement être obtenu avec des surfaces de contact relativement faibles. Reste ensuite à voir comment assembler mécaniquement les éléments pour offrir la pression nécessaire au bon contact (inférieure au mOhm/cm^2 pour 500N de force). Vraisemblablement, cette approche est une solution possible permettant de ne pas passer par la soudure qui conduirait inévitablement à des problèmes de fiabilité. Le développement de techniques en ce sens à travers le projet ANR Eclipse pourra peut être offrir des informations complémentaires pour statuer sur l'opportunité d'utiliser des moyens

d'assemblage de type clip, offrant un maintien satisfaisant mais restant limité sur les forces de pression.

II.4.2.d) L'intégration et le processus de fabrication collectif :

Nous pensons qu'il existe ici un ensemble de thèmes et challenges techniques et technologiques tout a fait important. Comme nous l'avons spécifié au début de ce chapitre, nous pensons que c'est parce que nous conduisons actuellement un effort important pour prendre en main le processus d'intégration tant au niveau des matériaux qu'au niveau des technologies que cette approche est devenue envisageable. Pourtant, un travail important reste à conduire pour tirer le meilleur de chaque expertise et de chaque possibilité.

Notre démarche en ce sens consiste à investir massivement dans l'utilisation de procédés technologiques existants et mis en place par des spécialistes. Nous pensons que nous ne possédons pas les moyens, la compétence et les connaissances requis pour conduire de nouveaux développements et que cela reste hors du cadre de cette approche. En revanche, nous sommes particulièrement attachés à la prise en main et l'utilisation judicieuse des évolutions technologiques et matérielles mise en places par d'autres. Nous pouvons en ce sens citer :

- ❖ Pour les éléments inductifs : une forte évolution sur les topologies planars, des inductances sur silicium avec circuit magnétique ont atteint des valeurs de 200 à 400 nH/mm^2 , pour une résistance inférieure à 1Ω . Pour plus de détails, voir dans [Del09]. Un exemple est donné par la Figure II-23.

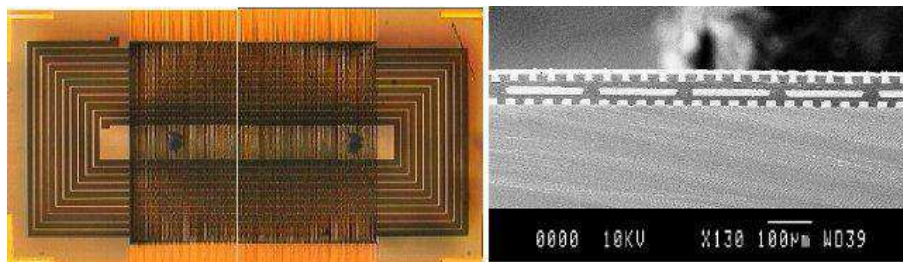


Figure II-23 : Bobine intégrée $1\mu H$ du G2Elab-LAAS (3mm x 7,2mm)

- ❖ Pour les éléments capacitifs : ceux-ci peuvent être réalisés soit en planar soit en 3D, l'ordre de grandeur capacités surfaciques de $65 nF/mm^2$ [Del09], exemple donné par la Figure II-24.

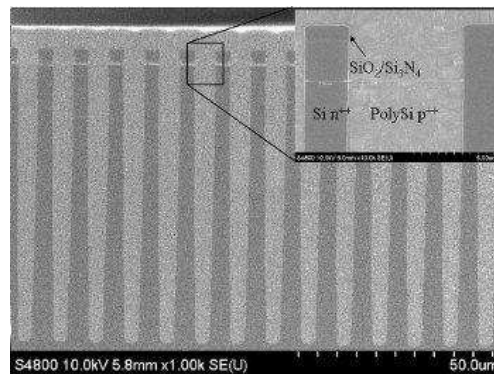


Figure II-24 : Capacités 3D réalisées au LAAS vue en coupe

- ❖ L'intégration tridimensionnelle [ANR] : le passage des modules de puissance « planar » actuels (où toutes les puces sont coplanaires, et refroidies uniquement par leur face arrière) à des structures 3D permettra d'améliorer simultanément les performances thermiques (refroidissement double face) [ISPSD'00], électriques (réduction des inductances et résistances parasites) et électromagnétiques [ISPSD'04].

Pourtant, nous avons également émis des réserves et des limites quand à l'utilisation de technologies trop peu matures et surtout non accessibles aux domaines de l'électronique de puissance, principalement pour des raisons techno-économiques. Ci-dessous une vue d'artiste de ce que pourrait être, à terme, une cellule élémentaire intégrée selon des processus de fabrication et d'assemblage collectifs.

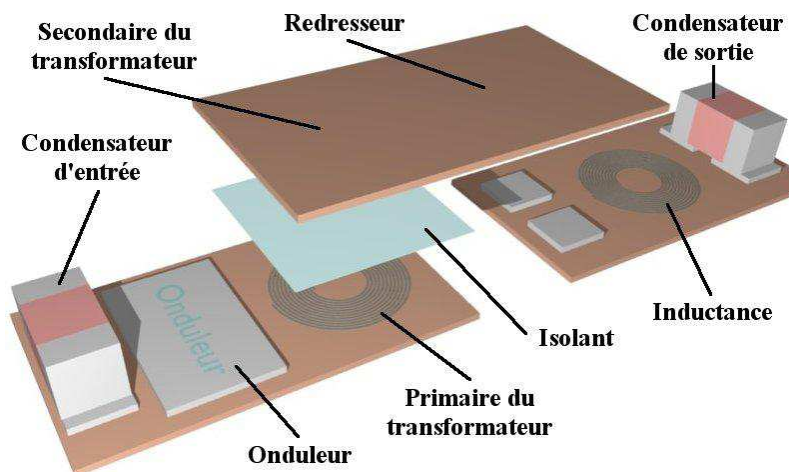
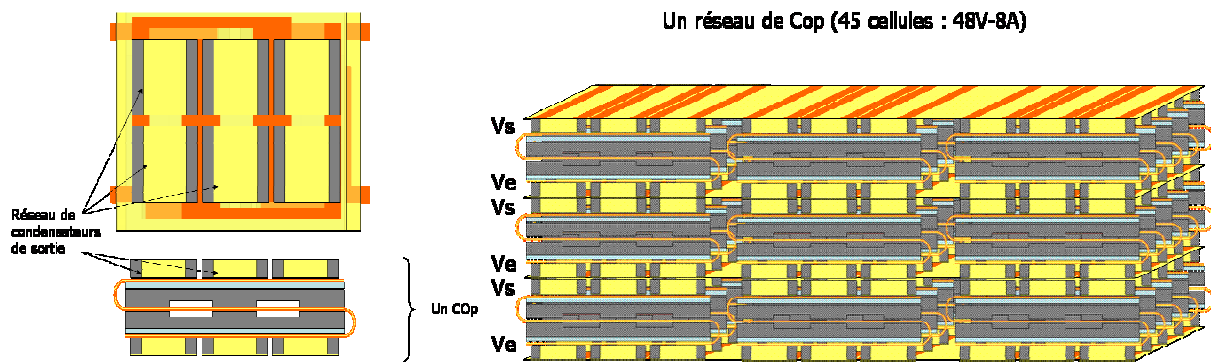


Figure II-25 : Structure d'un micro-convertisseur en plusieurs parties [De109]

Figure II-26 : Vue d'artiste sur les R μ C

II.4.2.e) Modélisation et conception d'une cellule et d'une structure optimales :

La modélisation et la conception font parties inhérentes de ce type de projet grâce auxquelles nous pouvons envisager la co-intégration des parties puissance et commande (pour ce qui est de la partie décentralisée) ou encore estimer les conséquences de la connectique inter-cellulaires ou enfin pour étudier et analyser les problèmes d'interaction entre cellules. Nous pensons que la maturité actuelle dans les domaines de la modélisation et de la conception va nous permettre d'envisager la nouvelle méthode de conception dans l'électronique de puissance. De fait, pour pouvoir simplifier la mise en œuvre de structures de conversion via une standardisation et une généralisation de l'approche proposée, nous pensons qu'il faut faire un travail important autour de la modélisation comportementale de la cellule élémentaire et des possibles interactions entre elles pour rendre abordable et simulable le comportement de réseaux ou de matrices de convertisseurs aux sein d'applications diverses et variées. Pour ce faire, nous pensons devoir engager une démarche de modélisation spécifique à cette approche. Sous jacent à ce travail à conduire en parallèle des parties conceptuelles et technologique, des travaux permettant de rendre accessible la conception en électronique de puissance intégrée à l'image de la micro-électronique intégrée doivent être ménés. En effet, comme nous l'avons déjà mentionné, la micro-électronique a su transformer sa discipline en travaillant, d'une part, sur les développements technologiques et fonctionnels et, d'autres part, sur les outils de conception et de modélisation à associer. Notre ambition est identique sur ce point. A ce stade du projet, nous n'avons pas eu le temps de faire émerger une démarche et nous contentons ici d'insister sur ce besoin et l'identification que nous en avons fait.

II.5. Conclusion du chapitre II :

Ce chapitre est une tentative de formalisation et de description de la démarche que nous avons engagée, au G2Elab, ces dernières années, pour tenter de créer une rupture conceptuelle associée, à terme, avec une rupture technologique en électronique de puissance. Le chemin à parcourir semble immense avec de nombreux défis et verrous mais nous pensons que, à l'image de la micro-électronique, en son temps, l'électronique de puissance est mure pour se type d'évolution. Dans la suite de ce manuscrit de thèse, nous allons voir que les premiers résultats sont encourageants. Toutefois, le point le plus encourageant est certainement celui relatif à l'accueil fait par la communauté autour de ce thème et la création d'un groupe de recherche qui partage les mêmes idées et objectifs. Regroupés aujourd'hui autour d'un projet ANR en cours de gestation, nous pensons que la démarche, si elle est partagée par plusieurs centres de recherche, pourra peut être voir le jour.

Référence du chapitre II

- [3Dphi] : http://www.3dphi.fr/Site_3DPHI/Accueil.html
- [ANR] : Projet ANR Blanc, édition 2009
- [Alk05] : F. Alkayal, “Contribution à l’intégration monolithique de protections contre les surtensions : application aux convertisseurs de puissance haute tension,” Thèse INPG, Sep. 2005.
- [Bar97] : P. Bartholoméüs, P. Le Moigne, et C. Rombaut, “Méthode de synthèse de la structure des convertisseurs multi-niveaux,” 1997.
- [Bin08] : D.B Nguyen, Y. Philibert, J. Crébier, et C. Schaeffer, “Intégration Monolithique de l’Etage de Sortie de la Commande Rapprochée d’un Transistor VDMOS,” *EPF 2008 XIIème colloque Electronique de Puissance du Futur*, Tours, France, Jul. 2008.
- [Bog03] : J. Boggetto, “Contribution a l’integration d’une inductance sur silicium et etude de son convertisseur synchrone associe,” Thèse UJF Oct. 2003.
- [Bor03] : D. Boroyevich et R. Burgos, “PEBB-oriented generalized representation of switching power converters,” Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE, 2003, pp. 1344-1349 Vol. 3.
- [Del08] : O. Deleage, J. Crébier, Y. Lembeye, et R. Rolland, “Conception d’un onduleur CMOS avec commande intégrée pour micro-convertisseur DC/DC,” *EPF 2008 XIIème colloque Electronique de Puissance du Futur*, Tours, France, Jul. 2008.
- [Del09] : O. Deleage, « Conception, réalisation et mise en œuvre d’un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC », Thèse UJF octobre 2009.
- [Dou09] : G. Dousoky, M. Shoyama, et T. Ninomiya, “A Novel Implementation of an FPGA-Based Controller for Conducted-Noise Reduction in Randomly Switched DC-DC Converters,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, 2009, pp. 65-69.
- [Eri05] : T. Ericson, Y. Khersonsky, et P. Steimer, “PEBB Concept Applications in High Power Electronics Converters,” Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005, pp. 2284-2289.

- [Eri06] : T. Ericson, N. Hingorani, et Y. Khersonsky, "PEBB - Power Electronics Building Blocks from Concept to Reality," *Petroleum and Chemical Industry Conference, 2006. PCIC '06. Record of Conference Papers - IEEE Industry Applications Society 53rd Annual*, 2006, pp. 1-7.
- [Eri98] : T. Ericson et A. Tucker, "Power Electronics Building Blocks and potential power modulator applications," *Power Modulator Symposium*, 1998. Conference Record of the 1998 Twenty-Third International, 1998, pp. 12-15.
- [For07] : F. Forest, T. Meynard, E. Laboure, V. Costan, E. Sarraute, A. Cuniere, et T. Martire, "Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, 2007, pp. 934-942.
- [For09] : F. FOREST, E. LABOURE, B. GELIS, V. SMET, T. MEYNARD, JJ HUSELSTEIN, "Design of InterCell Transformers for High Power Multi-Cell Interleaved Flyback Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics* Volume, N°, pp2009
- [Gan07] : I. Ganev, "Conception d'une structure de commande aléatoire pour réseau de convertisseur", Projets de fin d'études, Université Technique de Sofia, CIME Nanotech, G2ELab Juillet 2007
- [Gir04] : Ramesh Giri, Raja Ayyanar, et E. Ledezma, "Input-series and output-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and output voltage sharing," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 1751-1756 Vol.3.
- [Gir06] : R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar, et N. Mohan, "Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load-current sharing," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, 2006, pp. 1101-1111.
- [Gon05] : J. Gonnet, "Optimisation des Canalisations Electriques et des Armoires de Distribution," Thèse UJF Jun. 2005.
- [ISPSD'00] : S. Zhao & al. "Double-side packaged high power IGBTs for improved thermal and switching characteristics", ISPSD'00.

- [ISPSD'04] : R. Hener, R. Popp, B. Koenig, K. Haeupl, "MiniSKiiP II - Benchmark for 600V CIB modules" ISPSD 2004 Kitakyushu
- [Lab09] : E. LABOURE, F. FOREST, T. MEYNARD, P. CUSSAC « Applications du concept d'entrelacement de convertisseurs parallèles par transformateurs intercellules ou coupleurs, » Article d'Electronique de Puissance du Futur 2008 faisant partie des 9 articles sélectionnés pour publication dans la Revue European Journal of Electrical Engineering2009
- [Lin07] : Linbing Wang et Xiangning He, "Input- Series and Output- Parallel Connection Modular DC-DC Converters with Interleaved Constant Duty Cycle Control Strategy," Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE, 2007, pp. 1901-1906.
- [Mar05] : C. Martin, « Vers une methodologie de conception des interconnexions pour les dispositifs de l'electronique de puissance, » Thèse UJF, Jul. 2005.
- [Mar07] : C. Martin, J. Schanen, J. Guichon, et R. Pasterczyk, "Analysis of Electromagnetic Coupling and Current Distribution Inside a Power Module," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 43, 2007, pp. 893-901.
- [Mey92] : T. Meynard et H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, 1992, pp. 397-403 vol.1.
- [Miw92] : B. Miwa, D. Otten, et M. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, 1992, pp. 557-568.
- [Moo07] : S. Moon et J. Lai, "Multiphase Isolated DC-DC Converters for Low-Voltage High-Power Fuel Cell Applications," *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, 2007, pp. 1010-1016.
- [Mou08] : I. Mougharbel, R. Abdallah, et H. Kanaan, "Universal control protocol for power electronics building blocks design," Power Electronics, IET, vol. 1, 2008, pp. 368-375.

- [Pal09] : L. Palma et P. Enjeti, “A Modular Fuel Cell, Modular DC–DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, 2009, pp. 1437-1443.
- [Pir05] : S. Pirog et R. Stala, “Selection of parameters for balancing circuit of DC-DC and AC-AC multicell converters,” *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 910 pp.-P.10.
- [Pop07] : J. Popovic-Gerber, M. Gerber, et B. Ferreira, “An approach to building more compact power electronic converters,” *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [Ren05] : Rengang Chen, F. Canales, Bo Yang, et J. van Wyk, “Volumetric optimal design of passive integrated power electronics module (IPEM) for distributed power system (DPS) front-end DC/DC converter,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, 2005, pp. 9-17.
- [Sir07] : K. Siri et M. Willhoff, “Uniform Current/Voltage-Sharing for Interconnected DC-DC Converters,” *Aerospace Conference, 2007 IEEE*, 2007, pp. 1-17.
- [Sol06] : L. Solero, V. Serrao, P. Taglioni, et F. Crescimbeni, “Low-voltage power electronics building block for automotive applications,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, p. 7 pp.
- [Son02] : I. Song, H. Ahn, Y. Kim, H. Shin, C. Choi, et Moo-Hyun Cho, “Development of the 120 kV/70 A high voltage switching system with MOSFETs operated by simple gate control unit,” *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1181-1185 vol.3.
- [Sou07] : G. Souchet, « Réseau de micro – convertisseurs », mémoire présenté en vue d’obtenir le diplôme d’INGENIEUR C.N.A.M : GEII : Grenoble : Laboratoire d’Electrotechnique de Grenoble ; Université Joseph Fourier. 2007.
- [Sta09] : R. Stala, S. Pirog, M. Baszynski, A. Mondzik, A. Penczek, J. Czekonski, et S. Gasiorek, “Results of Investigation of Multicell Converters With Balancing Circuit—Part I,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, 2009, pp. 2610-2619.

- [Vag08] : E. Vagnon, J. Crébier, Y. Avenas, et P. Jeannin, « Etudes de faisabilité d'un module de puissance 3D de type presspack pour des applications de faible et moyenne puissances, » *EPF 2008 XIIème colloque Electronique de Puissance du Futur*, Tours, France, Jul. 2008.
- [Vag09] : E. Vagnon, Y. Avenas, J. Crébier, P. Jeannin, I.A. Batta, et A. Besri, "Electrical Characterization of a Pressed Contact Between a Power Chip and a Metal Electrode," *Intrumentation and Measurement Technology Conference, 2009. I2MTC '09. IEEE May 2009* Page(s):1738 - 1743.
- [Van09] : V. Nguyen The, « Réalisation et conception d'un interrupteur de puissance haute tension et de sa commande rapprochée, » Master Recherche INPG, June 2009
- [Vie06] : B.V. Dang, « Conception d'une interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible, » Thèse INPG Déc. 2006.
- [Vig08] : S. Vighetti et B. Vallet, "Photovoltaïque raccordé au réseau. Choix et optimisation des étages de conversion," *JCGE* Déc. 2008, Lyon, France.
- [Wan02] : Jian Wang et R. Kirlin, "Design of local minimization in the noise spectrum of randomly switched DC/DC converters," *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings. (ICASSP '02). IEEE International Conference on, 2002*, pp. IV-3828-IV-3831 vol.4.
- [Wei09] : Wei Yao, Mingzhi Gao, Zheng Ren, Min Chen, et Zhaoming Qian, "Improvement of performance and flexibility for photovoltaic module using individual DC/DC converter," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, 2009*, pp. 441-444.
- [Wen08] : Wen Huiqin, Liu Jun, Zhang Xuhui, et Wen Xuhui, "Design of high power electronic building block based on parallel of IGBTs for electric vehicle," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008*, pp. 1518-1522.
- [Wil06] : R. Wilkinson, T. Meynard, et H. du Toit Mouton, "Natural Balance of Multicell Converters: The General Case," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, 2006, pp. 1658-1666.
- [Zha07] : X. Zhang and A. Huang, "Monolithic/modularized voltage regulator channel,"

IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 4, pp. 1162–1176, Jul.2007.

[Zhe06] : Zhenxian Liang, J. van Wyk, et F. Lee, “Embedded power: a 3-D MCM integration technology for IPEM packaging application,” *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, vol. 29, 2006, pp. 504-512.

[Zum04] : P. Zumel, O. Garcia, J. Cobos, et J. Uceda, “EMI reduction by interleaving of power converters,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 688-694 vol.2.

Chapitre III : Les couplages magnétiques

SOMMAIRE :

III.1. Etat de l'art - Réduction des éléments de filtrage :	87
III.1.1. Diminution de l'énergie stockée – Approche « filtrage modulé » :	88
III.1.2. Augmentation de la fréquence apparente :	90
III.1.3. Transformateur inter-cellulaire :	91
III.2. Démarche du transformateur inter-convertisseurs :	98
III.2.1. Etude d'un coupleur à « 2 x n » enroulements identiques :	99
III.2.2. Transformateur inter-convertisseurs (TIC) :	108
III.3. Dimensionnement du transformateur élémentaire :	118
III.3.1. Cas de l'onduleur à deux états :	119
III.3.2. Fonctionnement des bras d'onduleur à trois états :	129
III.3.3. Pré-dimensionnement :	136
III.4. Conclusion du chapitre III:	139
Référence du chapitre III :	141

III.1. Etat de l'art - Réduction des éléments de filtrage :

L'électronique de puissance impose, par le biais des commutations des semi-conducteurs, le découpage des grandeurs électriques. Pour maintenir un transfert d'énergie continu entre sources et charges, les structures d'électronique de puissance requièrent des composants passifs, à même de stocker temporairement de l'énergie. Les volumes de ces composants de filtrage, magnétiques et capacitifs sont alors fonction de l'énergie maximale qu'ils doivent stocker et déstocker. Ainsi, le produit des aires d'une inductance est lié à l'énergie maximale stockée dans celle-ci [Fer99] et conditionne le volume global de ce composant :

$$A_i = S_B \cdot S_F = \frac{I_{\text{eff}}}{I_M} \cdot K_B \cdot \frac{W_L}{J \cdot B_M} \quad (\text{III.1})$$

$$V = \frac{2}{K_d^{\frac{3}{4}}} \cdot (1 + kd) \cdot \left(1 + \frac{K_d}{kd}\right) \cdot (1 + 2 \cdot kd) \cdot A_i^{\frac{3}{4}} \quad (\text{III.2})$$

avec : A_i – le produit des aires (m^4)
 S_B – la surface occupée par les bobinages (m^2)
 S_F – la surface du noyau (m^2)
 K_B – le coefficient de foisonnement
 B_M – l'induction maximale (T)
 I_M – le courant maximum (A)
 I_{eff} – le courant efficace (A)
 W_L – l'énergie maximale stockée (J)
 J – la densité de courant (A/m^2)
 V – volume (m^3)
 K_d, kd – les coefficients dépendent de la géométrie du composant

Pour une structure de conversion, par exemple AC-DC, l'énergie que doivent stocker temporairement ces éléments de filtrage ne peut être nulle car les puissances instantanées en entrée et en sortie sont différentes et un minimum peut être déterminé. Cette analyse des différents types de conversion est présentée dans [Ker05]. Dans cette étude, une solution pour gérer cette énergie à minima a également été montrée. Celle-ci consiste en l'ajout d'une électronique de découpage supplémentaire, appelée « modulateur sans pertes ». Cette structure permet de moduler les contraintes électriques vues par les composants de filtrage de

manière à ce que, par exemple, les inductances ne soient sollicitées que par des grandeurs alternatives et non continues conduisant ainsi à une réduction importante de leur volume.

Pour réduire le volume des composants de filtrage, une autre solution est l'augmentation des fréquences apparentes. Cette solution met en œuvre plusieurs structures d'électronique de puissance, connectées en séries et/ou en parallèles et utilise des lois de commande spécifiques qui permettent l'entrelacement des grandeurs entre elles [Zum04] [Vie06] et en conséquence, l'augmentation de la fréquence du courant (tension) à filtrer. Cette solution se décline alors sous différentes formes suivant que l'entrelacement s'effectue par le biais des grandeurs électriques (courant ou tension) ou par le biais de grandeurs magnétiques telles que les flux dans un circuit magnétique. Pour l'entrelacement via un ou des circuits magnétiques, des critères d'analyse spécifique que sont les inductances symétriques peuvent être utilisés et les différentes solutions technologiques peuvent être comparées entre elles [Lab08] [Par97] [Bou08] [For07].

Toutes ces solutions constituent l'état de l'art, d'un point de vue système, pour la réduction des composants de filtrage en électronique de puissance. Dans les paragraphes suivants, les points clés de ces études seront détaillés. Cette étape d'analyse de l'état de l'art doit alors permettre de guider nos choix tant d'un point de vue technologique que d'un point de vue des outils et critères d'analyse propres à notre solution.

III.1.1. Diminution de l'énergie stockée – Approche « filtrage modulé » :

Les auteurs de cette approche ont calculé théoriquement le minimum d'énergie qui doit être stockée et déstockée pour le bon fonctionnement d'un convertisseur AC-DC et ce indépendamment de la structure d'électronique de puissance retenue [Ker05]. Cette étude montre que pour une conversion AC-DC avec absorption sinus, l'énergie stockée dépasse très largement ce minimum et ce d'un facteur d'environ 7 à 10. Pour expliquer le fonctionnement de la structure de conversion à l'aide d'une énergie à stocker minimale, les auteurs introduisent alors le concept de « composants modulés ». Nous nous sommes alors intéressé ici à ces « nouveaux composants » que sont « une inductance et un condensateur modulés ».

III.1.1.a) « Composants passifs modulés » :

Un convertisseur de puissance monophasé peut être vu comme un quadripôle spécifique. La Figure III-1 nous montre alors l'équivalence entre d'une cellule de commutation (de type

hacheur série) et un modulateur qui n'est autre qu'un transformateur idéal pour lequel le rapport de transformation varie en fonction du temps.

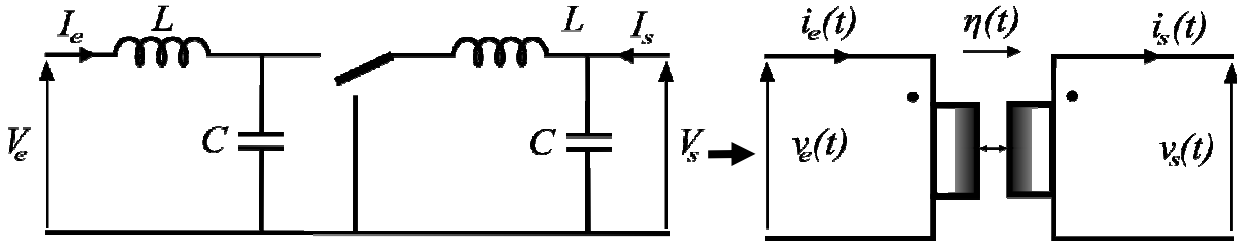


Figure III-1: Un hacheur série avec ses filtrages HF se comporte comme un modulateur sans pertes

Dans cet exemple, si $\alpha(t)$ est le rapport cyclique du hacheur, nous avons $\eta(t) = \alpha(t)$ et donc $0 < \eta < 1$ pour un hacheur série. En conséquence, de nombreux convertisseurs peuvent être décrits comme un ensemble de modulateurs et de composants de filtrage.

III.1.1.b) Inductance et condensateur modulés :

En associant une inductance ou un condensateur avec un modulateur sans pertes, nous obtenons, vue de l'entrée, une inductance modulée ou un condensateur modulé comme présenté dans la Figure III-2.

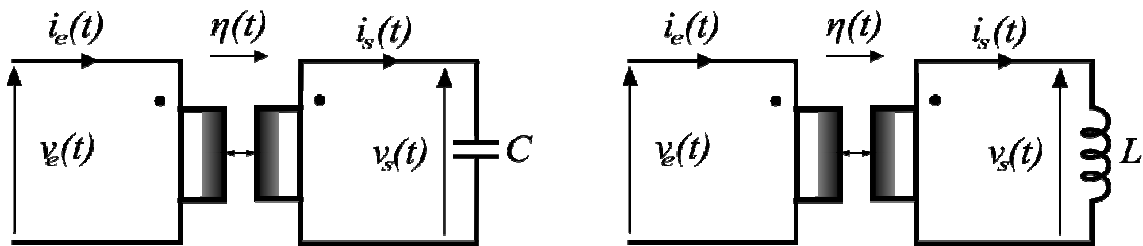


Figure III-2 : Condensateur modulé (gauche) et Inductance modulée (droite)

En fonction des variations de $\eta(t)$, la relation entre la tension et le courant de ces nouveaux composants est modifiée comme suit :

- Pour le condensateur modulé :

$$I_e(t) = C_e(t) \cdot \frac{dV_e(t)}{dt} + \frac{1}{2} \cdot \frac{dC_e(t)}{dt} \cdot V_e(t) \quad \text{Où :} \quad C_e(t) = C \cdot \eta_C(t)^2$$

- Pour l'inductance modulée :

$$V_e(t) = L_e(t) \cdot \frac{dI_e(t)}{dt} + \frac{1}{2} \cdot \frac{dL_e(t)}{dt} \cdot I_e(t) \quad \text{Où :} \quad L_e(t) = \frac{L}{\eta_L(t)^2}$$

A l'aide de modulateurs et donc d'une électronique spécifique, le volume des composants passifs peut être diminué. Par exemple pour un condensateur avec un modulateur où $\eta_C(t) > 1$ (structure hacheur parallèle) et inversement pour une inductance avec un modulateur où $\eta_L(t) < 1$ (structure hacheur série). En fait, les auteurs ont réussi à remplacer une capacité dans une structure flyback par une capacité modulée où la valeur de la capacité réelle est réduite d'un facteur 10 [Ker05] et l'énergie maximale à stocker d'un facteur 12.

Cette approche est intéressante, cependant, l'implémentation reste très complexe d'un point de vue des lois de commande et de l'électronique de puissance supplémentaire.

III.1.2. Augmentation de la fréquence apparente :

La technique de l'entrelacement est développée et implémentée depuis environ une vingtaine d'années. Cette mise en œuvre permet de faciliter la fabrication des inductances par réduction du courant moyen vu par celles-ci et permet d'avoir une fréquence apparente « p » fois plus grande que la fréquence de découpage (p – nombre de phases entrelacées). Les ondulations pour des valeurs de composants fixées sont alors considérablement réduites [Zum04] [Viet06a].

Dans la Figure III-3 ci-dessous, nous montrons un exemple d'entrelacement des courants pour $p=6$ [Viet06b]. Pour un rapport cyclique défini tel que 6α est un nombre entier, l'ondulation du courant de sortie est théoriquement inexistante.

Pour quantifier l'effet de l'entrelacement sur le filtrage, le contenu harmonique de ces formes d'ondes est analysé. En effet, le fondamental à la fréquence f et les harmoniques multiples de la fréquence de découpage, $2f, 3f, \dots, (p-1)f$ seront nulles dans le courant résultant. Il ne reste que les harmoniques de fréquences plus importantes telles que $pf, 2pf, \dots$ comme montré sur la Figure III-4.

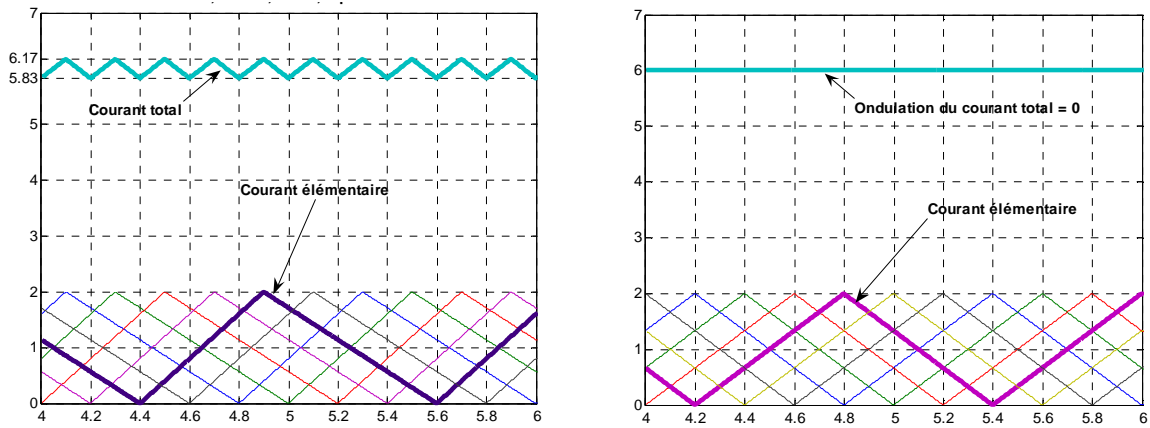


Figure III-3 : Courants élémentaires et courant total sous l'effet de l'entrelacement de 6 phases (gauche – 6α est non entier ; droite – 6α est entier)

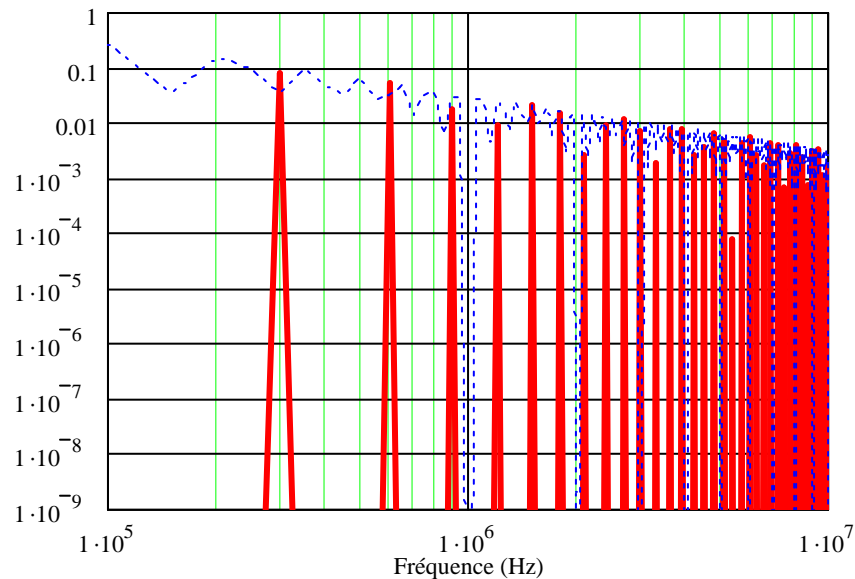


Figure III-4 : Annulation des harmoniques dans un convertisseur à 6 phases entrelacées à $f = 50\text{kHz}$

III.1.3. Transformateur inter-cellulaire :

La partie précédente montre les bénéfices de l'entrelacement comme : l'augmentation de la fréquence apparente et la diminution de l'ondulation ; ce qui réduit significativement les besoins de filtrage. En revanche, cette technique ne nous permet que la réduction de l'ondulation à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Par exemple, dans un hacheur série à multi-phases entrelacées, l'effet de l'entrelacement n'est présent que sur les courants d'entrée et de sortie. En effet, l'ondulation du courant dans chaque inductance de phase est encore grande et la fréquence reste celle du découpage. Cet inconvénient peut être surmonté par l'utilisation de composants couplés en lieu et place de composants discrets. Sur ce point, les

résultats d'études telles que [Par97] [For07] [Lab08] [Bou08] s'avèrent les plus intéressantes. Les composants couplés sont appelés par différents termes comme : les inductances couplées, l'inductance multi-phase couplée, le transformateur interphase, ou le transformateur intercellulaire.

Dans [Lab08] notamment, les auteurs présentent une étude théorique sur le couplage magnétique entre les inductances de sortie pour une structure de type hacheur série entrelacé à 5 phases (Figure III-5). Ils ont proposé plusieurs solutions pour réaliser l'ensemble des inductances couplées, appelé en conséquence inductance multi-phase couplée. Parmi les solutions, celle qui utilise les noyaux dits standard est la plus intéressante et la plus simple à implémenter (Figure III-6). Notamment pour l'aspect dimensionnement, l'utilisation de noyaux standard réduit considérablement les variables pour le dimensionnement et le critère le plus contraignant est retenu pour l'ensemble, c'est-à-dire le flux max dans le circuit magnétique pour éviter la saturation. Dans le cas où les jambes de retour du flux sont remplacées par l'effet des fuites magnétiques d'un transformateur, cette configuration est alors considérée comme un transformateur interphase ou un transformateur intercellulaire comme le montre la Figure III-7.

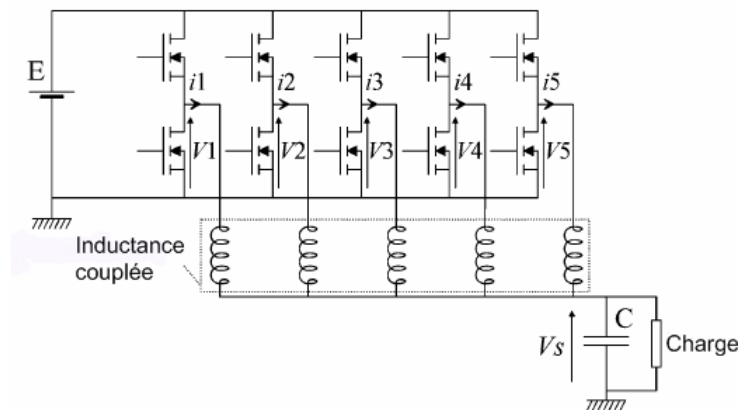


Figure III-5 : Hacheur série entrelacé connectant une inductance multi-phase couplée [Lab08]

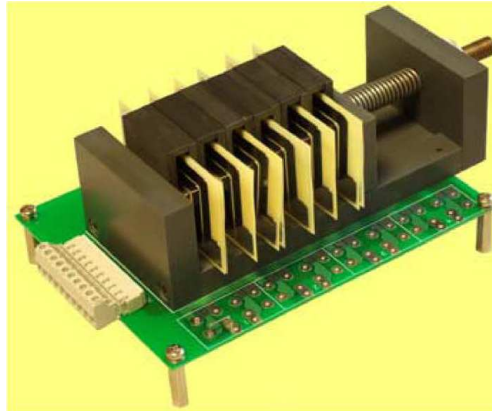


Figure III-6 : Exemple d'une réalisation de l'inductance multi-phase à partir des noyaux standards [For07]

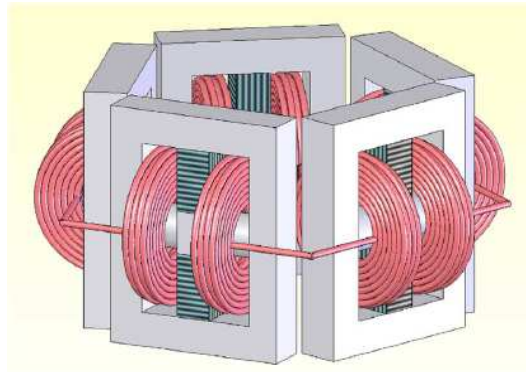


Figure III-7 : Inductance multi-phase couplée utilisant les noyaux standards [Lab08]

Ce coupleur de sortie se différencie de la solution dite d'inductance multi-phase de sorte que le choix entre l'une ou l'autre de deux solutions doit être justifié. L'utilisation d'une solution couplée se justifie aisément dans grâce à l'équation (III.3) par contre l'analyse du fonctionnement du transformateur interphase par rapport à l'inductance multi-phase met l'accent sur l'ondulation de courant par phase. En effet, pour le hacheur série entrelacé à 5 phases (Figure III-5) et ce pour un rapport cyclique α de 0,12 ; les auteurs montrent que l'ondulation du courant dans chaque phase est 10 fois supérieure dans le cas des inductances discrètes que dans celui du transformateur intercellulaire. Une illustration de ces résultats est présentée dans la Figure III-8 et le ratio entre les amplitudes des courants est donné par la relation (III.3) ci-dessous.

$$\frac{\Delta I_{\text{non_couplé}}}{\Delta I_{\text{couplé}}} = p^2 \cdot \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{\beta \cdot (1 - \beta)} \quad (\text{III.3}) \text{ [Lab08]}$$

Avec : p – nombre de phases

α – rapport cyclique

$\beta = (p \cdot \alpha) \bmod 1$

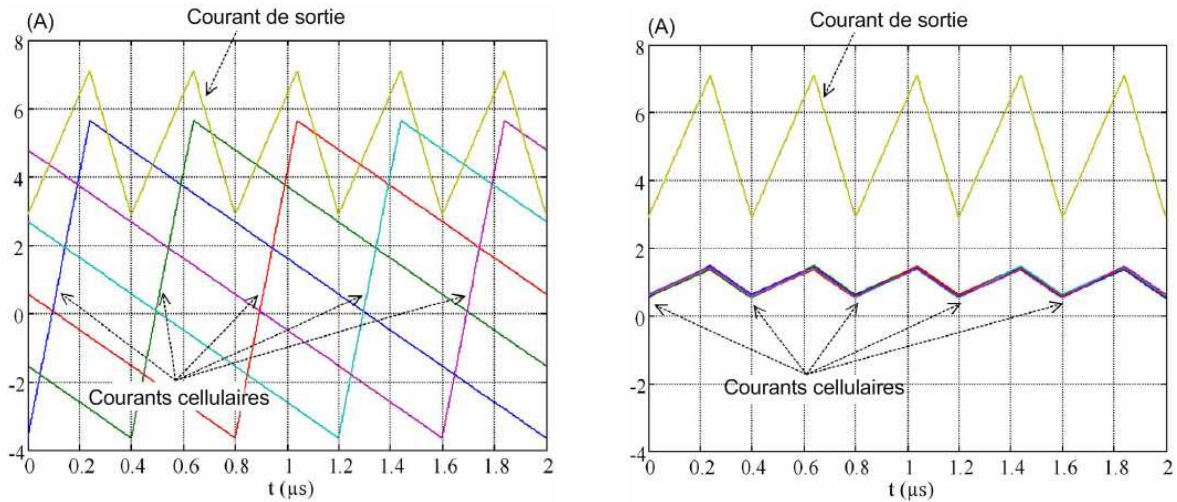


Figure III-8 : Courants de sortie et dans les enroulements pour les inductances non-couplées (gauche) et pour le transformateur inter-cellulaire (droite) [Lab08]

Selon les analyses précédentes, l'approche du transformateur intercellulaire et de l'entrelacement peut réduire plus efficacement l'ondulation et donc les composants de filtrage. Cependant, la question de l'utilisation de ces solutions pour un nombre de phase important reste ouverte. En ce sens, plusieurs études analytiques jugent différentes solutions de réalisation de ces coupleurs de sortie dans le cas de hacheurs séries entrelacés [Par97] [For07] [Bou08] [Lab08]. Parmi celles-ci, [Bou08] reprend l'analyse de [Par97] sur plusieurs topologies de composants couplés et l'étend au cas de couplage magnétique non idéaux pour présenter des comparaisons. Les figures ci-dessous présentent 4 montages retenus.

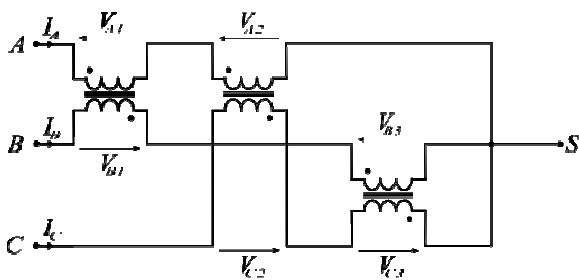


Figure III-9 : Montage cascade symétrique

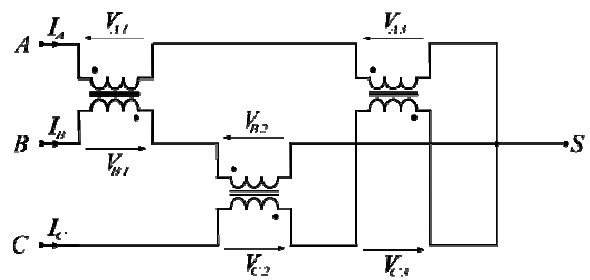


Figure III-10 : Montage cascade cyclique

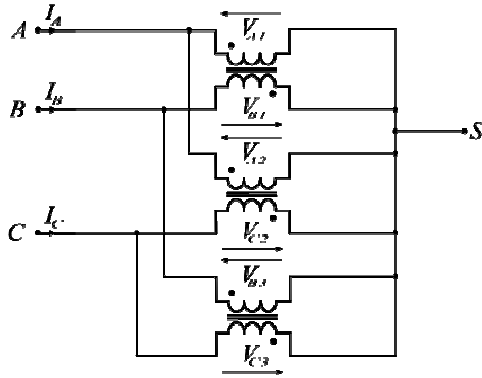


Figure III-11 : Montage parallèle symétrique

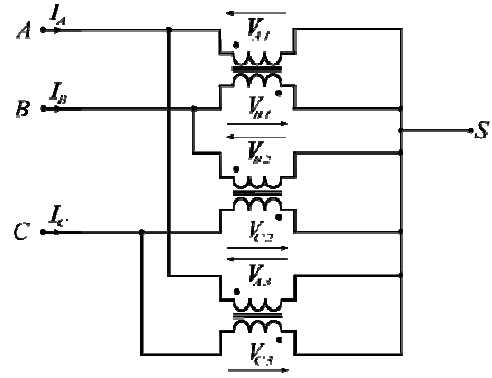


Figure III-12 : Montage parallèle cyclique

Pour analyser et comparer ces montages, les auteurs de [Bou08] utilisent les composantes symétriques [D3050] et quantifient les effets de filtrage par les valeurs d'impédances symétriques. Pour illustrer cette démarche, le cas de systèmes triphasés est détaillé pour le montage en cascade symétrique (Figure III-9). Dans cet exemple, l'accent est mis sur l'intérêt et les limites inhérentes à ce type d'analyse.

Pour un système triphasé, le système de tensions triphasé et équilibré peut être représenté par les composantes symétriques directe, indirecte et homopolaire. Pour un système polyphasé ($p > 3$), celles-ci correspondent respectivement aux composantes symétriques directs d'ordre 0, ..., k, (p-1) et sont définies comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{(p-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & \dots & a^{2(p-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & a^{(p-1)} & a^{2(p-1)} & \dots & a^{(p-1)(p-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{d0} \\ V_{d1} \\ \vdots \\ V_{d(p-1)} \end{pmatrix} \quad (\text{III.4})$$

ordre : $k = 0 \quad 1 \quad 2 \quad \dots \quad (p-1)$

Avec : $a = e^{j(2\pi/3)}$

Selon cette décomposition, les courants dits de mode commun s'apparentent aux composantes symétriques d'ordre 0 (ou p), c'est-à-dire homopolaire et les courants de mode différentiel, aux composantes d'ordre $k \neq 0$ (ou 1). En conséquence, pour les structures de filtrage polyphasées, les inductances symétriques d'ordre p conditionnent les courants de mode

commun, les courants utiles, et doivent donc être réduites. A l'inverse, les inductances symétriques d'ordre 1 conditionnent les courants de mode différentiels et doivent être grandes pour limiter les courants qui circulent entre phases.

En conséquence, le rapport $L_0/L_{k \neq 0}$ caractérise l'effet des composants polyphasés pour le filtrage. Pour le montage en cascade symétrique, présenté sur la Figure III-9, et pour un système triphasé de tension V_A , V_B et V_C , les différentes impédances symétriques peuvent être calculées comme suit :

- Le coupleur peut être présenté par l'inductance propre L et la mutuelle « $-M$ » (signe moins pour les bobines de sens opposé), par exemple :

$$\begin{pmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & -M \\ -M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_{A1} \\ \dot{I}_{B1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

- Puis, nous pouvons présenter le système triphasé par l'expression suivante :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2L & -M & -M \\ -M & 2L & -M \\ -M & -M & 2L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

- Enfin, en utilisant la transformation de Fortescue, nous pouvons représenter ce système triphasé par les systèmes homopolaire, direct et inverse (III.7) :

$$\begin{pmatrix} V_h \\ V_d \\ V_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2L - 2M & 0 & 0 \\ 0 & 2L + M & 0 \\ 0 & 0 & 2L + M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_h \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_i \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Les valeurs d'inductances symétriques L_p et L_1 correspondent respectivement aux inductances homopolaire et cyclique. L'intérêt de décrire le système par une matrice globale de rang p permet de montrer que le choix d'une topologie : cascade symétrique, ne dicte pas la manière de concevoir le composant. En effet, pour une même matrice inductance, plusieurs topologies de composants peuvent être retenues. Ce peut être un ensemble de 3 transformateurs, et donc 3 circuits magnétiques connectés selon le schéma de la Figure III-9 comme ce peut être un transformateur triphasé et donc 1 circuit magnétique unique [Mar07]. D'après les valeurs d'inductances symétriques, ces deux solutions sont identiques et font références à une

topologie unique en cascade symétrique or les caractéristiques de l'une et l'autre peuvent être très différentes. En effet, l'inductance homopolaire peut être grande pour un ensemble de 3 circuits magnétiques dans la mesure où cette inductance s'apparente à l'inductance magnétisante (transformateur triphasé à flux libre). A l'inverse, pour un circuit magnétique unique, cette inductance s'apparente à une inductance de fuite, a fortiori très réduite (transformateur triphasé à flux forcé). Ce point renforce l'intérêt d'une analyse qui s'étende jusqu'au choix et au design de ces composants.

D'après [Bou08], le Tableau III-1 permet de comparer les différents montages en fonction des critères précités L_p et L_p/L_1 .

Tableau III-1 : Caractéristiques des différents montages en fonction de p (L : inductance, M : mutuelle inductance et $k = M/L$: coefficient de couplage)			
Montage	p	L_p/L	L_p/L_1
Cascade symétrique	$\frac{p \cdot (p - 1)}{2}$	$(p - 1) \cdot (1 - k)$	$\frac{1 - k}{1 + \frac{k}{p - 1}}$
Parallèle symétrique	$\frac{p \cdot (p - 1)}{2}$	$\frac{1 - k}{p - 1}$	$\frac{(p - 1) - k}{(p - 1) \cdot (1 + k)}$
Cascade cyclique	p	$2 \cdot (1 - k)$	$\frac{1 - k}{1 - k \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p}\right)}$
Parallèle cyclique	p	$\frac{1 - k}{2}$	$\frac{1 + k \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p}\right)}{1 + k}$

Outre le nombre important d'inductances couplées à mettre en oeuvre, le montage cascade symétrique semble adapté aux systèmes à grand nombre de phases puisque celui-ci permet d'utiliser des inductances de très faibles valeurs (car L_p augmente avec le nombre de phase et le rapport L_p/L_1 reste comparativement le plus grand) et donc d'accéder à des technologies mieux adaptées à l'intégration.

Les autres montages présentent néanmoins d'autres avantages : le montage cascade cyclique met en oeuvre peu d'inductances couplées ; les montages parallèles peuvent, quant à eux, fournir une alternative pour les dispositifs à très forts courants et le rapport L_p/L_1 du montage

cascade cyclique et parallèle cyclique peut être amélioré en utilisant la permutation séquentielle des tensions des différentes phases comme décrit dans [Bou08].

III.2.Démarche du transformateur inter-convertisseurs :

Le but de cette étude est de guider le choix entre les différentes solutions de couplage magnétique entre convertisseurs. En effet, les spécifications retenues pour le réseau de convertisseurs, notamment le type de mise en réseau à gérer (PIPO, PISO et SIPO) n'autorisent pas l'implémentation des solutions précédentes qui restent spécifiques à l'une ou l'autre de ces configurations. Le but est alors d'étudier un coupleur magnétique qui ne dépende pas du mode de configuration du réseau et qui autorise le fonctionnement pour un nombre de convertisseurs « n » du réseau très grand, comme explicité au chapitre II. Ces critères sont également retenus pour l'établissement des lois de commande, décrites au chapitre II, qui doivent permettre, par le biais de ce coupleur, « l'entrelacement » des grandeurs magnétiques et enfin la réduction des éléments du filtre de sortie.

Préalablement aux choix de solutions techniques et technologiques pour notre coupleur, dit inter-convertisseurs, nous décidons d'étudier l'influence du nombre « n » de convertisseurs sur les coefficients de couplages magnétiques. En effet, peu importe la manière dont ce coupleur sera implémenté, un transformateur unique à « 2 x n » enroulements sur un même noyau magnétique ou « n » transformateurs à 2 enroulements reliés entre eux électriquement, ou tout autres solutions intermédiaires, peut être vu comme un coupleur à « 2 x n » enroulements. Après avoir décrit en fonction de « n » le comportement théorique de ce type de coupleur, nous analyserons les limites inhérentes aux différentes topologies. Enfin et pour la topologie retenue, nous développerons en parallèle d'une représentation équivalente du coupleur inter-convertisseurs les outils de modélisation et de simulation du réseau de convertisseurs complet. Ce pan de l'étude inclut notamment les outils numériques de simulation, (Simplorer en VHDL-AMS et Psim), de même qu'une étude analytique à même de décrire le comportement d'un convertisseur au sein du réseau. Ces différents points visent à appréhender le fonctionnement de ce type de coupleur et le rôle des transferts d'énergie entre convertisseurs par le biais de ce composant magnétique. En effet, ceux-ci doivent permettre un transfert d'énergie constant en sortie des convertisseurs et de cette manière réduire les éléments du filtre. Dans cette perspective, le dimensionnement d'un réseau de convertisseurs et du coupleur inter-convertisseurs est défini et doit permettre de valider les différents choix.

III.2.1. Etude d'un coupleur à « 2 x n » enroulements identiques :

III.2.1.a) Présentation matricielle :

Un coupleur à « 2 x n » enroulements peut se présenter comme un système magnétique complexe et peut être décrit par une matrice inductance $[N \times N]$ symétrique ($N = 2n$) [Mar07]

$$\Lambda_N = \begin{pmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1n} & \dots & M_{1N} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & \dots & M_{2n} & \dots & M_{2N} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & \dots & M_{3n} & \dots & M_{3N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & M_{n2} & \dots & \dots & L_{nn} & \dots & M_{nN} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{N1} & M_{N2} & M_{N3} & \dots & M_{Nn} & \dots & L_{NN} \end{pmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Cette matrice inductance comporte $N(N+1)/2$ éléments indépendants, où les indices 1, 2, 3 ... désignent nos différents enroulements.

Dans notre cas d'étude, les « N » enroulements électriques se décomposent alors en « n » enroulements primaires et « n » enroulements secondaires respectivement identiques entre eux. Si ces enroulements sont identiques, alors le nombre d'éléments utiles à l'écriture de la matrice inductance, c'est-à-dire indépendants se trouve considérablement réduit. Pour justifier cette simplification, nous reprenons la démarche globale décrite dans [Mar07] basée sur l'écriture de l'énergie magnétique.

Supposons alors que les indices de 1 à n et de (n+1) à N correspondent respectivement aux enroulements primaires et secondaires. Pour simplifier l'écriture de la matrice inductance, nous écrivons alors l'énergie magnétique correspondante à (III.8) et nous permutons les indices 1 à n entre eux et (n+1) à N entre eux. Si les enroulements primaires sont tous identiques entre eux (respectivement les secondaires), l'énergie du système magnétique réécrite après permutation des indices, reste identique à la précédente. De la comparaison de ces deux écritures, nous pouvons tirer 5 nouvelles relations (III.9) qui nous permettent de réduire le nombre d'éléments indépendants dans cette matrice à seulement 5. Nous noterons par les indices « p » et « s », les termes relatifs aux enroulements primaires et secondaires. Les 5 nouveaux éléments : $L_p, L_s, M_p, M_{ps}, M_s$ représentent alors respectivement l'inductance

propre des primaires, l'inductance propre des secondaires, l'inductance mutuelle entre primaires, l'inductance mutuelle entre primaire et secondaire et celle entre secondaires.

$$\begin{aligned}
 L_{11} &= L_{22} = \dots = L_{nn} = L_p \\
 L_{(n+1)(n+1)} &= L_{(n+2)(n+2)} = \dots = L_{NN} = L_s \\
 M_{jk} &= M_{pp} \quad \text{avec } j = 1 \rightarrow n \text{ et } k = (j+1) \rightarrow n \\
 M_{jk} &= M_{ps} \quad \text{avec } j = 1 \rightarrow n \text{ et } k = (n+1) \rightarrow N \\
 M_{jk} &= M_{ss} \quad \text{avec } j = (n+1) \rightarrow N \text{ et } k = (n+1) \rightarrow N
 \end{aligned} \tag{III.9}$$

Pour ce coupleur, la matrice inductance comprend alors 5 termes indépendants et s'écrit comme suit :

$$\Lambda_N = \begin{pmatrix} L_p & M_{pp} & M_{pp} & \dots & M_{ps} & \dots & M_{ps} \\ M_{pp} & L_p & M_{pp} & \dots & M_{ps} & \dots & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & L_p & \dots & M_{ps} & \dots & M_{ps} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{ps} & M_{ps} & \dots & \dots & L_s & \dots & M_{ss} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} & \dots & M_{ss} & \dots & L_s \end{pmatrix} \tag{III.10}$$

Le but de cette étude est de mettre en évidence les limites théoriques intrinsèques au coupleur magnétique en fonction du nombre d'enroulements. Le point important concerne alors le calcul du coefficient de couplage en fonction de « N ». Or, notre matrice compte encore trois termes de mutuelle différents M_{pp} , M_{ss} ou M_{ps} soit, a priori, trois coefficients de couplage k_{pp} , k_{ss} et k_{ps} , définis comme suit :

$$k_{pp} = \frac{M_{pp}}{L_p} \quad k_{ss} = \frac{M_{ss}}{L_s} \quad k_{ps} = \frac{M_{ps}}{\sqrt{L_p \cdot L_s}} \tag{III.11}$$

L'étude porte sur ces coefficients de couplage et nous notons, compte tenu de (III.11) que des impédances différentes peuvent conduire à ces mêmes coefficients de couplage. C'est ce point que nous développons ci-dessous pour l'exemple d'un transformateur simple.

Supposons alors un coupleur à 2 enroulements différents l'un de l'autre et décrit par la matrice inductance [2 x 2] symétrique suivante :

$$\Lambda_2 = \begin{pmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Si I_1 et I_2 sont respectivement les courants qui circulent dans les enroulements 1 et 2, alors l'énergie magnétique de ce coupleur s'écrit :

$$W = \frac{1}{2}L_1 \cdot I_1^2 + \frac{1}{2}L_2 \cdot I_2^2 + M \cdot I_1 \cdot I_2 \quad (\text{III.13})$$

Cette énergie peut être réécrite en fonction des courants $I_1' = I_1$ et $I_2' = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot I_2$, soit :

$$W = \frac{1}{2}L_1 \cdot I_1'^2 + \frac{1}{2}L_1 \cdot \left(\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot I_2' \right)^2 + M \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \left(I_1' \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot I_2' \right) \quad (\text{III.14})$$

Les deux termes d'inductances propres sont alors identiques et égaux à L_1 soit un coupleur à 2 ports identiques (respectivement 1 et 2'). Le coefficient de couplage magnétique k entre 1 et 2' reste le même que précédemment entre 1 et 2 soit :

$$k = \frac{M \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}}{L_1} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (\text{III.15})$$

Vu des ports 1 et 2, notre système est alors équivalent à un coupleur à 2 enroulements identiques (1 et 2') suivi d'un coupleur idéal de rapport de transformation $\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$. Pour rendre compte de cette équivalence, le schéma électrique de ce système de la Figure III-13 peut être identifié à partir des éléments de la matrice inductance décrite en (III.12) et de l'écriture de l'énergie (III.13).

Pour simplifier encore notre étude nous pouvons donc montrer que vis-à-vis des coefficients de couplage, un coupleur à 2 enroulements différents peut être ramené à un système

équivalent qui se compose d'un coupleur à 2 enroulements identiques et d'un coupleur parfait (Figure III-13).

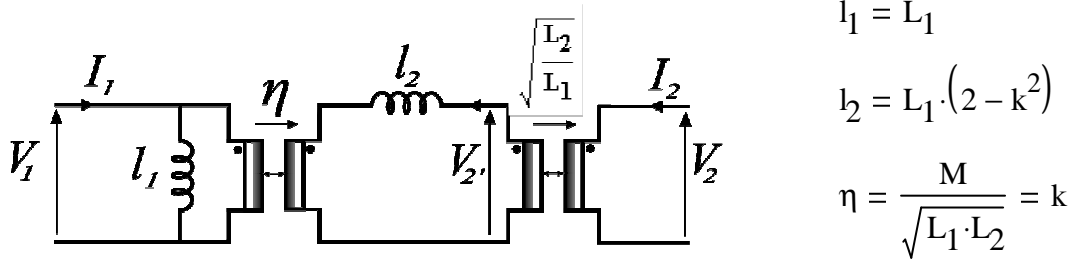


Figure III-13 : Schéma équivalent d'un coupleur à 2 ports différents

Nous pouvons alors décrire notre système par le biais d'un coupleur à « N » ports identiques suivi de « n » coupleurs idéaux. D'un point de vue des couplages entre enroulements, les coupleurs idéaux ne présentent pas d'intérêt et nous étudierons les limitations théoriques en terme de coefficient de couplage inhérentes à un coupleur à « N » enroulements identiques [Ha09].

III.2.1.b) Limite théorique du coefficient de couplage :

Dans les calculs suivants, nous nous appuyerons sur les études antérieures menées au laboratoire par J.P.Keradec sur les schémas équivalents de transformateurs. En effet, la démarche globale adoptée dans ces études, basée sur l'écriture de l'énergie magnétique ou électrostatique des systèmes nous offre un outil adapté aux systèmes complexes à N enroulements [Mar07].

Notons que dans un coupleur aux enroulements identiques (ayant L – inductance propre, M – la mutuelle et $k = M/L$ – coefficient de couplage), la matrice des coefficients de couplages joue le même rôle que la matrice des inductances et respecte les mêmes inégalités. Cette matrice est définie positive, c'est-à-dire que tout les déterminants des sous-matrices principales sont positifs. L'écriture de cette condition pour les valeurs de N croissantes nous permet d'obtenir les inégalités du Tableau III-2. Pour une valeur N, toutes ces inégalités doivent être respectées et déterminent les bornes du coefficient de couplage selon (III.16).

Pour des inductances couplées, le signe de la mutuelle revêt un caractère important puisque en fonction de celui-ci, la mise en série des inductances permet de diminuer l'inductance effective si $M < 0$ et inversement si $M > 0$. Ce point est notamment mis à profit pour les

Busbars ou encore les inductances de filtrage CEM de type mode commun et mode différentiel.

Tableau III-2 : Contraintes pour le coefficient de couplage			
	Matrice des coefficients de couplages	Déterminant	Contrainte du coefficient de couplage
N = 2	$\begin{pmatrix} 1 & k \\ k & 1 \end{pmatrix}$	$(1 - k^2) > 0$	$-1 \leq k \leq 1$
N = 3	$\begin{pmatrix} 1 & k & k \\ k & 1 & k \\ k & k & 1 \end{pmatrix}$	$(2k + 1) \cdot (1 - k)^2 > 0$	$-\frac{1}{2} \leq k \leq 1$
N = 4	$\begin{pmatrix} 1 & k & k & k \\ k & 1 & k & k \\ k & k & 1 & k \\ k & k & k & 1 \end{pmatrix}$	$(3k + 1) \cdot (1 - k)^3 > 0$	$-\frac{1}{3} \leq k \leq 1$
N = 5	$\begin{pmatrix} 1 & k & k & k & k \\ k & 1 & k & k & k \\ k & k & 1 & k & k \\ k & k & k & 1 & k \\ k & k & k & k & 1 \end{pmatrix}$	$(4k + 1) \cdot (1 - k)^4 > 0$	$-\frac{1}{4} \leq k \leq 1$

$$-\frac{1}{N-1} \leq k \leq 1 \quad \longrightarrow \quad -\frac{L}{N-1} \leq M \leq L \quad (\text{III.16})$$

Dans le cas de transformateurs, la mise en série d'enroulements est beaucoup plus rare et le signe de M fixe le signe du rapport de transformation et donc les bornes homologues. Dans ce cas de figure, une question se pose : peut-on imaginer une structure magnétique à N enroulements pour laquelle toutes les mutuelles sont positives ?

Dans le cas d'un noyau magnétique commun à plusieurs jambes, exemple à 5 enroulements dans [Lab08], les mutuelles ne peuvent pas être toutes positives. En effet, les tubes de flux

sont en parallèles et ne permettent pas une circulation de tous les flux dans un même et unique sens.

Cette solution est celle retenue pour la conception d'inductances couplées car celle-ci permet de réduire la taille du circuit magnétique [Par97] [For07] [Lab08] [Bou08]. En effet une mutuelle négative reflète la soustraction des flux magnétiques dans le circuit. Cette solution permet donc de diminuer la section des tubes de flux puisque le flux qui les traverse se trouve donné par une différence. La limite de l'exercice se trouve dans la diminution inéluctable du coefficient de couplage en fonction du nombre d'inductances.

Dans le cas d'un noyau magnétique commun toroidal, les tubes de flux sont à l'inverse en série (Figure III-14) et le coefficient de couplage peut être positif. En conséquence de la relation (III.16), ce coefficient peut être en théorie égale à 1 quelque soit le nombre d'enroulements. Cette alternative ne souffre pas, a priori, du grand nombre et nous nous attacherons à rester le plus proche possible de ce cas pour notre système.

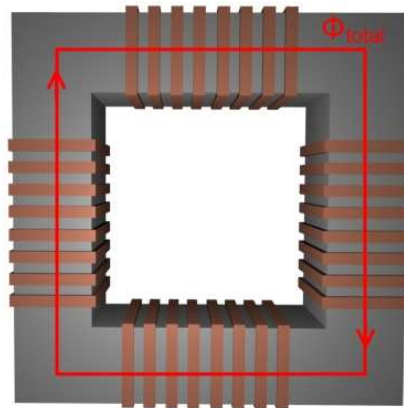


Figure III-14 : Exemple de mise en série de tube de flux

Par contre, nous constatons que la simple mise en série de tube de flux semble peu adéquate pour la conception de coupleurs complexes.

Nous pouvons alors nous intéresser aux alternatives pour la mise en série équivalente de tubes de flux par le biais de connexions électriques, c'est-à-dire la mise en parallèle d'enroulements (Figure III-15).

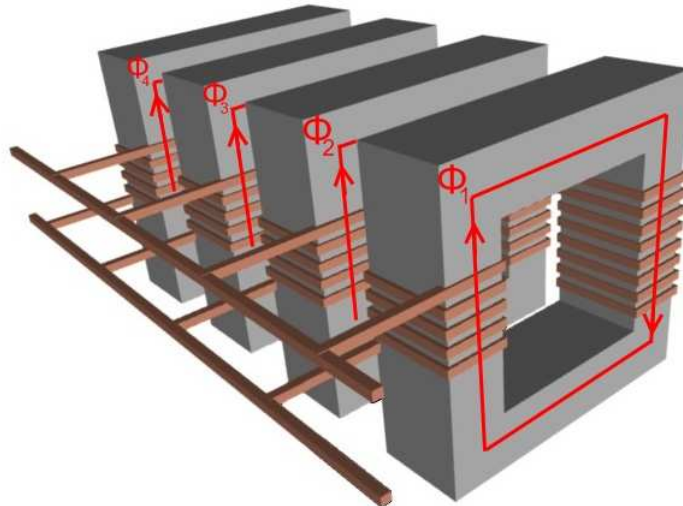


Figure III-15 : Mise en série de flux par le biais des enroulements en parallèle

Pour illustrer l'avantage du couplage électrique entre les enroulements, nous déterminons maintenant le coefficient de couplage en fonction du nombre « N » d'enroulements. Nous commençons tout d'abord par calculer le coefficient de couplage avec « N = 2 » : donc deux primaires de deux transformateurs dont deux secondaires sont mis en parallèles (Figure III-16).

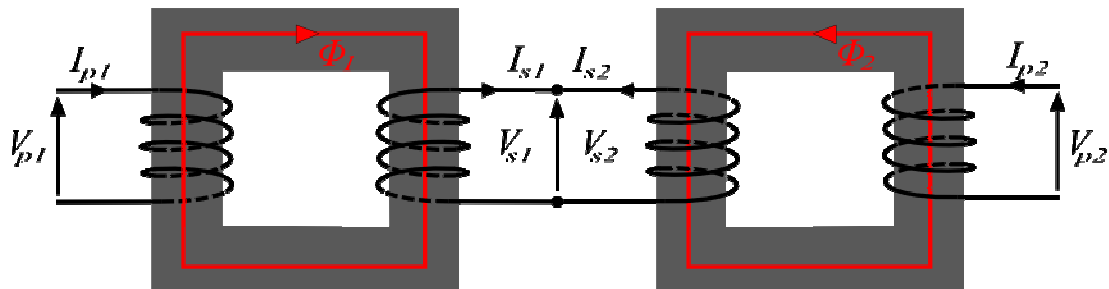


Figure III-16 : Couplage entre deux primaire

Si les paramètres de chaque transformateur sont les inductances propres L et la mutuelle M, nous avons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} V_{p1} \\ V_{s1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_{p1} \\ \dot{I}_{s1} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} V_{p2} \\ V_{s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_{p2} \\ \dot{I}_{s2} \end{pmatrix} \\ \dot{I}_{s1} = -\dot{I}_{s2} \\ V_{s1} = V_{s2} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Nous pouvons alors décrire ce système de 2 transformateurs par un système global à seulement 2 enroulements, comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{p1} \\ V_{p2} \end{pmatrix} = \Lambda_2 \begin{pmatrix} \dot{I}_{p1} \\ \dot{I}_{p2} \end{pmatrix} \quad \text{où} \quad \Lambda_2 = \begin{pmatrix} L - \frac{M^2}{2L} & \frac{M^2}{2L} \\ \frac{M^2}{2L} & L - \frac{M^2}{2L} \end{pmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Le coefficient de couplage entre deux primaires est alors de :

$$k_2 = \frac{\frac{M^2}{2L}}{\sqrt{\left(L - \frac{M^2}{2L}\right)^2}} = \frac{M^2}{2L^2 - M^2} \quad (\text{III.19})$$

Cette démarche peut être reconduite pour un système de trois transformateurs connectés en parallèles via leur enroulements secondaires. La matrice inductance correspondante est alors donnée ci-dessous :

$$\Lambda_3 = \begin{pmatrix} L - \frac{2M^2}{3L} & \frac{M^2}{3L} & \frac{M^2}{3L} \\ \frac{M^2}{3L} & L - \frac{2M^2}{3L} & \frac{M^2}{3L} \\ \frac{M^2}{3L} & \frac{M^2}{3L} & L - \frac{2M^2}{3L} \end{pmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Le coefficient de couplage est dans ce cas donné par :

$$k_3 = \frac{\frac{M^2}{3L}}{\sqrt{\left(L - \frac{2M^2}{3L}\right)^2}} = \frac{M^2}{3L^2 - 2M^2} \quad (\text{III.21})$$

A partir des deux cas simples ci-dessus, nous pouvons généraliser l'écriture de la matrice pour un nombre de transformateurs connectés de « N » et en déduire les valeurs de l'inductance propre, de la mutuelle et du coefficient de couplage :

$$L_N = L - \frac{(N-1)M^2}{N.L} \quad \text{et} \quad M_N = \frac{M^2}{N.L} \quad (\text{III.22})$$

Alors, le coefficient de couplage entre les enroulements est aussi en fonction de « N » :

$$k_N = \frac{M^2}{NL^2 - (N-1)M^2} \quad (\text{III.23})$$

Si k est le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire, nous obtenons :

$$k_N = \frac{k^2}{N - (N-1)k^2} \quad (\text{III.24})$$

A l'aide de ces relations et des précédentes, relatives à un système à N enroulements identiques (III.16), nous pouvons comparer ces solutions. En effet, nous montrons Figure III-17, les valeurs du coefficient de couplage en fonction de N pour les trois alternatives : mise en parallèle et en série de tubes de flux et mise en parallèle électrique des enroulements. Dans le cas d'une mise en série des tubes de flux, le coefficient ne dépend pas de « N » et reste égal à 1. Dans le cas d'une mise en parallèle des tubes de flux, par exemple par un noyau magnétique à n jambes, ce coefficient décroît en fonction de « N » (courbe rouge). Enfin, dans le cas d'une mise en parallèle électrique des enroulements, ce coefficient diminue en fonction de « N » et reste supérieur au cas précédent pour des valeurs de k supérieures à $\sqrt{\frac{N}{2(N-1)}}$ (courbe bleu).

La solution retenue d'une mise en parallèle électrique entre enroulements permet donc de conserver pour des valeurs de « N » grandes (de l'ordre de quelques dizaines), un coefficient de couplage non négligeable. Les valeurs atteintes dépendent cependant complètement du coefficient de couplage intrinsèque à chaque transformateur à 2 enroulements.

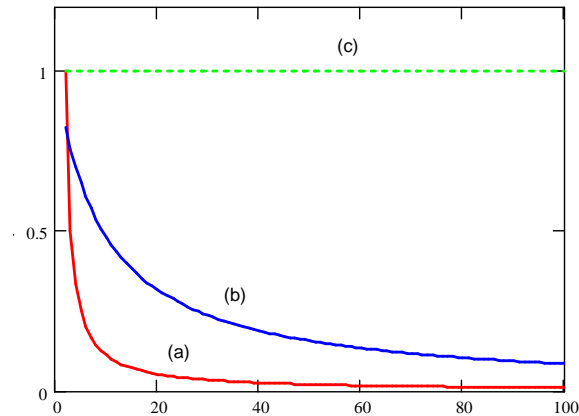


Figure III-17 : Variation du coefficient de couplage en fonction du nombre de portes « N » ; (a) – mise en parallèle les tubes de flux, (b) – avec $k = 0.95$, (c) – le cas idéal $k = 1$

III.2.2. Transformateur inter-convertisseurs (TIC) :

Compte tenu des développements précédents, nous retenons pour notre système, une solution qui met en œuvre « n » transformateurs à 3 enroulements, 1 par convertisseurs, reliés entre eux électriquement par leur enroulements tertiaires. Cette implémentation du coupleur magnétique entre convertisseurs est décrite sur la Figure III-18. Le coupleur global à $2 \times n$ enroulements constitue alors ce que nous nommerons un Transformateur Inter-Convertisseur (TIC). Dans la suite de notre étude, nous nous focaliserons sur le comportement de ce TIC d'un point de vue du filtrage. En effet, les couplages magnétiques entre convertisseurs doivent permettre de tirer parti de l'entrelacement des convertisseurs via des lois de commande spécifiques (voir chapitre II). En ce sens, une représentation équivalente du TIC est développée pour montrer l'intérêt du TIC vis-à-vis du filtrage et permettre la simulation électrique de l'ensemble du réseau de convertisseurs. De même, des outils de simulation sont développés pour appréhender les différents échanges d'énergie entre convertisseurs et leurs rôles pour le filtrage des grandeurs de sortie.

III.2.2.a) Schéma équivalent du TIC :

L'ensemble simplifié du réseau de convertisseurs, représenté sur la Figure III-18, permet de visualiser les différentes connexions électriques, en entrée et en sortie des convertisseurs, de même qu'au centre par le biais des n transformateurs à 3 enroulements qui constitue le TIC.

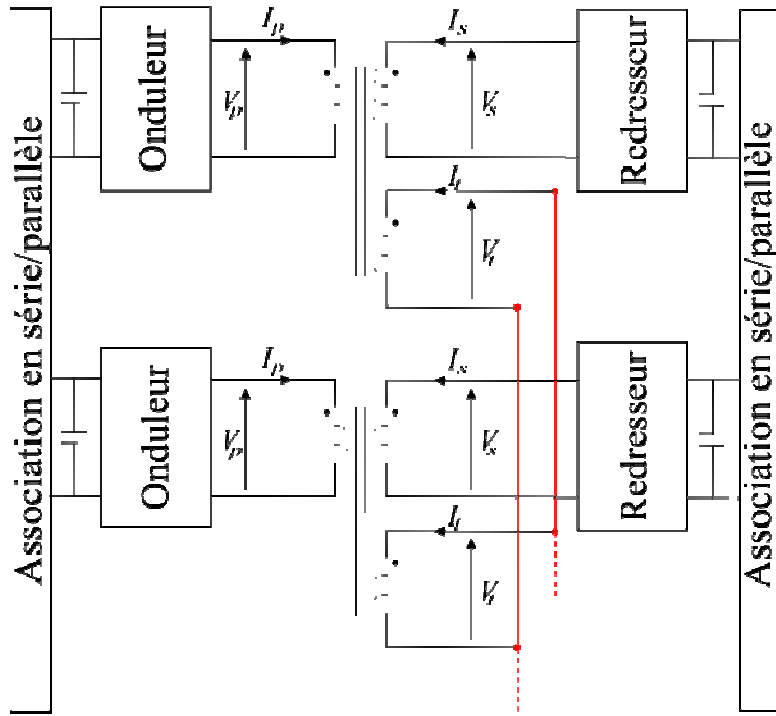


Figure III-18 : Réseau des convertisseurs avec le couplage entre transformateurs

La Figure III-19 présente le schéma équivalent d'un transformateur à trois enroulements pour lequel les indices « 1 », « 2 », « 3 » correspondent respectivement aux enroulements primaire, secondaire et tertiaire. En conséquence, l'inductance l_1 désigne l'inductance magnétisante placée au primaire et η_{12} , le rapport de transformation du primaire vers le secondaire. Pour les grandeurs électriques (tensions et courants), nous utilisons les lettres « p », « s » et « t » correspondant respectivement au primaire, secondaire et tertiaire, idem pour le TIC.

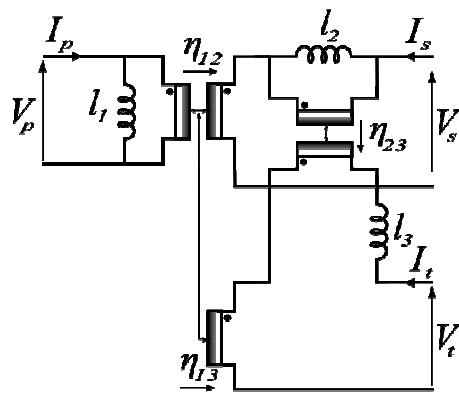


Figure III-19 : Schéma équivalent du transformateur à trois enroulements

Les relations entre grandeurs électriques sont données par la matrice inductance Λ_1 , soit :

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_s \\ V_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} \\ M_{12} & L_2 & M_{23} \\ M_{13} & M_{23} & L_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} I_p \\ \frac{d}{dt} I_s \\ \frac{d}{dt} I_t \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad [V] = \Lambda_1 \cdot [\dot{I}]_1 \quad (\text{III.25})$$

Les composantes de la matrice Λ_1 du transformateur peuvent également être calculées à partir des inductances et des coefficients de couplage du schéma équivalent de la Figure III-19 comme suit :

$$\Lambda_1 = \begin{pmatrix} l_1 & \eta_{12} \cdot l_1 & \eta_{13} \cdot l_1 \\ \eta_{12} \cdot l_1 & l_2 + \eta_{12}^2 \cdot l_1 & \eta_{23} \cdot l_2 + \eta_{13} \cdot \eta_{12} \cdot l_1 \\ \eta_{13} \cdot l_1 & \eta_{23} \cdot l_2 + \eta_{13} \cdot \eta_{12} \cdot l_1 & l_3 + \eta_{23}^2 \cdot l_2 + \eta_{13}^2 \cdot l_1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Pour représenter et étudier le transformateur inter-convertisseurs constitué par la mise en parallèle, via leurs tertiaires, des transformateurs à 3 enroulements, nous cherchons à écrire la matrice inductance globale du TIC en fonction de Λ_1 . Nous procédons alors pas à pas, par la mise en parallèle de 2, 3 et enfin n transformateurs entre eux. Pour établir les matrices inductances correspondantes, nous adopterons une démarche globale d'écriture de l'énergie magnétostatique pour les 2 systèmes équivalents, à savoir les n transformateurs 3 enroulements en parallèles et le TIC à 2xn enroulements.

Nous commencerons par préciser l'écriture de l'énergie magnétostatique de tel système. En effet, l'énergie magnétostatique du transformateur peut s'écrire par (III.27) ou sous forme matricielle à l'aide de (III.28) :

$$W_1 = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_p^2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_s^2 + \frac{1}{2} \cdot L_3 \cdot I_t^2 + M_{12} \cdot I_p \cdot I_s + M_{13} \cdot I_p \cdot I_t + M_{23} \cdot I_s \cdot I_t \quad (\text{III.27})$$

$$W_1 = \frac{1}{2} [I]_1^T \cdot \Lambda_1 \cdot [I]_1 \quad (\text{III.28})$$

Quand ces deux transformateurs sont connectés via leurs tertiaires, ils partagent la même tension et la loi des nœuds impose que les deux courants tertiaires soient identiques en module et de sens opposés.

$$\begin{aligned} V_{t1} &= V_{t2} \\ I_{t1} &= -I_{t2} \end{aligned} \quad (\text{III.29})$$

Nous identifions ensuite les termes de la matrice inductance Λ_2 de notre TIC à 2 convertisseurs suivant l'écriture ci-dessous :

$$W_2 = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} I_{p1} \\ I_{p2} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} L_p & M_{pp} & M_{ps1} & M_{ps2} \\ M_{pp} & L_p & M_{ps2} & M_{ps1} \\ M_{ps1} & M_{ps2} & L_s & M_{ss} \\ M_{ps2} & M_{ps1} & M_{ss} & L_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{p1} \\ I_{p2} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.30})$$

ou :
$$W_2 = \frac{1}{2} [I]_2^T \cdot \Lambda_2 \cdot [I]_2$$

Les termes de la matrice Λ_2 sont donc calculés à partir des composants de la matrice Λ_1 du transformateur à trois enroulements selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{1}{2} \cdot \frac{-M_{13}^2 + 2 \cdot L_1 \cdot L_3}{L_3} & L_s &= \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot L_2 \cdot L_3 - M_{23}^2}{L_3} \\ M_{pp} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{M_{13}^2}{L_3} & M_{ss} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{M_{23}^2}{L_3} \\ M_{ps1} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{-M_{13} \cdot M_{23} + 2M_{12} \cdot L_3}{L_3} & M_{ps2} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{M_{13} \cdot M_{23}}{L_3} \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

Parmi les termes de la matrice Λ_2 , nous distinguons M_{ps1} qui représente l'inductance mutuelle entre primaire et secondaire d'un même transformateur à 3 enroulements, et M_{ps2} qui représente l'inductance mutuelle entre le primaire d'un transformateur et le secondaire d'un autre transformateur. Dans notre démarche de conception, nous souhaitons, vis-à-vis des contraintes de filtrage, que notre TIC présente, pour le réseau, n enroulements primaires identiques entre eux et n enroulements secondaire identiques entre eux. Cette contrainte impose alors une relation supplémentaire (III.32).

De cette équation, nous extrirons une contrainte spécifique pour le dimensionnement des transformateurs à 3 enroulements qui constituent notre TIC. Cette contrainte peut également être traduite à l'aide de (III.26) en fonction des valeurs du schéma équivalent de la Figure III-19.

$$\begin{aligned}
 M_{ps1} &= M_{ps2} \\
 M_{12} \cdot L_3 &= M_{13} \cdot M_{23} \\
 l_3 &= \eta_{23} \cdot l_2 \cdot \frac{-\eta_{12} \cdot \eta_{23} + \eta_{13}}{\eta_{12}}
 \end{aligned} \tag{III.32}$$

Nous pouvons procéder de la même manière pour 3 transformateurs élémentaires connectés en parallèle par leurs tertiaires. Le TIC est alors équivalent à un système magnétique à 6 enroulements dont les termes de la matrice inductance Λ_3 sont donnés par (III.34). Nous remarquons alors que la condition pour que les primaires, respectivement secondaires, soient identiques entre eux est la même que dans le cas précédent de Λ_2 soit (III.32).

$W_3 = [I]_3^T \Lambda_3 [I]_3 \tag{III.33}$
$ \begin{aligned} L_p &= \frac{1}{3} \cdot \frac{-2 \cdot M_{13}^2 + 3 \cdot L_1 \cdot L_3}{L_3} & L_s &= \frac{1}{3} \cdot \frac{-2 \cdot M_{23}^2 + 3 \cdot L_2 \cdot L_3}{L_3} \\ M_{pp} &= \frac{1}{3} \cdot \frac{M_{13}^2}{L_3} & M_{ss} &= \frac{1}{3} \cdot \frac{M_{23}^2}{L_3} \\ M_{ps} &= \frac{1}{3} \cdot \frac{M_{13} \cdot M_{23}}{L_3} \end{aligned} \tag{III.34} $

Pour ce système magnétique complexe, nous cherchons également une représentation simplifiée sous forme de schéma électrique équivalent. Pour cela, nous réécrivons l'énergie magnétostatique globale et nous cherchons à supprimer les termes croisés et à ne garder que les termes propres. Cette démarche correspond à une diagonalisation de la matrice inductance décrite dans [Mar07]. L'expression de l'énergie magnétostatique (III.33) peut donc être réécrite sous la forme suivante (III.35) :

$$w_3 = \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot \left[\left(\sum_{j=1}^3 I_{pj} \right) + \eta \cdot \left(\sum_{j=1}^3 I_{sj} \right) \right]^2 + \frac{1}{2} \cdot l_f \cdot \left(\sum_{j=1}^3 I_{sj} \right)^2 + \frac{1}{2} \cdot l_p \cdot \left[\sum_{j=1}^2 \sum_{(j-k \leq 3)} (I_{pj} - I_{pk})^2 \right] + \frac{1}{2} \cdot l_s \cdot \left[\sum_{j=1}^2 \sum_{(j-k \leq 3)} (I_{sj} - I_{sk})^2 \right] \tag{III.35}$$

Dans cette expression, les nouveaux paramètres sont calculés à partir des termes de la matrice Λ_3 et présentés dans (III.36).

$$\begin{aligned}
 l_m &= \frac{1}{3} \cdot (L_p + 2 \cdot M_{pp}) & \eta &= \frac{M_{ps}}{\frac{1}{3} \cdot (L_p + 2 \cdot M_{pp})} \\
 l_{fp} &= \frac{1}{3} \cdot (L_p - M_{pp}) & & \\
 l_{fs} &= \frac{1}{3} \cdot (L_s - M_{ss}) & l_f &= \frac{1}{3} \cdot \left[L_s + 2 \cdot M_{ss} - 3 \cdot \frac{M_{ps}^2}{\frac{1}{3} \cdot (L_p + 2 \cdot M_{pp})} \right]
 \end{aligned} \tag{III.36}$$

A l'aide de cette écriture, nous pouvons facilement en déduire le schéma électrique équivalent de la Figure III-20 ci-dessous. En effet, il suffit de composer les courants qui interviennent dans l'écriture de (III.35) et de placer les inductances parcourues par ces courants.

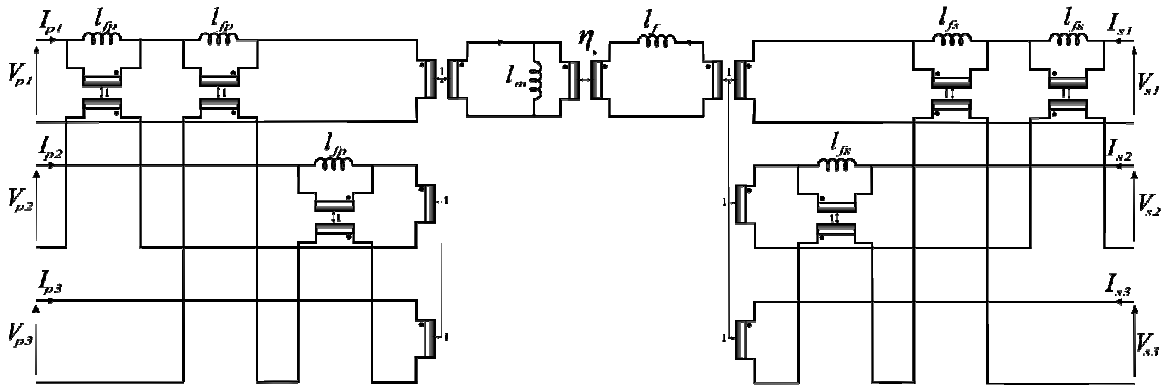


Figure III-20 : Schéma équivalent du transformateur à 3 primaires identiques et 3 secondaires identiques

De la même façon, nous pouvons montrer que le couplage entre « n » transformateurs à trois enroulements via leurs tertiaires est équivalent à un transformateur à « n » primaires identiques et « n » secondaires identiques. Par ailleurs, la condition pour le transformateur à trois enroulements est toujours (III.32). Les termes de la matrice Λ_n (qui est de taille $2n \times 2n$) en fonction de « n » s'écrivent alors selon (III.37) :

$$\begin{aligned}
 L_p &= \frac{1}{n} \cdot \frac{-(n-1) \cdot L_{13}^2 + n \cdot L_1 \cdot L_3}{L_3} & L_s &= \frac{1}{n} \cdot \frac{-(n-1) \cdot M_{23}^2 + n \cdot L_2 \cdot L_3}{L_3} \\
 M_{pp} &= \frac{1}{n} \cdot \frac{M_{13}^2}{L_3} & M_{ss} &= \frac{1}{n} \cdot \frac{M_{23}^2}{L_3} \\
 M_{ps} &= \frac{1}{n} \cdot \frac{M_{13} \cdot L_{23}}{L_3}
 \end{aligned} \tag{III.37}$$

Le schéma équivalent d'un tel transformateur peut être présenté soit sous forme complète [Mar07], soit sous une forme simplifiée puisque le nombre de termes indépendants dans la matrice reste identique au cas précédent. De la même manière que précédemment, nous obtenons alors les expressions des éléments du schéma équivalent selon (III.38) ou (III.39).

$l_m = \frac{1}{n} \cdot [L_p + (n-1) \cdot M_{pp}]$ $l_{fp} = \frac{1}{n} \cdot (L_p - M_{pp})$ $l_{fs} = \frac{1}{n} \cdot (L_s - M_{ss})$	$\eta = \frac{M_{ps}}{\frac{1}{n} \cdot [L_p + (n-1) \cdot M_{pp}]}$ $L_f = \frac{1}{n} \cdot \left[L_s + (n-1) \cdot M_{ss} - n \cdot \frac{M_{ps}^2}{\frac{1}{n} \cdot [L_p + (n-1) \cdot M_{pp}]} \right]$	(III.38)
$l_m = \frac{1}{n} \cdot L_1$ $l_{fp} = \frac{1}{n} \cdot \left(L_1 - \frac{M_{13}^2}{L_3} \right)$ $l_{fs} = \frac{1}{n} \cdot \left(L_2 - \frac{M_{23}^2}{L_3} \right)$	$\eta = \frac{M_{12}}{L_1}$ $l_f = \frac{1}{n} \cdot \left(L_2 - \frac{M_{12}^2}{L_1} \right)$	(III.39)

Si nous incluons à ces expressions la condition (III.32), celles-ci peuvent alors se réduire à (III.40).

$$\begin{aligned}
 l_m &= \frac{1}{n} \cdot l_1 & l_{fp} &= \frac{1}{n} \cdot \frac{\eta_{23} \cdot l_1 \cdot l_2}{\eta_{23} \cdot l_2 + \eta_{13} \cdot \eta_{12} \cdot l_1} \\
 l_f &= \frac{1}{n} \cdot l_2 & l_{fs} &= \frac{1}{n} \cdot \frac{(-\eta_{12} \cdot \eta_{23} + \eta_{13}) \cdot l_2}{\eta_{13}} \\
 \eta &= \eta_{12}
 \end{aligned}
 \tag{III.40}$$

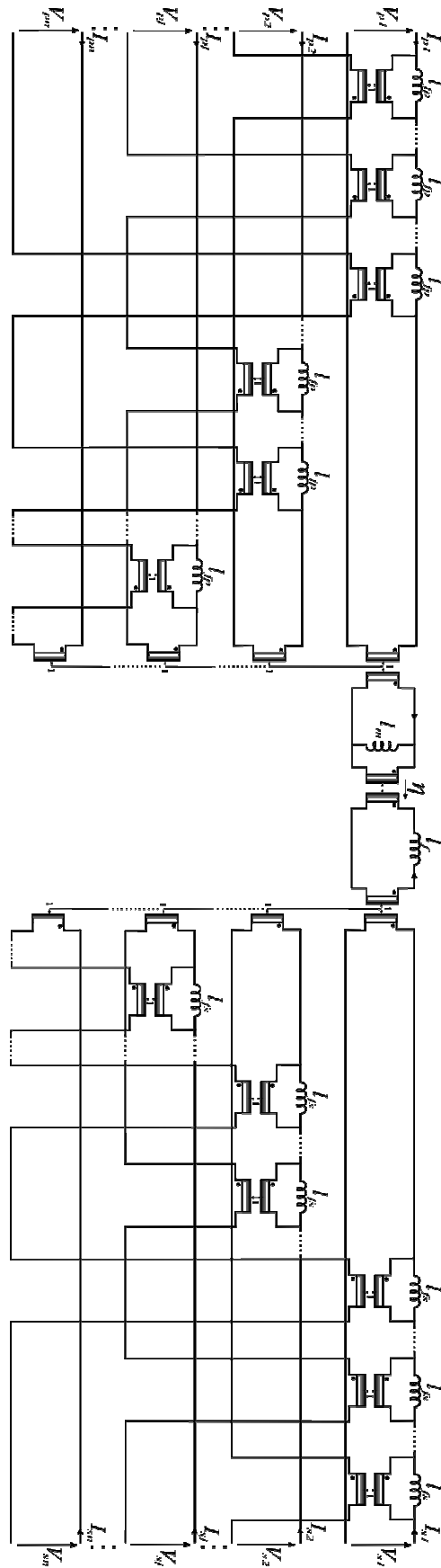


Figure III-21 : Schéma équivalent du transformateur à « n » primaires identiques et « n » secondaires identiques

III.2.2.b) Commentaires :

Le schéma équivalent électrique de notre transformateur inter-convertisseur met en évidence le transfert d'énergie entre les primaires et les secondaires par le biais d'un coupleur simple représenté au centre du schéma. A l'aide des relations précédentes, nous remarquons alors que le rapport de transformation lié à ce coupleur central est constant et ne dépend pas de « n ». Le rapport de transformation entre les n primaires et les n secondaires est égal à celui entre primaire et secondaire d'un transformateur élémentaire. Les autres termes, qui représentent les inductances du schéma équivalent, dépendent eux de 1/n.

De part et d'autre du transformateur de rapport η , le schéma équivalent reprend pour les n primaires, respectivement secondaires, une topologie proche de la cascade symétrique, mentionnée précédemment. En effet, les n primaires sont connectés entre eux par $\frac{n(n-1)}{2}$ coupleurs identiques de rapport unitaire. Pour appréhender l'effet de cette topologie pour le fonctionnement du TIC, nous calculons la tension V_{pc} en amont du coupleur central en fonction des différentes tensions primaires V_{pj} ($j = 1..n$) comme montré sur la Figure III-22 selon (III.41) :

$$V_{pc} = V_{pj} - n \cdot l_{fp} \cdot \frac{d}{dt} I_{pj} + \sum_{k=1}^n l_{fp} \cdot \frac{d}{dt} I_{pk} \quad (III.41)$$

Soit :

$$nV_{pc} = \sum_{j=1}^n V_{pj} - n \cdot \sum_{j=1}^n l_{fp} \cdot \frac{d}{dt} I_{pj} + n \cdot \sum_{k=1}^n l_{fp} \cdot \frac{d}{dt} I_{pk} \quad (III.42)$$

Nous en déduisons :

$$V_{pc} = \frac{\sum_{j=1}^n V_{pj}}{n} \quad (III.43)$$

Cela veut dire que la tension à l'entrée du coupleur central est égale à la moyenne des tensions primaires.

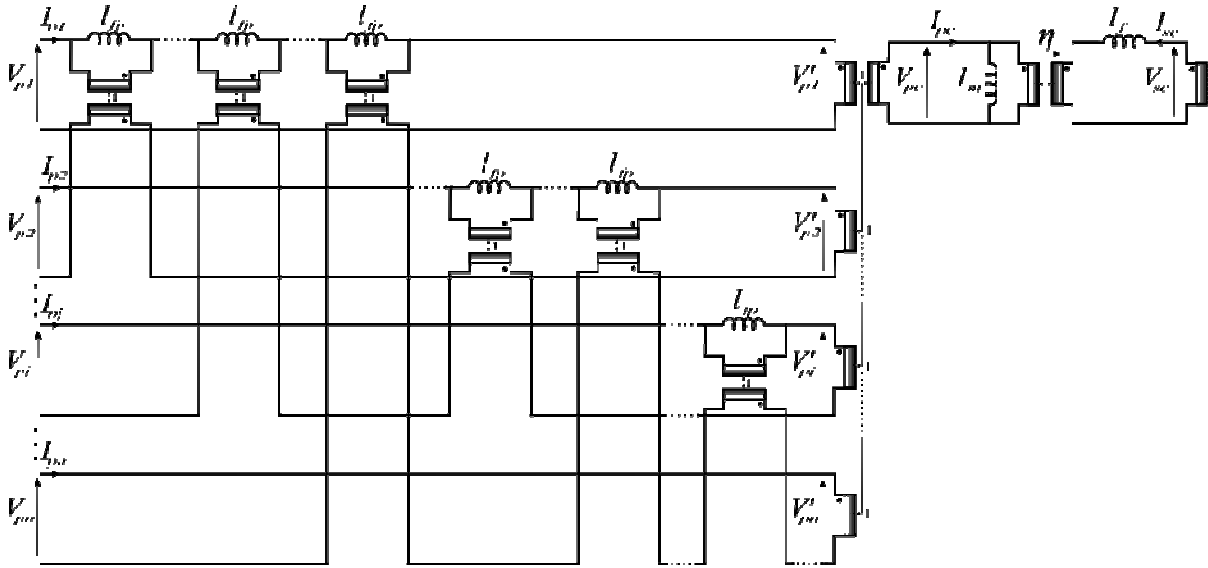


Figure III-22 : Côté primaire du transformateur inter-convertisseur

De la même manière, nous pouvons montrer que la tension à la sortie du coupleur central V_{sc} est égale à la moyenne des tensions secondaires. Les courants à l'entrée I_{pc} et à la sortie I_{sc} du coupleur central sont eux donnés par les sommes des courants respectivement primaires et secondaires.

$$I_{pc} = \sum_{j=1}^n I_{pj} \quad I_{sc} = \sum_{j=1}^n I_{sj} \quad (\text{III.44})$$

Nous constatons alors que le coupleur central joue un rôle de « synchronisation » des différentes tensions primaires et permet un transfert d'énergie, a priori, équilibré entre les différents secondaires. La forme d'onde V_{sc} est donc entièrement fonction de la loi de commande retenue pour gérer le réseau de convertisseur (aléatoire, entrelacement sur une demi-période, ...). L'entrelacement des tensions primaires sur une période est interdite puisque celle-ci correspond à une tension V_{pc} nulle. Ce point est lourd de conséquences et toutes les lois de commande à tension moyenne sur n nulle devront être écartées pour le fonctionnement du TIC. Compte tenu des spécifications pour notre application, nous retiendrons à l'inverse les lois de commande qui permettent d'obtenir une tension V_{pc} en créneau pleine onde. Dans ce cas, l'inductance de fuite l_f qui absorbe les différences entre V_{pc} et V_{sc} peut être considérablement réduite, ce qui signifie également que les inductances l_2 et l_3 du transformateur élémentaire peuvent également être réduites. Ce point est donc favorable à un très fort couplage entre enroulements pour nos transformateurs à 3 enroulements qui

constituent notre TIC. Ce fort couplage est également une manière de peu diminuer l'effet du couplage magnétique entre enroulements en fonction de n , tel que présenté précédemment dans (III.2.1.b).

Nous retrouvons donc dans la représentation équivalent de notre TIC une topologie retenue par ailleurs pour des structures entrelacées. Pour notre application, les lois de commandes décrites dans le chapitre II sont spécifiques et le type d'entrelacement choisi (sur une demi-période, commande aléatoire) ne permet pas d'analyser suivant les mêmes critères d'inductances symétriques l'effet de cette topologie. En conséquence, nous développons par la suite les outils numériques et analytiques à même de décrire le comportement du TIC dans le réseau.

III.3. Dimensionnement du transformateur élémentaire :

Dans notre approche, le TIC est constitué de transformateurs élémentaires à 3 enroulements, connectés entre eux par une mise en parallèle des tertiaires. Les transformateurs élémentaires doivent alors être dimensionnés pour répondre aux spécifications du TIC pour le fonctionnement du réseau de convertisseurs. Ce fonctionnement dépend alors complètement des lois de commandes : entrelacement, aléatoire, décrites en Chapitre II. En effet, nous cherchons à réduire les éléments magnétiques de filtrage et à favoriser les transferts d'énergie entre convertisseurs par le biais du TIC. Nous considérons alors deux lois de commande spécifiques, détaillées en II.4.2 et nous calculons les formes d'ondes en tensions et courants vues par le TIC et donc par les transformateurs élémentaires pour permettre, en fine, leur dimensionnement. D'un point de vue de des lois de commande, nous distinguons alors deux points : l'un selon le mode de gestion déterministe ou aléatoire de l'entrelacement et l'autre selon le mode de fonctionnement de l'onduleur. Pour étudier le fonctionnement, nous détaillerons alors les cas d'entrelacement déterministe de manière à cerner les différentes phases de fonctionnement et nous aborderons ensuite l'effet de l'entrelacement aléatoire, soit en simulation numérique, soit sous l'hypothèse du grand nombre. De même, nous détaillerons les modes de fonctionnement de l'onduleur pour lesquels les deux bras fonctionnent en décalés, selon que ceux-ci présentent un fonctionnement deux ou trois états. Pour restreindre l'étude de ces fonctionnements, nous simplifions la structure des convertisseurs et nous remplaçons le redresseur synchrone à MOS par un redresseur à diodes.

Pour débiter notre étude de dimensionnement, nous analysons le fonctionnement d'un réseau de 5 convertisseurs à l'aide de simulation sous Simplorer et nous calculons les différentes

tensions et courants aux bornes des transformateurs à l'aide de calculs semi analytiques sous Mathcad.

III.3.1.Cas de l'onduleur à deux états :

III.3.1.a)Calculs des formes d'ondes :

Nous commençons par la tension primaire (V_p). Cette tension est imposée par l'onduleur. Pendant αT , elle est imposée par la tension d'alimentation V_E et pendant $(1-\alpha)T$, elle est imposée à 0V par le court-circuit au travers des interrupteurs T1 et T3 ou T2 et T4, comme représenté sur la Figure III-23.

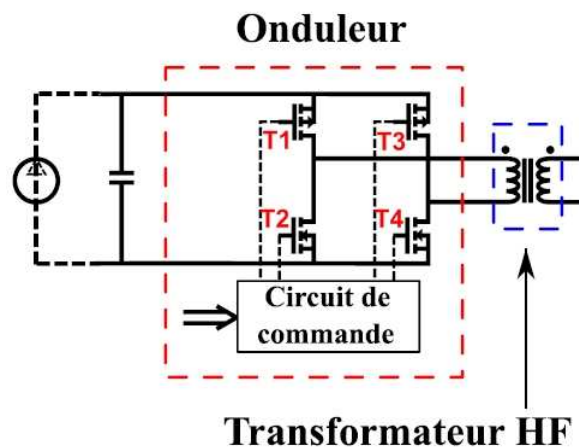


Figure III-23 : Schéma de l'onduleur

Dans un premier temps, nous effectuons le calcul des formes d'ondes pour une association des convertisseurs en parallèle en entrée et parallèle en sortie (PIPO). Dans ce cas, les tensions secondaires V_s sont supposées toutes identiques. Enfin, la tension aux bornes des tertiaires V_t est la même pour tous les transformateurs à 3 enroulements, dits élémentaires. Cette tension est alors fonction de toutes les autres tensions primaires et secondaires. D'un point de vue d'un des transformateurs élémentaires, ce lien s'écrit selon (III.45) :

$$V_{ti}(t) = (\eta_{13} - \eta_{12}\eta_{23})V_{pi}(t) + \eta_{23}V_{si}(t) + I_3 \frac{dI_{ti}(t)}{dt} \quad (III.45)$$

La tension tertiaire résultante est alors donnée par la moyenne sur n de toutes les tensions V_{ti} soit une tension V_t définie par (III.46).

$$V_t(t) = (\eta_{13} - \eta_{12}\eta_{23})V_{pm}(t) + \eta_{23}V_{sm}(t) \quad (III.46)$$

En supposant que toutes les tensions secondaires sont identiques ($V_{sm} = V_s$), il ne nous reste que l'expression de la moyenne de toutes les tensions aux primaires. Nous distinguons alors les cas d'entrelacements déterministe et aléatoire comme décrits en Chapitre II. Pour mener ce calcul, les commandes prises en compte sont générées sous Mathcad et nous tenons compte des contraintes d'implémentation rencontrées expérimentalement pour la programmation des CPLD (explications détaillées dans II.4.2).

La Figure III-24 ci-dessous montre alors les exemples de commandes des 2 bras de l'onduleur, de même que la tension en sortie d'onduleur à une fréquence de 50kHz. Notons que la tension primaire à 50kHz et la commande sont identiques sur une demi-période de découpage et inversées sur l'autre demi-période de découpage ce qui impose pour chaque période de découpage une composante continue nulle vis-à-vis du transformateur.

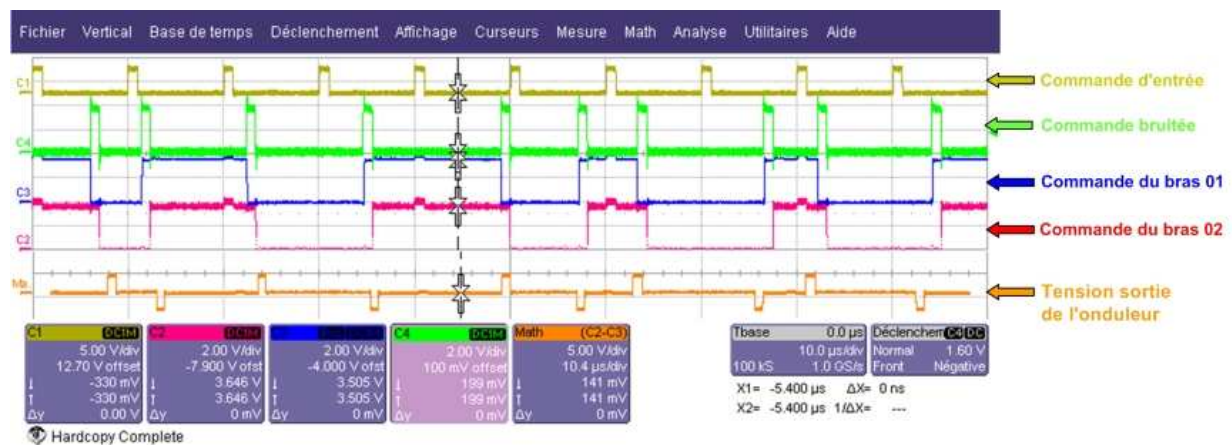


Figure III-24 : Test fonctionnel de la commande aléatoire pour $\alpha = 0,1$ [Gan07]

Sur la Figure III-25, la valeur moyenne de 100 tensions primaires pour un rapport cyclique $\alpha = 0,1$ est décrite par la courbe bleu. Nous constatons que pour la loi de commande aléatoire, cette forme d'onde tend vers un trapèze lorsque le nombre de convertisseur n augmente. Ce résultat peut alors être déduit théoriquement de la fonction de distribution imposée pour l'entrelacement des commandes et ce en fonction des valeurs de rapport cyclique α (courbe verte dans la Figure III-25)

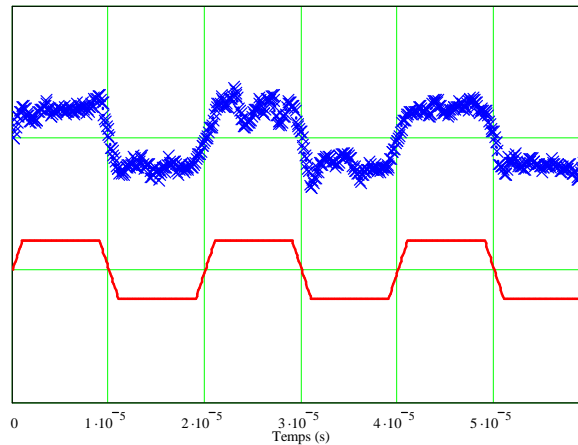


Figure III-25 : Moyenne calculée pour 100 cellules (rouge) et moyenne théorique (verte) des tensions primaires pour un rapport cyclique $\alpha = 0,1$

• **Calcul de la moyenne théorique des tensions primaires :**

Pour notre commande dite aléatoire, décrite dans le chapitre II, nous rappelons que ce sont les décalages en temps des commandes sur une demi-période qui sont générés aléatoirement (voir Figure III-24). Ces décalages sont retrreints en valeur en fonction du rapport cyclique α pour empêcher tout débordement d'une demi-période sur l'autre. Pour gérer les décalages, une distribution uniforme pour l'intervalle $[0, (1-\alpha)T]$ et définie selon : $unif(\alpha) = \frac{1}{(1-\alpha)T}$.

La somme des tensions au primaires est, en conséquence, fonction de cette distribution, c'est-à-dire de la probabilité d'une commande d'être décalée d'un temps t et donc de débiter à cette instant.

Nous obtenons alors pour $V_{pm}(t)$:

$$V_{pm}(t) = V_E \int_0^t unif(\alpha) dt \tag{III.47}$$

Les formes d'ondes théoriques pour la tension $V_{pm}(t)$ peuvent alors être calculées pour différentes valeurs de α et sont présentées ci-dessous :

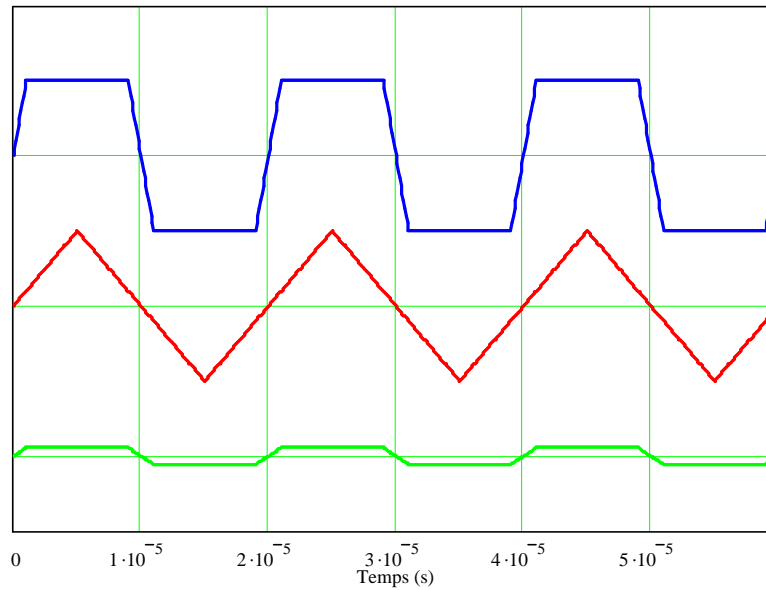


Figure III-26 : Moyenne théorique pour $\alpha = 0,9$ (bleu), $\alpha = 0,5$ (rouge) et $\alpha = 0,1$ (verte)

• **Mesure de la moyenne des tensions primaires :**

Pour relever la forme d'onde qui correspond à cette moyenne sur n des tensions primaires, nous choisissons d'effectuer une moyenne temporelle sur n périodes d'une seule de ces tensions primaires. Cette mesure est strictement équivalente et s'avère beaucoup plus simple à mettre en œuvre.

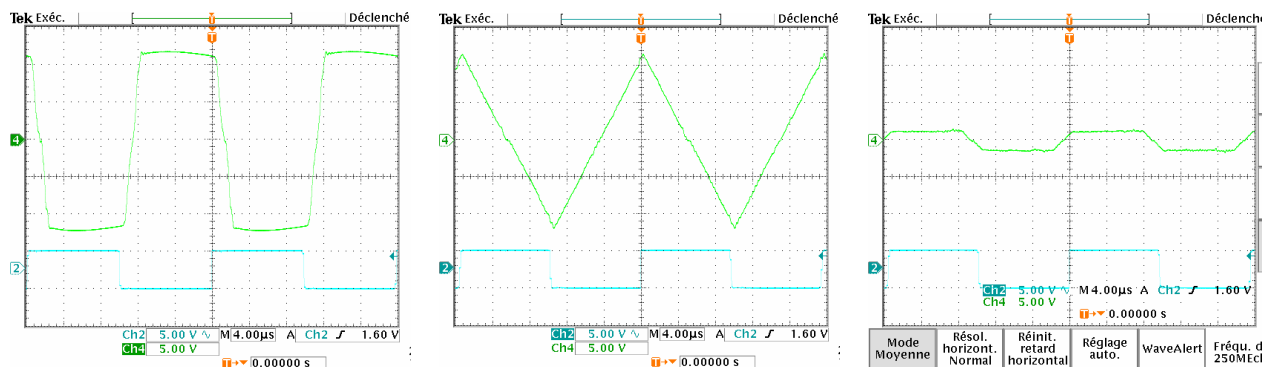


Figure III-27 : Mesure de la moyenne des tensions primaires en vert pour $\alpha = 0,9$ (gauche) ; $\alpha = 0,5$ (centre) et $\alpha = 0,1$ (droite). En bleu c'est la tension de référence pour synchronisation

D'après les calculs théoriques et les résultats pratiques, nous remarquons les points suivants :

- ❖ Plus le rapport cyclique est grand et plus l'influence du nombre d'éléments s'atténue (les décalages des signaux de commande entre eux sont diminués)

- ❖ Le sommet du trapèze est plus large quand le rapport cyclique α varie de 0,5 vers 0,9 et de 0,5 vers 0,1 (forme d'onde triangulaire quand $\alpha = 0,5$ (Figure III-27))

Ce type de commande ne répond donc pas entièrement à nos attentes puisque la forme d'onde n'égalise jamais un créneau pleine onde et se cantonne à une forme d'onde en trapèze. Cette forme d'onde est fonction de la loi de distribution bornée à $[0, (1-\alpha)T]$ qui s'applique au décalage et ne permet pas une distribution uniforme des créneaux sur une demi-période, notamment pour des temps inférieurs à αT et supérieurs à $(1-\alpha)T$. Le calcul effectué est cependant générique et peut donc permettre de calculer V_{pm} pour d'autres lois de distribution.

• **Calcul de la tension secondaire des transformateurs :**

A partir des expressions des tensions tertiaires (III.46) et des tensions primaires (III.47), nous pouvons maintenant calculer la tension aux secondaires des transformateurs. Pour cela, nous écrivons les équations différentielles qui lient ces grandeurs entre elles, soit du côté du TIC, soit du côté du redresseur, soit :

- D'un point de vue du transformateur :

$$V_s(t) = \eta_{12} \cdot V_p(t) + l_2 \left(\frac{d}{dt} I_s(t) + \eta_{23} \cdot \frac{d}{dt} I_t(t) \right) \quad (III.48)$$

- D'un point de vue du redresseur :

$$I_r(t) = C \cdot \frac{d}{dt} V_r(t) + \frac{V_r(t)}{R} \quad (III.49)$$

I_r : courant à la sortie du redresseur

V_r : tension à la sortie du redresseur

Nous pouvons alors écrire l'équation différentielle du second ordre pour la tension V_r selon le signe du courant I_s :

- Pour $I_s > 0$:

Soit $I_s = I_r$ et $V_s = -V_r$:

$$l_2 \cdot C \cdot \frac{d^2}{dt^2} V_r(t) + \frac{l_2}{R} \cdot \frac{d}{dt} V_r(t) + V_r(t) = \left[\eta_{12} + \frac{l_2}{l_3} \cdot (\eta_{12} \cdot \eta_{23}^2 - \eta_{23} \cdot \eta_{13}) \right] \cdot V_p(t) - \frac{l_2}{l_3} \cdot (\eta_{13} \cdot \eta_{23} - \eta_{12} \cdot \eta_{23}^2) \cdot V_{pm}(t) \quad (III.50)$$

- Pour $I_s < 0$:

Soit : $I_s = -I_r$ et $V_s = V_r$:

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{d^2}{dt^2} V_r(t) + \frac{1}{R} \cdot \frac{d}{dt} V_r(t) + V_r(t) = \left[\eta_{12} + \frac{1}{3} \cdot (\eta_{12} \cdot \eta_{23}^2 - \eta_{23} \cdot \eta_{13}) \right] \cdot V_p(t) + \frac{1}{3} \cdot (\eta_{13} \cdot \eta_{23} - \eta_{12} \cdot \eta_{23}^2) \cdot V_{pm}(t) \quad (III.51)$$

A partir de ces équations différentielles, une résolution numérique est mise en œuvre sous Mathcad pour permettre tout à la fois le calcul des formes d'onde, la prise en compte du nombre de convertisseur et les lois de commande aléatoires. Toutes les grandeurs seront ensuite comparées aux résultats d'une simulation circuit sous Simplorer pour un réseau de 5 convertisseurs pour nous permettre de vérifier nos calculs.

III.3.1.b) Simulation circuit :

Pour analyser le fonctionnement du TIC et du réseau complet, nous devons prendre en compte, d'une part, les différents couplages magnétiques entre enroulements primaires et secondaires et, d'autre part, entre tous les enroulements tertiaires, c'est-à-dire entre convertisseurs. Pour cela, nous décrivons à l'aide de schémas équivalents les transformateurs élémentaires du TIC pour lesquels nous porterons une attention particulière aux coupleurs. En effet, pour ces coupleurs, les descriptions usuelles [Mar06] [Mar07] prennent en compte le type d'enroulement, c'est-à-dire à tension imposée ou à tension induite. En fonction de ce type, les descriptions équivalentes par sources de tension (courant) contrôlées diffèrent et ne sont pas complètement réversibles. De plus, les schémas équivalents retenus pour les transformateurs élémentaires et notre TIC complet (Figure III-21) s'avèrent relativement lourds à mettre en œuvre sous un logiciel circuit. En conséquence, le choix d'une description en VHDL-AMS des composants est retenue et mis en oeuvre sous Simplorer.

- ***Le coupleur et le schéma équivalent du transformateur :***

Nous nous intéressons tout d'abord au simple coupleur parfait. Ce coupleur parfait est créé en VHDL-AMS (Very high-speed integrated circuit Hardware Description Language – Analog Mixed Signal). C'est est un dérivé du langage de description matériel VHDL (norme IEEE 1076-1993). Il comprend des extensions analogiques et des signaux mixtes (en anglais *analog and mixed-signal*, AMS) afin de définir le comportement des systèmes à signaux analogiques et mixtes (IEEE 1076.1-1999) [Ansoft].. Il fournit à la fois le temps-continu et les sémantiques de modélisation d'événements. Il est donc approprié pour les circuits analogiques, numériques et mixtes. Il est important de noter que le VHDL n'est pas un langage de programmation. Il s'agit d'un langage de description du matériel.

La Figure III-28 présente alors les schémas équivalents des transformateurs à 2 enroulements et leurs présentations dans Simplorer.

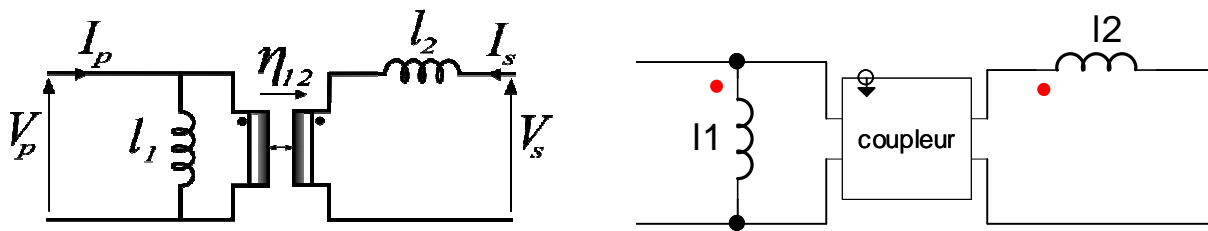


Figure III-28 : Schéma équivalent du transformateur à 2 enroulements (gauche) et sa présentation dans Simplorer (droite)

La fonction de coupleur parfait est décrite par un quadripôle dont les variables d'entrée et de sortie sont liées par les équations (III.52). Cette présentation est donc beaucoup plus simple que celle établie par Pspice présentée dans [Mar06].

$$\begin{aligned} V_{out} &== K * V_{in}; \\ I_{in} &== -K * I_{out}; \end{aligned} \tag{III.52}$$

Dans ces equations, « K » représente le rapport de transformation et les courants sont définis dans le sens d'entrée du coupleur.

L'étape suivante est de vérifier le fonctionnement de notre modèle dans Simplorer. Tout d'abord, nous testons la réversibilité du coupleur parfait au sein d'un schéma équivalent de transformateur. Pour cela, nous imposons successivement la tension et le courant, soit en amont, soit en aval. Pour toutes ces configurations, les résultats sont corrects et permettent de valider cette description en VHDL-AMS. Pour valider ensuite cette description dans le cas d'un transformateur à 3 enroulements, nous reprenons alors l'étude [Val08] d'une structure MET.

Pour poursuivre avec l'utilisation du VHDL-AMS, l'écriture de manière automatique des équations correspondantes au schéma équivalent de transformateur à n enroulements constituera un jalon important et devra permettre de simplifier considérablement ce type de simulation circuit.

Pour les résultats de simulation présentés par la suite, l'ensemble des composants et les signaux de commande sont décrits en VHDL-AMS comme monté sur la Figure III-29 pour un des convertisseurs du réseau.

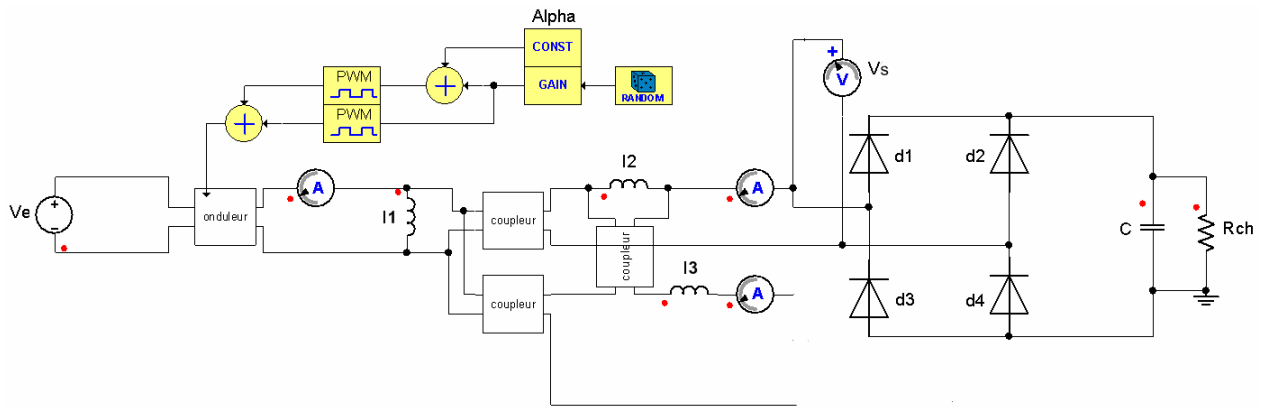


Figure III-29 : Modèle d'un convertisseur élémentaire non couplé

III.3.1.c) Vérification :

Le but est de valider les calculs semi-analytiques effectués sous Mathcad par une simulation circuit sous Simplorer. Nous prenons, pour cela, l'exemple d'un réseau de 5 convertisseurs connectés en PIPO. Pour cette vérification, nous effectuons alors deux tests pour des rapports cycliques de 0.2 et 0.8 (décalage déterministe entre commandes). Les résultats obtenus pour la tension de sortie sont montrés sur les Figure III-30 et Figure III-31.

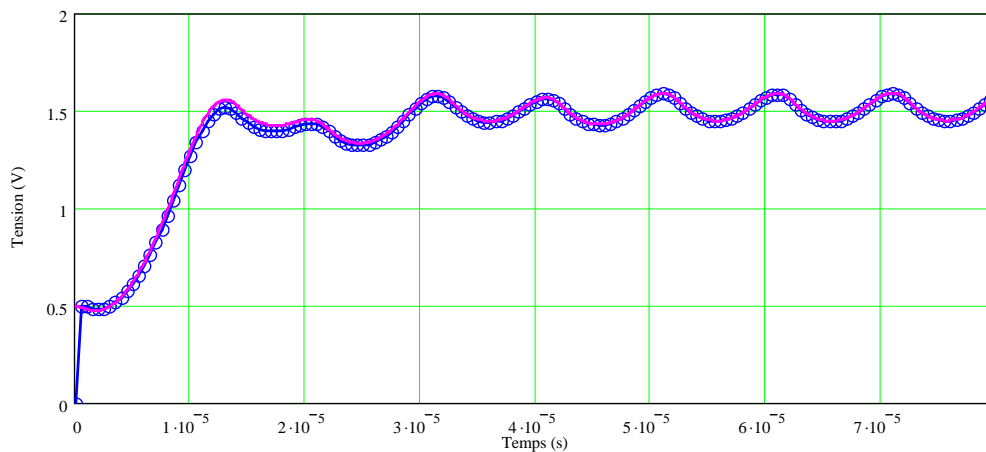


Figure III-30 : Tension de sortie du convertisseur pour $\alpha = 0,2$ (bleu – modélisation, rose – simulation)

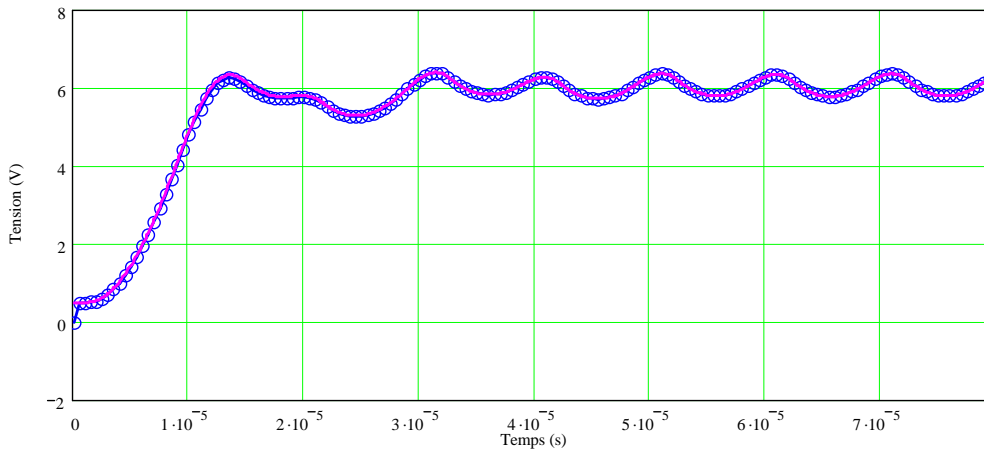


Figure III-31 : Tension de sortie du convertisseur pour $\alpha = 0,8$ (bleu – modélisation, rose – simulation)

Les deux méthodes de calcul sont alors également testées dans le cas de décalage des commandes gérés aléatoirement. Les résultats obtenus sont montrés sur la Figure III-32 ci-dessous. Les valeurs de la tension de sortie semblent valides mêmes si les écarts paraissent importants en raison de la loi de commande de type aléatoire.

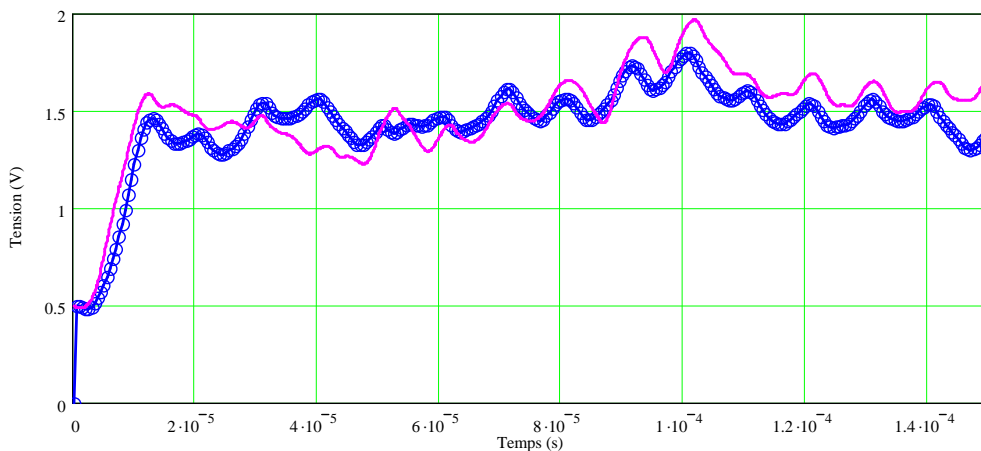


Figure III-32 : Tension de sortie du convertisseur pour $\alpha = 0,8$ (bleu – modélisation, rose – simulation)

Pour nos calculs semi-analytiques, nous avons supposé que l'ensemble des tensions aux secondaires des transformateurs (en amont des redresseurs) était identique, point que nous pouvons vérifier à l'aide de la simulation circuit. La vérification est réalisée dans une simulation d'un réseau de 5 convertisseurs élémentaires pour un rapport cyclique très faible ($\alpha = 0,2$). Nous voyons sur la Figure III-33 que toutes les tensions sont identiques donc l'hypothèse est validée.

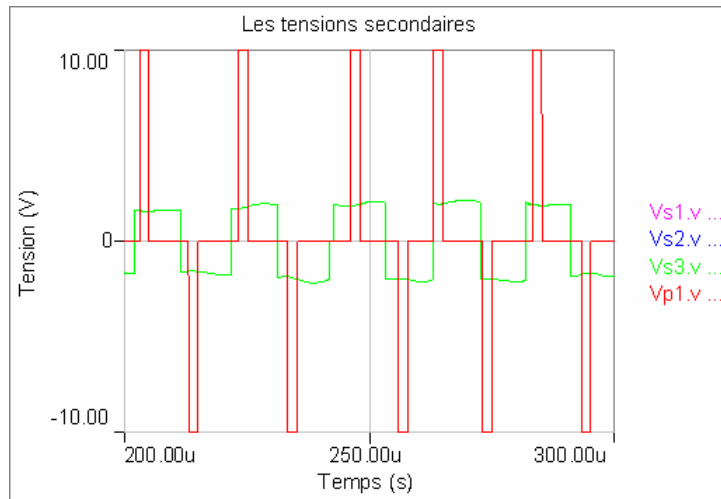


Figure III-33 : Les 3 tensions secondaires dans un réseau de 5 convertisseurs pour $\alpha = 0,2$

Les points importants à propos de cette tension au secondaire concernent alors le taux d'ondulation et la forme de type pleine onde. En effet, pour un rapport cyclique α de 0,2, c'est-à-dire pour un temps de transfert d'énergie au travers de l'onduleur de 20% de la demi-période, la tension au secondaire est de type pleine onde, ce qui correspond alors à transfert continu d'énergie sur la demi-période. Ce type de fonctionnement est alors très favorable au filtrage. Les valeurs d'inductances pour ces simulations restent cependant relativement importantes puisque $l_2 = 30\mu\text{H}$ et $l_3 = 20\mu\text{H}$. L'inductance de sortie est en revanche supprimée comme le montre la Figure III-29.

D'autre part le taux d'ondulation de la tension de sortie paraît relativement important et s'explique par le type de loi de commande retenue. En effet, pour des décalages aléatoires ou déterministes, la loi de commande utilisée borne les créneaux de tension positifs et négatifs de l'onduleur à l'intérieur de leur demi-période respective. La tension V_{pc} n'est alors pas de type pleine onde et ce sont les inductances de fuite du TIC qui conditionnent le fonctionnement des redresseurs.

Outre les points précédents, plusieurs inconvénients sont à noter, notamment lors des phases où l'onduleur se comporte en court-circuit (conduction de T1 et T3 ou T2 et T4). Dans ces cas, la tension aux primaires des transformateurs est nulle alors que les tensions tertiaires et secondaires ne le sont pas. Les courants qui résultent de ces désaccords de tension sont donc importants et seulement limités par les valeurs des inductances de fuite l_2 et l_3 des transformateurs élémentaires. Ces courants importants circulent alors dans les MOS et dégradent, à priori, le rendement de l'onduleur. Pour limiter ceux-ci, les inductances de fuite

doivent être relativement importantes ce qui va à l'encontre du fonctionnement voulu pour le TIC

Ce constat nous conduit alors à repenser la loi de commande, de même que le fonctionnement de l'onduleur. Pour la loi de commande, nous proposons un mode d'entrelacement sur une demi-période différent et non borné en terme de décalage. Cette loi de commande est détaillée dans II.4.2. En ce qui concerne l'onduleur, un changement de topologie est retenu, comme indiqué sur la Figure IV-14 du chapitre IV. Ce changement permet alors de mettre en oeuvre un fonctionnement des bras de l'onduleur à trois états (2 interrupteurs ouverts) et limite, a priori, la phase de court-circuit au travers des interrupteurs de l'onduleur (Un point important sera alors la remise en conduction des diodes). L'impact de ces modifications pour le fonctionnement du réseau de convertisseurs et du TIC sont alors analysés dans les paragraphes suivants.

III.3.2.Fonctionnement des bras d'onduleur à trois états :

III.3.2.a)Calcul des formes d'ondes :

Par suite du constat précédent, nous cherchons maintenant à établir une loi de commande qui permette le fonctionnement en circuit ouvert de l'onduleur sur $(1-\alpha)T$ et permette également que les tensions primaires moyennées sur n transformateurs présentent une forme de type pleine onde. Les détails de cette loi de commande sont présentés au II.4.2.

Pour cette commande, la tension primaire est imposée à V_E pendant αT et non imposée par l'onduleur pendant $(1-\alpha)T$. Prenons alors l'exemple d'un entrelacement des ordres de commande à $1/5^{\text{ème}}$ pour $\alpha = 0,2$ (cas d'un réseau de 5 convertisseurs). Les tensions primaires sont décalées l'une par rapport à l'autre de $0,2T$ (Figure III-34 à gauche) et la moyenne de ces tensions est alors un créneau pleine onde de $+10V$ à $-10V$ (Figure III-34 à droite).

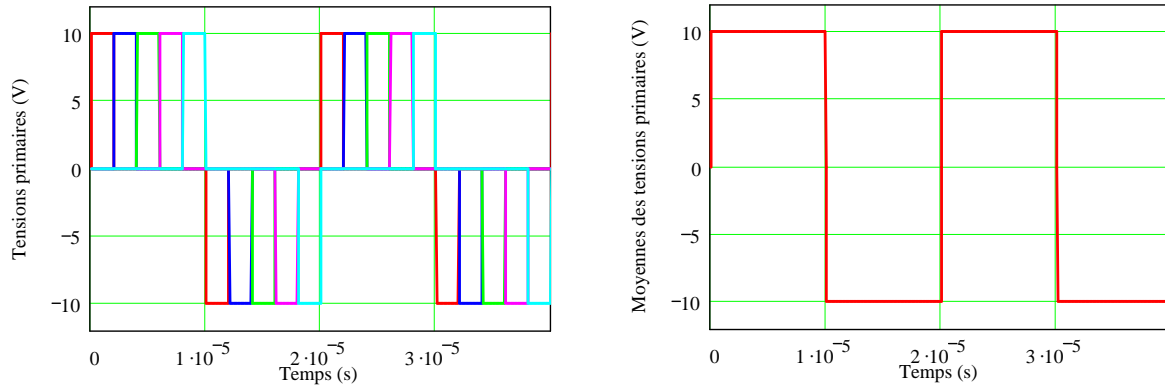


Figure III-34 : Tensions primaires à $\alpha = 0,2$ (gauche) et la moyenne (droite)

Pour un $\alpha > 0,2$ (exemple pour $\alpha = 0,4$), l'entrelacement sur la demi-période impose que pour des décalages supérieurs à $(1-\alpha)T$, le créneau est tronqué à $T/2$ et le complément est reporté sur le début de la demi-période. C'est le cas pour $\alpha = 0,4$ de la tension du cinquième convertisseur (Figure III-35). La moyenne sur n des tensions primaires correspond alors pour toutes les valeurs de α à un créneau en pleine onde.

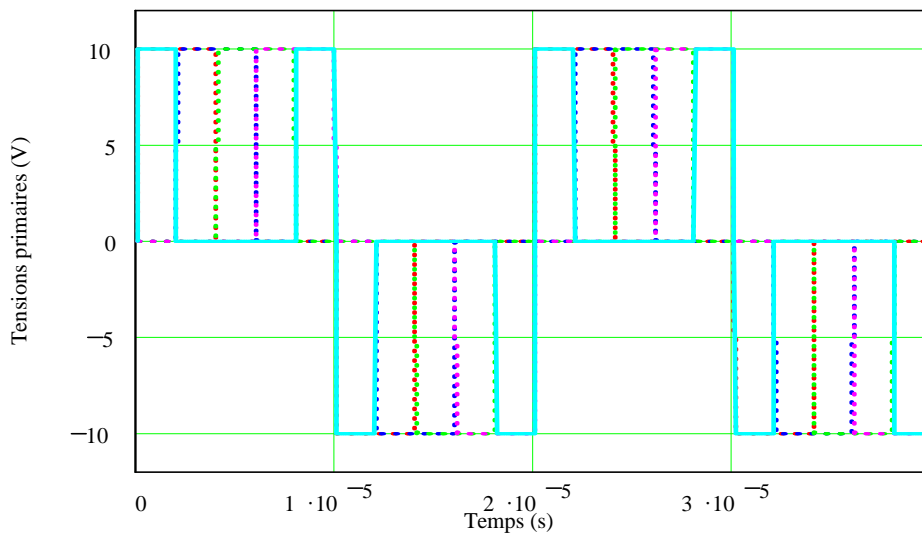


Figure III-35 : Tensions primaire à $\alpha = 0,4$

Outre la loi de commande, nous devons également prendre en compte le fonctionnement dit à trois états des bras d'onduleur. C'est-à-dire que pendant le temps $(1-\alpha)T$, les MOSFET de l'onduleur sont en circuit-ouvert et que seules les diodes en anti-parallèles peuvent se mettre en conduction. Nous devons alors distinguer 2 cas : soit l'onduleur présente un fonctionnement en circuit ouvert d'un point de vue du primaire du transformateur, soit les

diodes conduisent et l'onduleur présente alors un fonctionnement en court-circuit. Ces phases de conduction peuvent notamment résulter des inductances de fuite qui imposent une continuité du courant ou de phase de démagnétisation.

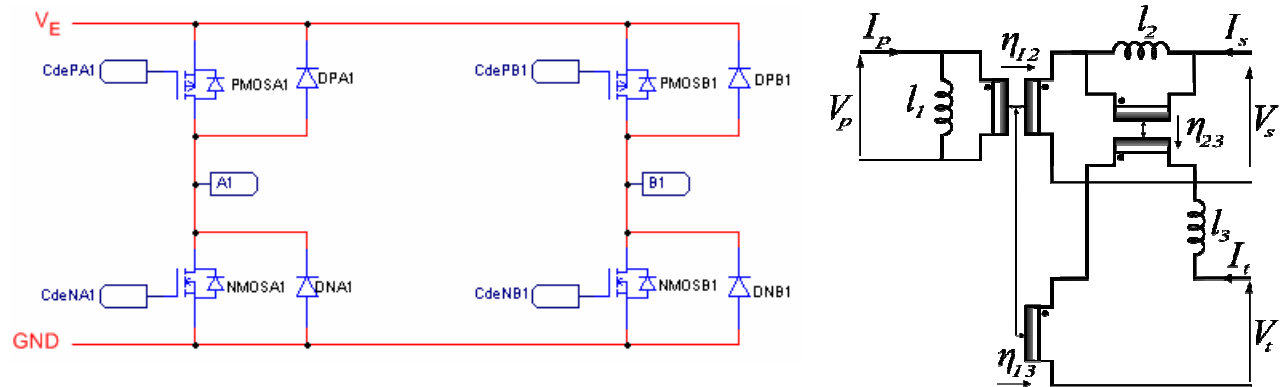


Figure III-36 : Onduleur du convertisseur élémentaire et schéma équivalent du transformateur élémentaire

Pour appréhender ces différentes phases, nous détaillons les différentes phases de fonctionnement sur une demi période pour un des convertisseurs suivant le schéma de la Figure III-36.

- De 0 à αT : les MOSFETs PMOSA1 et NMOSB1 sont commandés, les diodes sont bloquées. Nous avons alors l'équation (III.53) d'après la loi de maille au secondaire du transformateur.

$$l_2 \frac{dI_{l_2}}{dt} = \eta_{12} V_p - V_s \quad (III.53)$$

Où $V_p = V_E$ et $V_s = \alpha V_E$

- De αT à T : Les MOSFETs ne sont pas commandés. Nous avons alors la relation (III.54) :

$$\eta_{12} V_p = l_2 \frac{dI_{l_2}}{dt} + V_s \quad (III.54)$$

Dans ce cas, le courant I_{l_2} tend à s'annuler rapidement et l'inductance l_2 impose alors la mise en conduction des diodes DPB1 et DNA1. Cette conduction des diodes impose alors la tension primaire à $-V_E$. Cette phase s'arrête alors lorsque le courant I_p dans les diodes

s'annule. La durée de cette phase ne dépend que de la valeur de L_2 . Ce phénomène apparaît lors de chaque ouverture des MOSFETs.

L'apparition de ces phases, onduleur en circuit ouvert et onduleur en court circuit du à la mise en conduction des diodes, impose alors de réécrire les relations utiles pour le calcul des tensions secondaires et tertiaires. Nous distinguons alors les trois configurations suivantes :

- Etat 1 : Quand les MOS conduisent :

$$V_t(t) = V_s(t) \cdot \eta_{23} + V_E \cdot (\eta_{13} - \eta_{23} \cdot \eta_{12}) + L_3 \cdot \frac{d}{dt} I_t(t) \quad (\text{III.55})$$

- Etat 2 : Quand les diodes conduisent :

$$V_t(t) = V_s(t) \cdot \eta_{23} - V_E \cdot (\eta_{13} - \eta_{23} \cdot \eta_{12}) + L_3 \cdot \frac{d}{dt} I_t(t) \quad (\text{III.56})$$

- Etat 3 : Quand les MOS et diodes sont bloqués, la tension primaire n'est pas imposée par l'onduleur ($I_p(t) = 0$) :

A partir de :
$$V_t(t) = L_3 \cdot \frac{d}{dt} I_t(t) + M_{23} \cdot \frac{d}{dt} I_s(t) \quad \text{et} \quad V_s(t) = M_{23} \cdot \frac{d}{dt} I_t(t) + L_2 \cdot \frac{d}{dt} I_s(t)$$

Soit :
$$V_t(t) = \frac{d}{dt} I_t(t) \cdot \left(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2} \right) + \frac{M_{23}}{L_2} \cdot V_s(t) \quad (\text{III.57})$$

Pour décrire le comportement du TIC dans le réseau, le point important concerne alors le nombre de convertisseurs dans l'état 1, 2 et 3 à chaque instant. Nous notons alors p le nombre de convertisseurs qui fonctionnent dans l'état 1, q le nombre de convertisseur qui fonctionnent selon l'état 2 et donc $(n-p-q)$ ceux dans l'état 3. Nous pouvons alors déduire de (III.55), (III.56) et (III.57) l'expression de la tension tertiaire en fonction de n , p et q .

$$V_t(t) = A(n,p,q) \cdot V_s(t) + B(n,p,q) \cdot V_E \quad (\text{III.58})$$

où :

$$A(n, p, q) = \frac{\left[\frac{M_{23}}{L_2} \cdot l_3 \cdot (n - p - q) + \eta_{23} \cdot \left(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2} \right) \cdot (p + q) \right]}{\left[l_3 \cdot (n - p - q) + \left(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2} \right) \cdot (p + q) \right]}$$

Et

$$B(n, p, q) = \frac{\left[(\eta_{13} - \eta_{23} \cdot \eta_{12}) \cdot \left(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2} \right) \cdot (p - q) \right]}{\left[l_3 \cdot (n - p - q) + \left(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2} \right) \cdot (p + q) \right]}$$

Nous pouvons alors intégrer cette relation à l'équation (III.58) précédente et calculer en fonction de n, p et q, les valeurs des tensions secondaires rappelées ci-dessous pour $I_s < 0$.

$$l_2 \cdot C \cdot \frac{d^2}{dt^2} V_s(t) + \frac{l_2}{R} \cdot \frac{d}{dt} V_s(t) + V_s(t) \cdot \left(1 + \eta_{23}^2 \cdot \frac{l_2}{l_3} \right) = V_p(t) \cdot \left[\eta_{12} + \eta_{23} \cdot \frac{l_2}{l_3} \cdot (\eta_{23} \cdot \eta_{12} - \eta_{13}) \right] + V_t(t) \cdot \left(\eta_{23} \cdot \frac{l_2}{l_3} \right) \quad (III.59)$$

III.3.2.b) Vérification :

Comme précédemment, nous vérifions pour un réseau de 5 convertisseurs en PIPO que les formes d'ondes calculées sous Mathcad à l'aide des relations (III.55), (III.56) et (III.57) sont identiques à celles obtenues en simulation. Nous comparons notamment ces résultats de calcul pour la tension tertiaire pour laquelle les différentes phases sont très facilement visualisables.

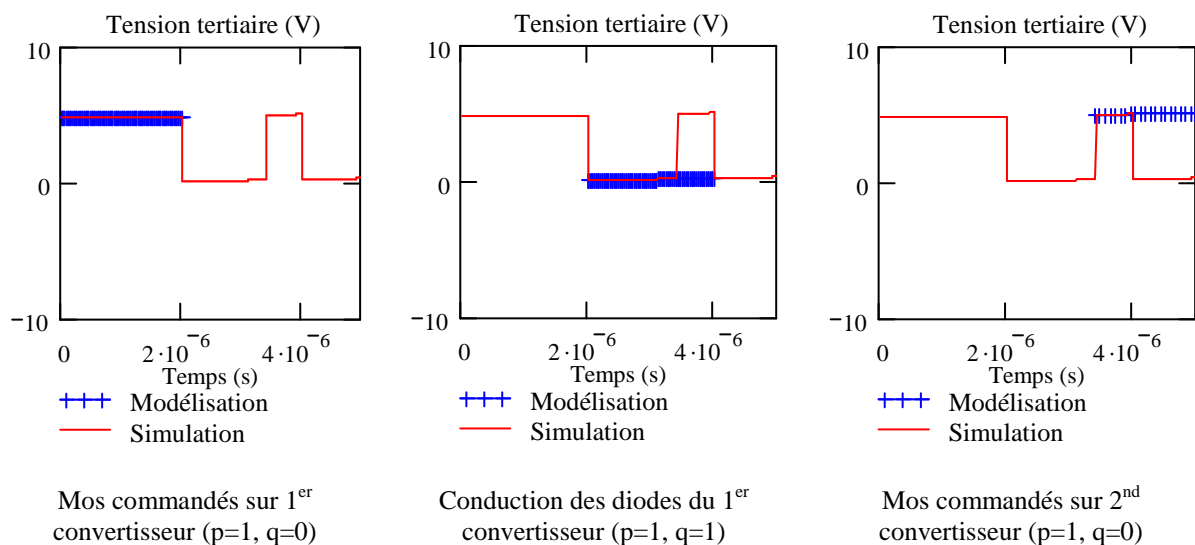


Figure III-37 : Vérification entre calcul semi-analytique sous Mathcad et Simulation circuit pour $\alpha = 0,2$

Les résultats entre outils logiciels sont identiques et valident en conséquence nos relations. Celles-ci peuvent alors être utilisées pour le dimensionnement du TIC, c'est-à-dire la détermination des valeurs des différents rapports de transformation et d'inductances de fuite caractéristiques des transformateurs élémentaires à 3 enroulements.

III.3.2.c) Analyse des résultats :

La Figure III-38 ci-après montre les résultats de simulation pour un réseau de 5 convertisseurs pour un rapport cyclique α de 0,2 avec une loi de commande de type entrelacée sur une demi-période. Le point de fonctionnement est donc idéal en terme d'entrelacement ($\alpha = 1/n$) et nous retrouvons alors une ondulation de tension très réduite en sortie. De plus, pour un rapport cyclique de seulement 0,2, la tension au secondaire garde une forme d'onde de type pleine onde ce qui illustre le fonctionnement du TIC.

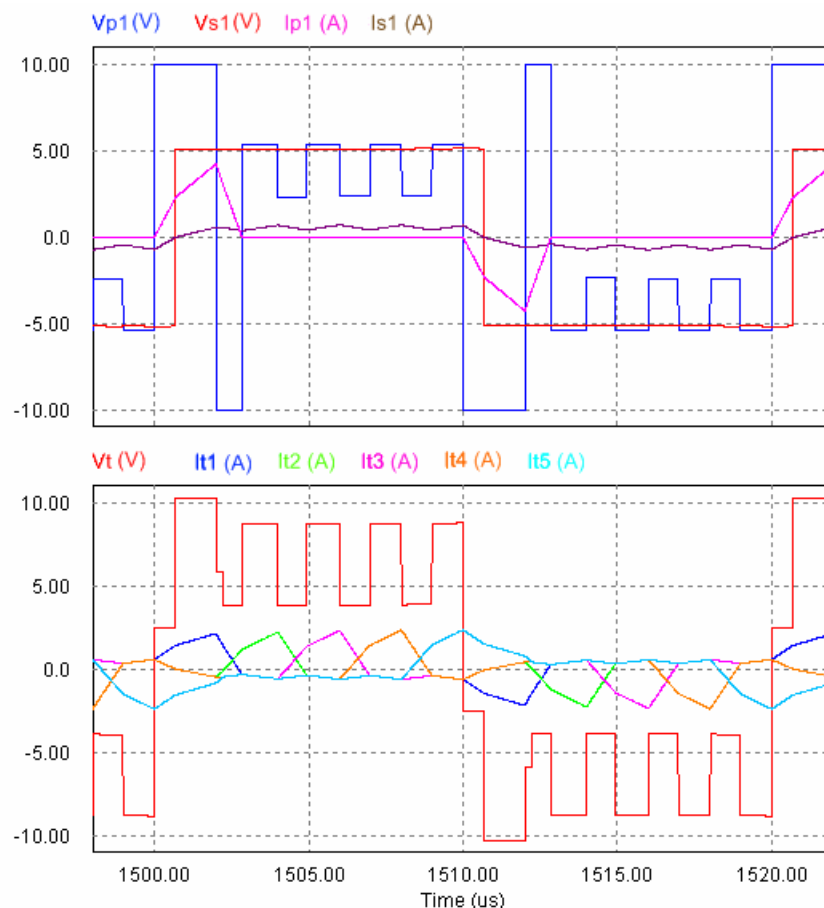


Figure III-38 : Résultats de simulation circuit pour un réseau de 5 convertisseurs en PIPO pour $\alpha = 0,2$

En effet, ce fonctionnement peut également être visualisé par le biais du courant I_s au secondaire. Celui-ci présente une allure de type créneau sur laquelle se superposent des

ondulations à la fréquence $2nf$, soit nf sur une demi-période. Le transfert d'énergie vers le redresseur est alors quasi-continu alors même que l'inductance de sortie n'est pas présente et que les inductances de fuite du TIC sont elles mêmes réduites ($l_2 = 10\mu\text{H}$ et $l_3 = 4\mu\text{H}$). Le fonctionnement du TIC et notamment le transfert d'énergie entre convertisseurs peut être vu au travers de la tension et des courants tertiaires. Lorsque pour un convertisseur, l'onduleur est en circuit ouvert, l'énergie provient alors du tertiaire et donc des autres convertisseurs. Dans notre cas, lorsque la tension et le courant au tertiaire d'un transformateur sont positifs, le transfert d'énergie s'effectue du convertisseur vers le réseau. Pendant αT , le convertisseur fournit simultanément de l'énergie au secondaire et au tertiaire, c'est-à-dire aux autres convertisseurs du réseau. Pendant $(1-\alpha)T$ à l'inverse, le convertisseur reçoit de l'énergie des autres convertisseurs du réseau et l'énergie fournie au secondaire reste continue. Remarquons alors que pour α de 0.2, seulement un des 5 convertisseurs prélève de l'énergie à la source à chaque instant et donc fournit de l'énergie en sortie. Ceci implique un transfert d'énergie concentré sur un seul convertisseur à la fois et ce pendant un temps court de αT . En conséquence, les courants au primaire via l'onduleur sont relativement importants.

Pour analyser l'effet du TIC pour le filtrage de sortie, nous pouvons également nous intéresser au contenu harmonique de la tension de sortie de même qu'à celui du courant au secondaire, c'est-à-dire en amont du redresseur.

En effet, ce courant présente une forme de type pleine onde sur laquelle se superposent des ondulations à la fréquence $2fn$. Ce sont donc ces ondulations qui devront être filtrées par le condensateur de sortie. Le contenu harmonique est alors montré sur la Figure III-39. Outre les harmoniques de rang impair caractéristiques du créneau, nous observons un contenu harmonique aux fréquences multiples de n . En effet l'entrelacement induit des ondulations sur une demi-période et donc à $2fn$ et ce sur une grandeur purement alternative à la fréquence f , soit un effet de modulation qui implique des harmoniques aux fréquences $(2fn.k-f)$. Ce sont donc ces fréquences que devra filtrer le condensateur de sortie.

Suite à ces résultats, nous cherchons maintenant à pré-dimensionner le TIC (valeurs de rapports de transformation et des inductances de fuites) pour permettre ce type de fonctionnement quelque soit la valeur de α et permettre, in fine, une validation expérimentale.

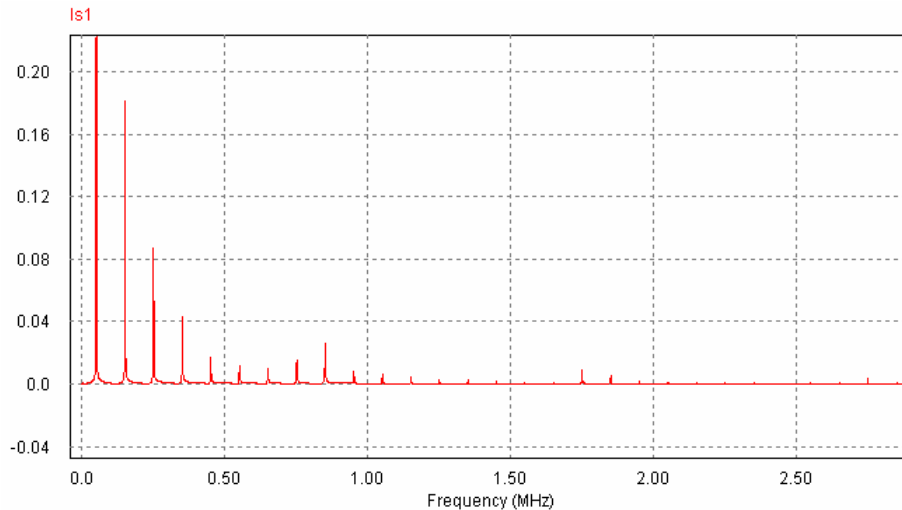


Figure III-39 : Résultats de simulation circuit pour un réseau de 9 convertisseurs en PIPO pour $\alpha = 0,2$.

III.3.3.Pré-dimensionnement :

Nous ne considérons que le pré-dimensionnement du transformateur inter-convertisseur, c'est-à-dire limité aux déterminations des éléments du schéma équivalent c'est-à-dire les inductances de fuites et les rapports de transformation ($l_1, l_2, l_3, \eta_{12}, \eta_{13}$ et η_{23}). Ces valeurs nous servent tout d'abord pour les simulations présentées ci-dessus. Ces valeurs nous guideront alors pour la réalisation de différents prototypes de TIC qui nous permettront, in fine, de valider le fonctionnement du réseau complet. Ce dimensionnement n'intéresse donc pas au design fin des transformateurs (calculs prédictifs des pertes, des inductances de fuites, optimisation en volume, ...). Dans ce contexte, nous chercherons donc les contraintes spécifiques à notre application pour déterminer les 6 paramètres des transformateurs à 3 enroulements qui constituent le TIC. Nous devons alors dégager des études précédentes un ensemble de relations qui décrivent les contraintes de fonctionnement.

III.3.3.a) Relations pour le pré-dimensionnement

La première relation est celle établie au paragraphe (III.2.2.a) par (III.32) pour garantir l'identité entre eux des différents primaires et secondaires, soit :

$$l_3 = \eta_{23} \cdot l_2 \cdot \frac{-\eta_{12} \cdot \eta_{23} + \eta_{13}}{\eta_{12}}$$

La seconde concerne les coefficients de couplage entre différents enroulements d'un transformateur élémentaire (k_{ps}, k_{pt} et k_{st}) qui sont bornés entre $[-1,1]$. En réalité, nous

excluons le couplage parfait (égal à ± 1) et nous limiterons ceux-ci entre 0 et 0.999. En effet, nous restreignons ces coefficients aux valeurs positives compte tenu des développements présentés en (III.2.1.b).

$$\begin{aligned} 0 < k_{ps} < 0,999 \\ 0 < k_{pt} < 0,999 \\ 0 < k_{st} < 0,999 \end{aligned} \quad (III.60)$$

La troisième est d'ordre très générale et s'impose pour tout système physique. En effet, le déterminant et tous les déterminants des sous matrices principales doivent être positifs selon le critère de Sylvester. Cette contrainte se trouve alors en partie décrite par la relation (III.60) ci-dessus à laquelle s'ajoute la relation suivante :

$$|\Lambda_1| = \begin{vmatrix} l_1 & \eta_{12} \cdot l_1 & \eta_{13} \cdot l_1 \\ \eta_{12} \cdot l_1 & l_2 + \eta_{12}^2 \cdot l_1 & \eta_{23} \cdot l_2 + \eta_{13} \cdot \eta_{12} \cdot l_1 \\ \eta_{13} \cdot l_1 & \eta_{23} \cdot l_2 + \eta_{13} \cdot \eta_{12} \cdot l_1 & l_3 + \eta_{23}^2 \cdot l_2 + \eta_{13}^2 \cdot l_1 \end{vmatrix} > 0 \quad (III.61)$$

Enfin, une contrainte est nécessaire pour permettre le réglage d'un point de fonctionnement nominal compatible avec le fonctionnement du TIC et donc permettre une ondulation en sortie la plus réduite possible. Pour cela, nous nous appuyons sur les différentes relations analytiques décrites en (III.3.2.a) pour le calcul des différents tensions et courants. Selon (III.62), la tension de sortie V_s est donnée par une équation différentielle du second ordre du type :

$$A \cdot \frac{d^2}{dt^2} V_s(t) + B \cdot \frac{d}{dt} V_s(t) + C \cdot V_s(t) = D \cdot V_p(t) + E \cdot V_E \quad (III.62)$$

Où les coefficients A, B, C, D, E dépendent des différentes valeurs que sont le nombre de convertisseurs n, le nombre de convertisseurs dans l'état 1 - p, le nombre de convertisseurs dans l'état 2 - q. Compte tenu des ondulations réduites obtenues en sortie, nous négligerons les termes de dérivées fonctions de A et B. Dès lors, le niveau de tension en sortie peut être facilement contraint par le rapport g suivant :

$$g = \frac{D+E}{C} \quad (III.63)$$

Nous déterminons alors g à l'aide de nos simulations circuits pour obtenir le point de fonctionnement suivant : $\alpha = 0.9$ et $V_s = 10V$ et $P_s = n \cdot 10W$.

III.3.3.b) Validation :

A l'aide des relations précédentes, une résolution du système sous Mathcad nous permet d'obtenir les valeurs suivantes :

$$\begin{pmatrix} l_3 \\ l_2 \\ l_1 \\ \eta_{23} \\ \eta_{13} \\ \eta_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2.7 \\ 8.8 \\ 400 \\ 0.7 \\ 1.4 \\ 1.2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.64})$$

avec l_1, l_2 et l_3 en μH

Pour ces valeurs, les différents coefficients de couplage sont donnés ci-dessous :

$$k_{st} = \frac{\eta_{23} \cdot l_2 + \eta_{13} \cdot \eta_{12} \cdot l_1}{\left[\left(l_3 + \eta_{23}^2 \cdot l_2 + \eta_{13}^2 \cdot l_1 \right) \cdot \left(l_2 + \eta_{12}^2 \cdot l_1 \right) \right]^{\frac{1}{2}}} = 0.997$$

$$k_{ps} = \frac{\eta_{12} \cdot l_1}{\left[\left(l_1 \right) \cdot \left(l_2 + \eta_{12}^2 \cdot l_1 \right) \right]^{\frac{1}{2}}} = 0.993$$

$$k_{pt} = \frac{\eta_{13} \cdot l_1}{\left[\left(l_3 + \eta_{23}^2 \cdot l_2 + \eta_{13}^2 \cdot l_1 \right) \cdot \left(l_1 \right) \right]^{\frac{1}{2}}} = 0.995$$

À l'aide de ces valeurs, de nouvelles simulations ont pu être effectuées pour valider cette démarche de dimensionnement. En conséquence, 2 réseaux de 5 et 9 convertisseurs ont été simulés pour différentes valeurs de rapport cyclique. Les principales formes d'ondes sont présentées sur les Figure III-40 et Figure III-41 ci-dessous.

Nous validons alors le réglage du point de fonctionnement en terme de tension et de puissance. De même, nous validons par ces simulations que le changement de valeur de α permet le réglage de la tension de sortie.

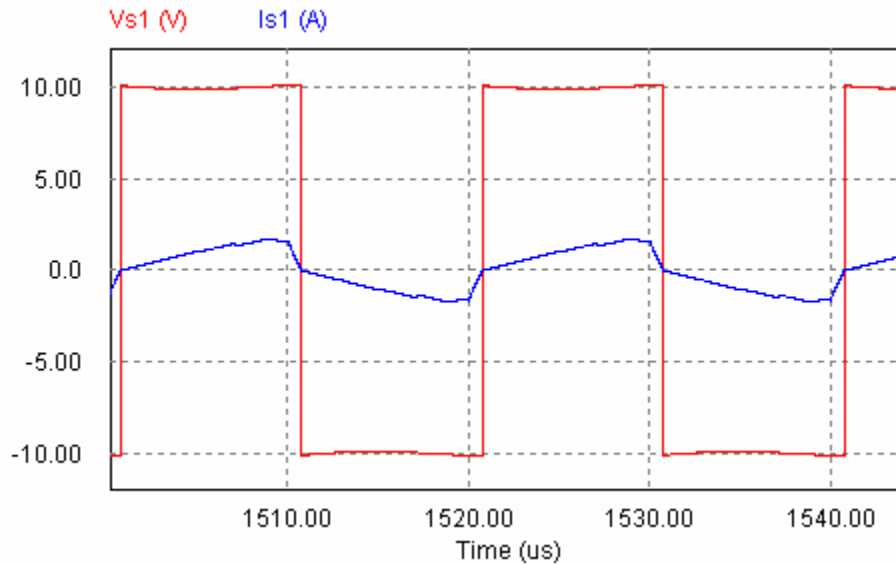


Figure III-40 : Tension et courant secondaire pour $\alpha = 0,9$

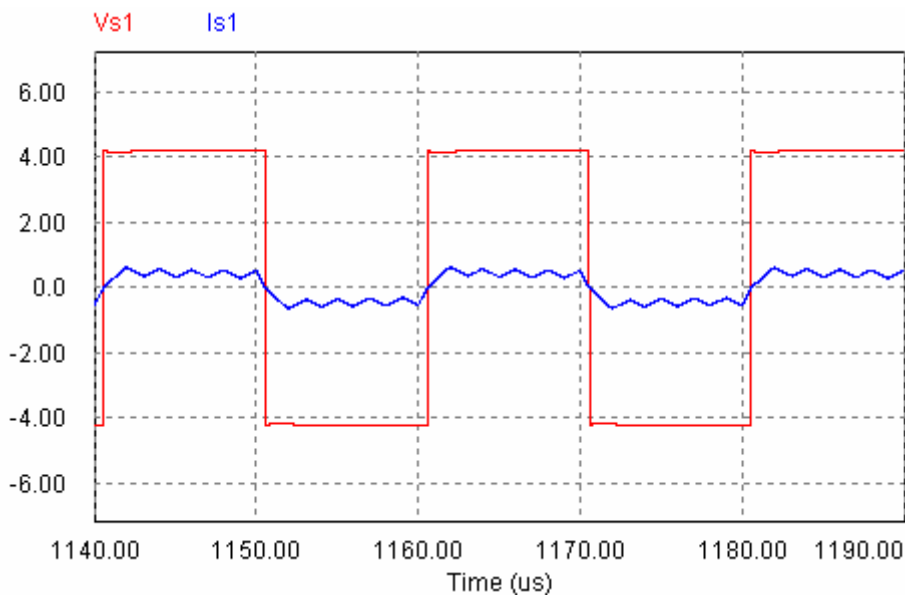


Figure III-41 : Tension et courant secondaire pour $\alpha = 0,2$

III.4. Conclusion du chapitre III:

Nous venons de présenter au travers de ce chapitre, une étude des couplages magnétiques entre cellules élémentaires d'un réseau de convertisseurs en vue de réduire les éléments de filtrage. C'est une étude très lourde de manière conceptuelle et aussi mathématique.

Dans un premier volet, l'état de l'art des recherches sur les solutions de couplages magnétiques est développé. Ces travaux présentent des solutions innovantes et récentes, notamment via l'étude de transformateurs intercellulaires pour les structures entrelacées d'électronique de puissance. Ces coupleurs magnétiques, combinés à une commande entrelacée démontrent d'un grain important en terme de filtrage et d'intégration.

Dans cette même direction, nous investiguons une autre voie et développons une approche pour laquelle la généricité et la modularité liée au grand nombre sont indispensables. En effet, nous avons montré la limite théorique de l'approche liée aux inductances couplées et du transformateur intercellulaire qui utilisent la mise parallèle de tube de flux. Dès lors, nous proposons ici la mise en série de tubes de flux via la mise en parallèle des enroulements entre des transformateurs. Nous avons montré que dans ce cas, les couplages magnétiques décroissent plus lentement en fonction du grand nombre et ce d'autant que les coefficients de couplage entre enroulements d'un même transformateur sont proche de un. Nous soutenons alors l'idée d'un transformateur inter-convertisseurs (TIC) qui nous conduit à utiliser un transformateur à trois enroulements dans chaque convertisseur élémentaire et à connecter les tertiaires de chacun d'eux en parallèles pour favoriser les transferts d'énergie entre cellules élémentaires au détriment du stockage inductif et donc du filtrage. Ce TIC est alors étudié par le biais de représentation équivalente et est représenté de façon très complète par un coupleur central et deux cascades symétriques de coupleurs relatives aux primaires et secondaires. Ce type de représentation nous permet d'appréhender le fonctionnement de ce transformateur intercellulaire et ce en lien avec les différentes stratégies de commande du réseau.

Enfin, nous avons traité du dimensionnement des nouveaux transformateurs élémentaires (à trois enroulements) qui constituent le transformateur intercellulaire. Dans cette partie, une étude approfondie des formes d'ondes sous deux types de fonctionnement (deux états et trois états) de l'onduleur a été menée par deux outils (analytique sous Mathcad et simulation sous Psim). Cette étude montre l'avantage du fonctionnement de l'onduleur à trois états par rapport à l'autre fonctionnement pour obtenir un meilleur filtrage. Les analyses sont ensuite utilisées pour faire le pré-dimensionnement qui va être validé dans le prochain chapitre par la validation expérimentale.

Référence du chapitre III :

[Ansoft] : Ansoft Corporation: Simplorer 7.0 VHDL-AMS Tutorial.

[Bou08] : N. Bouhalli, E. Sarraute, T. Meynard, M. Cousineau, et E. Laboure, “Optimal multi-phase coupled buck converter architecture dedicated to strong power system integration,” *Power Electronics, Machines and Drives*, 2008. PEMD 2008, 4th IET Conference on, 2008, pp. 352-356.

[D3050] : G. Manesse, “Transformateurs statiques : Principes et fonctionnement”, *Technique de l’Ingénieur D3050*.

[Fer99] : J-P. Ferrieux et F. Forest, « Alimentation à découpage convertisseur à résonance », 3^e édition Dunod, 1999.

[For07] : F. Forest, T. Meynard, E. Laboure, V. Costan, E. Sarraute, A. Cuniere, et T. Martire, “Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, 2007, pp. 934-942.

[Ha09] : Dang Thai Ha, Deleage O., Lembeye Y., Chazal H, Crebier J.C, Roland R.: *Design of Modular Converters: Introduction to Generic Approaches*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 09, IEEE 24th Annual.

[Ker05] : J. Keradec, Y. Lembeye, et K. Berrouche, “Is loss free modulator the central component of switching power electronics? Application to flyback structure”, *Industry Applications Conference*, 2005; *Fortieth IAS Annual Meeting*; *Conference Record of the 2005*, 2005, pp. 1483-1488 Vol. 2.

[Lab08] : E. Laboure, A. Cuniere, T. Meynard, F. Forest, et E. Sarraute, “A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, 2008, pp. 464-474.

[Mar06] : X.Margueron, «Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar », Thèse UJF 2006.

[Mar07] : X. Margueron et J. Keradec, “Design of Equivalent Circuits and Characterization Strategy for n-Input Coupled Inductors,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, 2007, pp. 14-22.

- [Par97] : In Gyu Park et Seon Ik Kim, “Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel,” *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, 1997*, pp. 1164-1170 vol.2.
- [Pro99] : K. Protassov, “Probabilités et incertitudes dans l’analyse des données expérimentales”, Presses Universitaires de Grenoble, 1999.
- [Val08] : B.Vallet, « Etude et conception d’une nouvelle alimentation à découpage à transfert d’énergie mixte basé sur un composant passif LCT intégré », Thèse UJF 2008.
- [Vie06a] : Dang Bang Viet, Y. Lembeye, J. Ferrieux, J. Barbaroux, et Y. Avenas, “New high power - high ratio non isolated DC-DC boost converter for Fuel cell applications,” *Power Electronics Specialists Conference, 2006; PESC '06. 37th IEEE, 2006*, pp. 1-7.
- [Viet06b] : Dang Bang Viet, « Conception d’une interface d’électronique de puissance pour Pile à Combustible », Thèse UJF 2006.
- [Zum04] : P. Zumel, O. Garcia, J. Cobos, et J. Uceda, “EMI reduction by interleaving of power converters,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004; APEC '04; Nineteenth Annual IEEE, 2004*, pp. 688-694 vol.2.

Chapitre IV : Mise en œuvre du R μ C

SOMMAIRE :

IV.1. Mise en œuvre de la partie commande :	145
IV.1.1. Fonctionnement de la carte Altera DE1 :	146
IV.1.2. Carte d'extension :	147
IV.1.3. Validation des commandes :	148
IV.2. Mise en œuvre du convertisseur élémentaire :	153
IV.2.1. Réalisation du convertisseur élémentaire :	154
IV.2.2. Fonctionnement du convertisseur élémentaire :	160
IV.3. Réseau de 12 convertisseurs :	165
IV.3.1. Câblage du réseau :	166
IV.3.2. Fonctionnement du réseau :	167
IV.4. Réseau de 12 convertisseurs avec le couplage magnétique :	173
IV.4.1. Mise en œuvre du transformateur à trois enroulements :	174
IV.4.2. Etude expérimentale du réseau avec couplage des transformateurs :	176
IV.5. Conclusion du chapitre IV:	183
Référence du chapitre IV :	185
Annexe :	186

Dans ce chapitre, nous présenterons la mise en œuvre d'un réseau de 12 convertisseurs élémentaires. Dans une première partie, nous verrons la mise en œuvre de la commande aléatoire décrite dans [Gan07] de même que les autres types de commande comme par exemple la commande synchrone, la commande entrelacée à deux ou trois états, décrites dans le chapitre II. Ce travail a été réalisé en collaboration avec M. Robin ROLLAND du Centre Interuniversitaire de MicroElectronique et Nanotechnologies (CIME Nanotech). La deuxième partie portera sur la mise en œuvre du convertisseur élémentaire. Pour le design de ce convertisseur, nous avons utilisé les technologies CMS pour obtenir le meilleur rendement possible. La troisième partie du chapitre sera consacrée à la mise en œuvre du réseau de 12 convertisseurs séparés (sans couplage magnétique) afin de valider les choix faits pour la commande. Enfin, la dernière partie du chapitre sera réservée à l'évaluation d'un réseau de convertisseur couplés magnétiquement comme présenté au chapitre III.

IV.1.Mise en œuvre de la partie commande :

Pour la mise en œuvre de la commande du réseau de convertisseurs nous avons fait le choix d'utiliser une carte Altera DE1 pour générer les 12 commandes des 12 convertisseurs élémentaires. Dans cette mise en œuvre, les 12 cartes de commande nécessaires à chaque convertisseur élémentaire comme dans la manipulation réalisée par Gaël SOUCHET [Sou07], sont remplacées par une seule et unique carte gérant l'ensemble. Les commandes sont ensuite distribuées aux convertisseurs élémentaires grâce à des cartes d'extension qui assurent à la fois l'isolation entre les convertisseurs élémentaires et la carte Altera DE1 mais aussi permettent la visualisation des commandes (Figure IV-1).

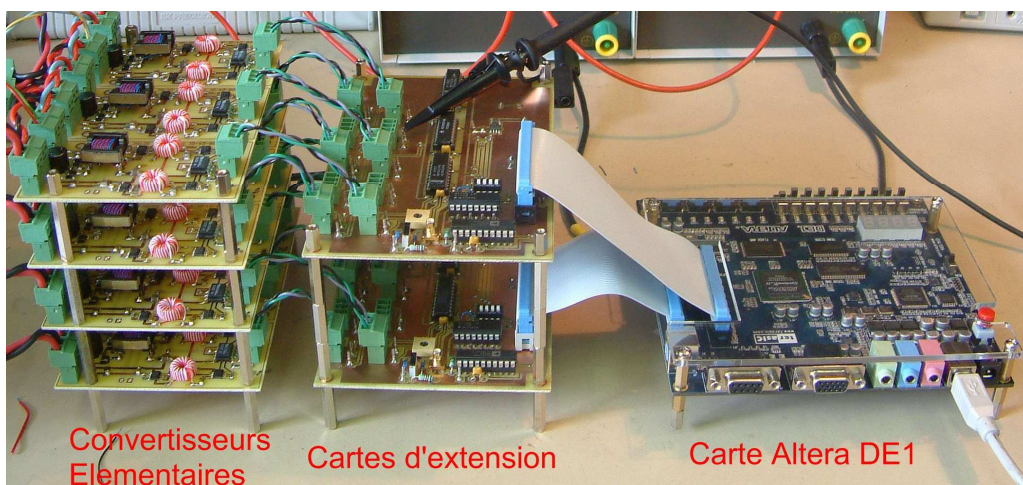


Figure IV-1 : Mise en œuvre du R μ C

Ce choix, qui peut sembler aller à l'encontre de l'esprit dans lequel est réalisé ce travail, ne modifie, en fait, rien à l'approche car chaque commande reste indépendante mais il simplifie grandement la mise en œuvre. Toutefois, dans une version définitive, il est clair que chaque convertisseur devra disposer de sa propre commande.

IV.1.1.Fonctionnement de la carte Altera DE1 :

En utilisant la carte Altera DE1, les commandes (une commande centralisée et 12 commandes localisées) sont générées numériquement par le FPGA Cyclone® 2C20 programmé grâce au logiciel Quartus II 8.1 Web Edition. Il est à noter que le nombre d'entrées/sorties de cette carte permet de générer jusqu'à 20 commandes localisées ce qui est au-delà de nos besoins mais permet, néanmoins d'imaginer des extensions à ce travail.

Une fois le FPGA programmé, nous disposons sur la carte Altera DE1 (Figure IV-2):

- de LEDs pour afficher le rapport cyclique ;
- de boutons poussoirs pour le réglage du rapport cyclique et le reset ;
- d'interrupteurs pour le reset de chaque commande
- d'un interrupteur pour le reset de l'effet aléatoire
- de diodes montrant la présence du bruit de la commande aléatoire

Le réglage du rapport cyclique est dans un premier temps effectué par deux boutons poussoirs (type +/-) mais il est possible d'implanter un réglage plus fin soit par un signal externe soit par un potentiomètre si nécessaire.

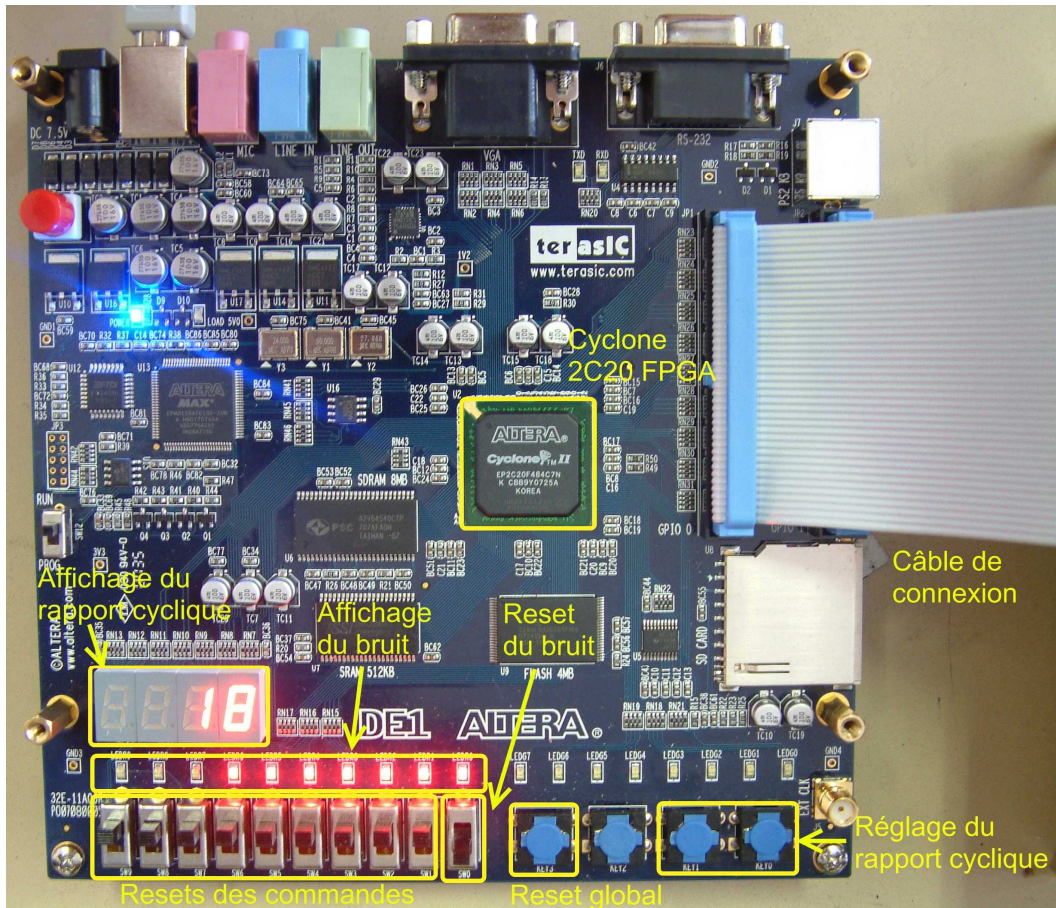


Figure IV-2 : Carte Altera DE1 en fonctionnement

IV.1.2. Carte d'extension :

Sur la carte d'extension (Figure IV-3), nous utilisons des buffers pour isoler l'entrée et la sortie de la carte. D'autre part des interrupteurs ont été rajoutés pour effectuer les resets des commandes car ils étaient en nombre insuffisant sur la carte Altera DE1. Chaque carte d'extension peut piloter 10 commandes simultanément et présente donc 10 sorties câblées sur des connecteurs.

Les autres parties de cette carte sont prévues pour permettre d'autres types de réglage du rapport cyclique soit par un potentiomètre soit par un signal externe autorisant ainsi l'insertion de celle-ci dans une boucle de régulation.

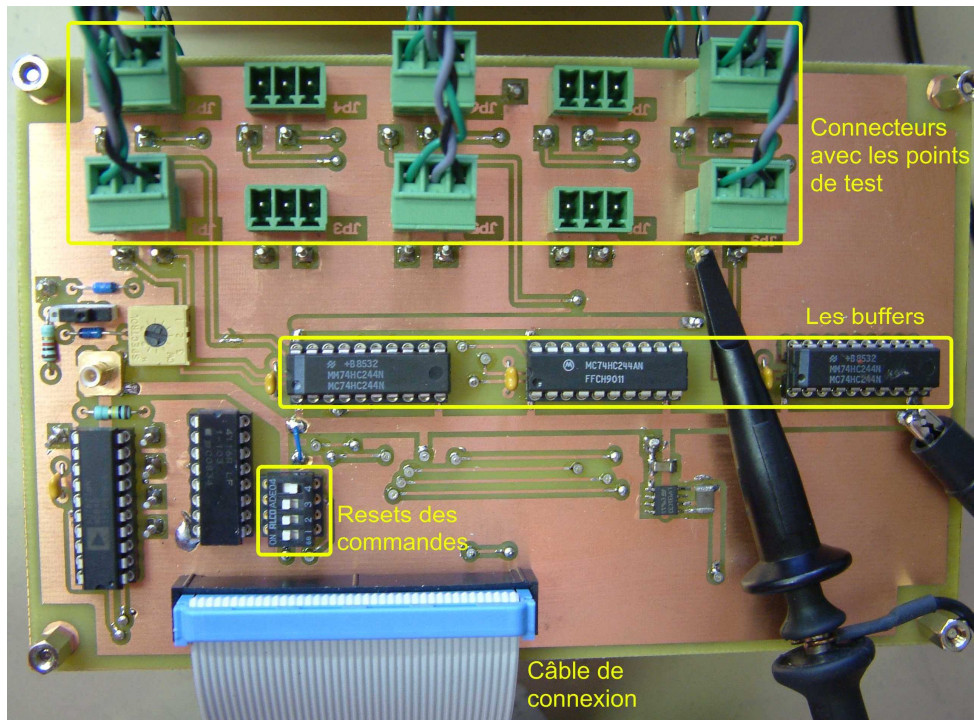


Figure IV-3 : Carte d'extension

IV.1.3. Validation des commandes :

Avec cette carte Altera, nous pouvons générer autant de types de commande que nécessaire car elle permet de programmer des commandes soit à 2 ou 3 états, soit synchrone, soit entrelacées ou aléatoires. Les commandes sont toutes établies numériquement et le fait qu'elles soient générées à partir de la même carte augmente énormément la fiabilité par rapport à la solution séparée mise en œuvre précédemment. Cette commande étant maintenant mise en œuvre nous allons en vérifier le fonctionnement.

IV.1.3.a) Commande synchrone (fixe) :

❖ *Commande synchrone pour l'onduleur à 2 états :*

La Figure IV-4 présente deux captures d'écrans d'une commande pour deux rapports cycliques : $\alpha = 0,2$ et $\alpha = 0,9$. En fonction du rapport cyclique de la commande d'entrée à 100kHz, les commandes de deux bras d'onduleur sont générées à 50kHz : l'une se déclenche au front montant et l'autre se déclenche au front descendant. On peut vérifier qu'elles présentent un rapport cyclique de 50% et qu'elles sont décalées l'une par rapport à l'autre d'un temps $\alpha T(s)$ conformément au fonctionnement recherché. La différence entre ces deux signaux nous donne l'image de la tension primaire du transformateur de puissance.

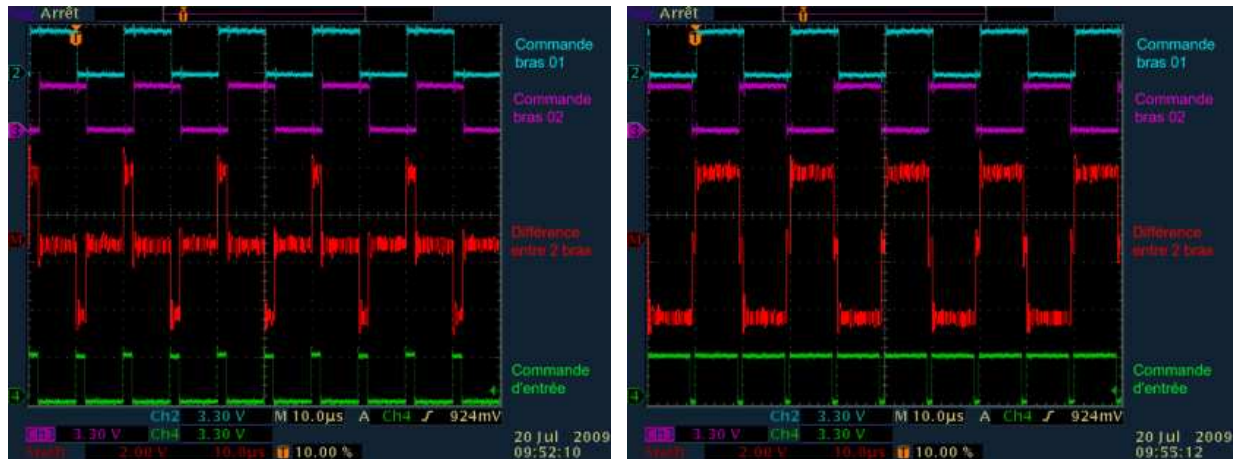


Figure IV-4 : Commande synchrone pour l'onduleur à 2 états pour $\alpha = 0,2$ (gauche) et $\alpha = 0,9$ (droite)

❖ *Commande synchrone pour l'onduleur à 3 états _ cas normal :*

La (Figure IV-5) montre le fonctionnement de cette commande pour une commande 3 états. Comme expliqué dans le chapitre II, les commandes de bras copient le signal d'entrée mais toujours à 50kHz et sont décalées de $T(s)$ (la période de la commande d'entrée), l'une par rapport à l'autre. La différence des commandes de bras nous donne les mêmes signaux que ceux présentés précédemment mais le fonctionnement de l'onduleur est différent. En effet, l'onduleur est dans ce cas ouvert hors $\alpha T(s)$ au lieu d'être en court-circuit comme dans la commande précédente.

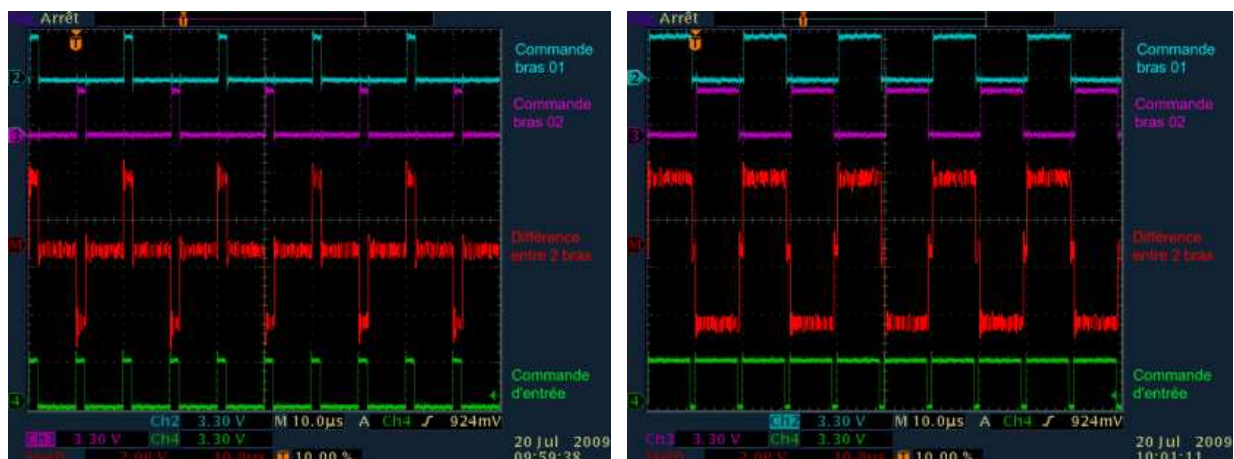


Figure IV-5 : Commande synchrone pour l'onduleur à 3 états pour $\alpha = 0,2$ (gauche) et $\alpha = 0,9$ (droite)

❖ *Commande de l'onduleur à 3 états en fonctionnement extrême :*

C'est le cas où, en raison du décalage avec la commande d'entrée, la commande du bras dépasse la période de commande. C'est un cas particulier lorsque l'on réalise la commande entrelacée à 3 états pour plusieurs convertisseurs où, à partir d'une certaine valeur du rapport cyclique, la commande du bras situé à la fin de la chaîne dépasse la période T comme nous l'avons déjà signalé dans le chapitre III. De fait, le réseau fonctionnant avec la commande entrelacée à 3 états a de temps en temps des convertisseurs se trouvant dans cette situation. Ainsi, sur la Figure IV-6, nous avons les signaux de la commande du 12^{ème} convertisseur pour un rapport cyclique $\alpha = 0,2$ et $\alpha = 0,9$. Nous voyons que pour le cas 0,9, la partie du signal de commande qui dépasse est alors reportée en début de la période.

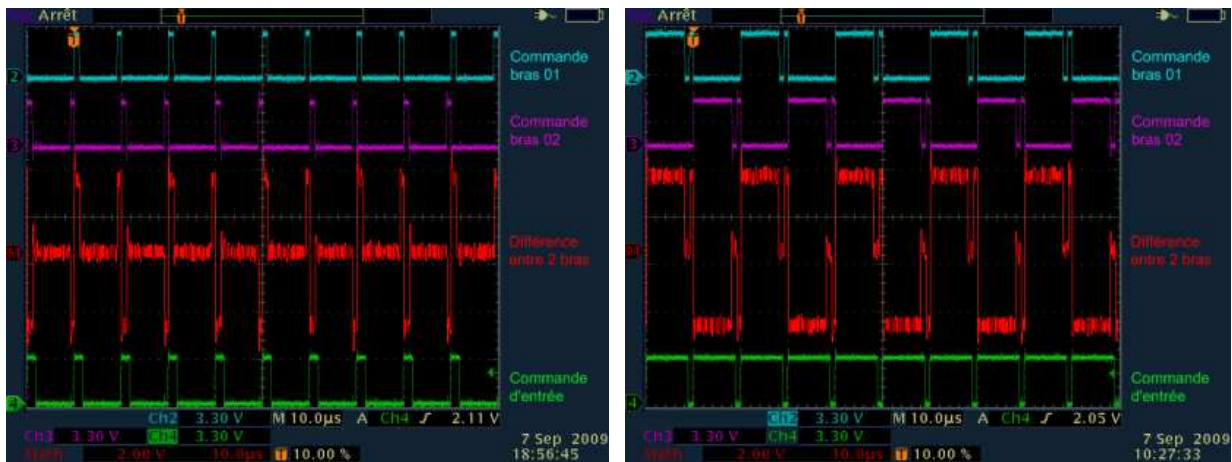


Figure IV-6 : Commande synchrone pour l'onduleur à 3 états pour $\alpha = 0,2$ (gauche) et $\alpha = 0,9$ (droite)

IV.1.3.b) Commande entrelacée :

❖ *Commande entrelacée pour l'onduleur à 2 états :*

Dans le cas du réseau de 12 convertisseurs que nous mettons en œuvre, les 12 commandes doivent être décalées de $1/12^{\text{ème}}$ de la période. Afin de simplifier la lecture nous appellerons cette commande dans la suite commande $1/12^{\text{ème}}$. Le matériel dont nous disposons ne nous permet pas de relever les 12 signaux entrelacés en une seule mesure. Aussi, pour vérifier les décalages entre les commandes nous avons relevé et mémorisé chaque signal en synchronisant l'oscilloscope sur un signal unique. Les signaux ainsi obtenus sont présentés dans la Figure IV-7.

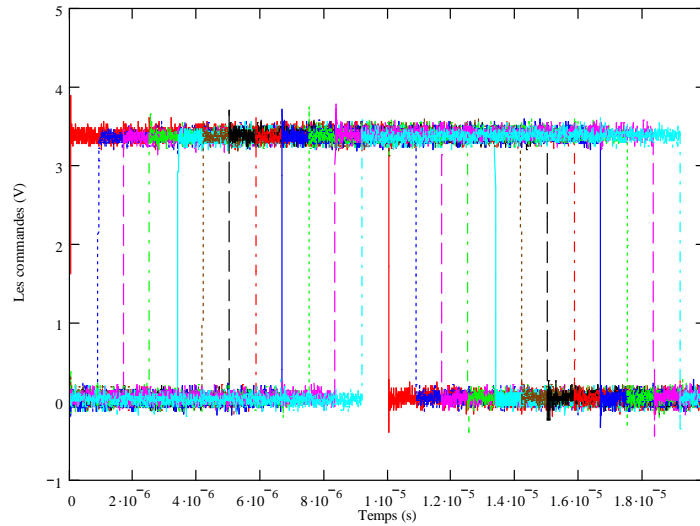


Figure IV-7 : Les signaux du même bras de la commande entrelacée 1/12^{ème}

❖ *Commande entrelacée pour l'onduleur à 3 états :*

Avec cette commande, à partir du rapport cyclique supérieur à 8,33 % nous aurons des commandes de bras qui dépasseront la période de commande. Dans ce cas, comme expliqué plus haut, la partie du signal dépassant la période est reportée au début de la période. Le nombre de ces commandes peut se calculer facilement car il est égal à $\alpha/0,0833$.

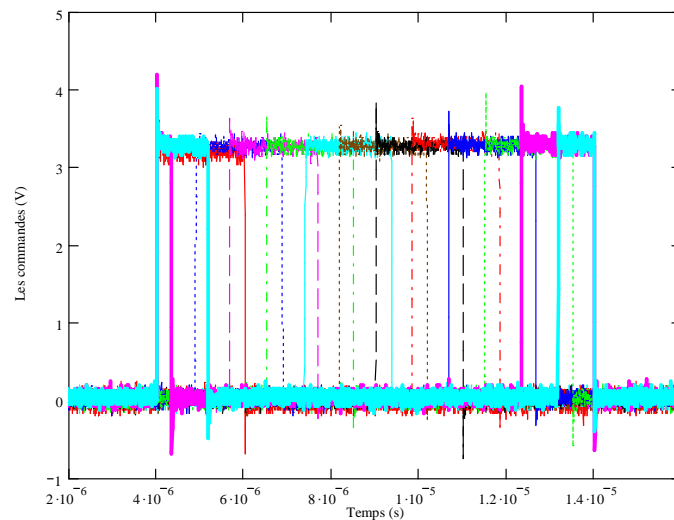


Figure IV-8 : Les signaux du même bras de la commande entrelacée à 3 états

La Figure IV-8 ci-dessus présente les 12 commandes du même bras pour $\alpha = 0,2$. Pour ce rapport cyclique et avec le raisonnement précédant nous constatons que seules les deux dernières commandes (onzième et douzième) sont coupées en deux parties (les signaux rose et bleu clair) pour ne pas dépasser la période de commande.

IV.1.3.c) Commande aléatoire :

Comme la commande synchrone, la commande aléatoire peut se décliner en deux variantes : deux ou trois états.

❖ *Commande aléatoire à deux états :*

Dans ce cas, le rapport cyclique des commandes des bras est changé aléatoirement en respectant la décalage temporel entre elles lié au rapport cyclique de la commande d'entrée. La Figure IV-9 nous montre le fonctionnement de cette commande aléatoire pour deux rapports cycliques différents. On peut constater, sur cette figure, que le décalage de cette commande est plus important pour de faibles rapports cycliques (cas $\alpha = 0,2$ par exemple) que pour de forts rapports cycliques ($\alpha = 0,9$ par exemple).

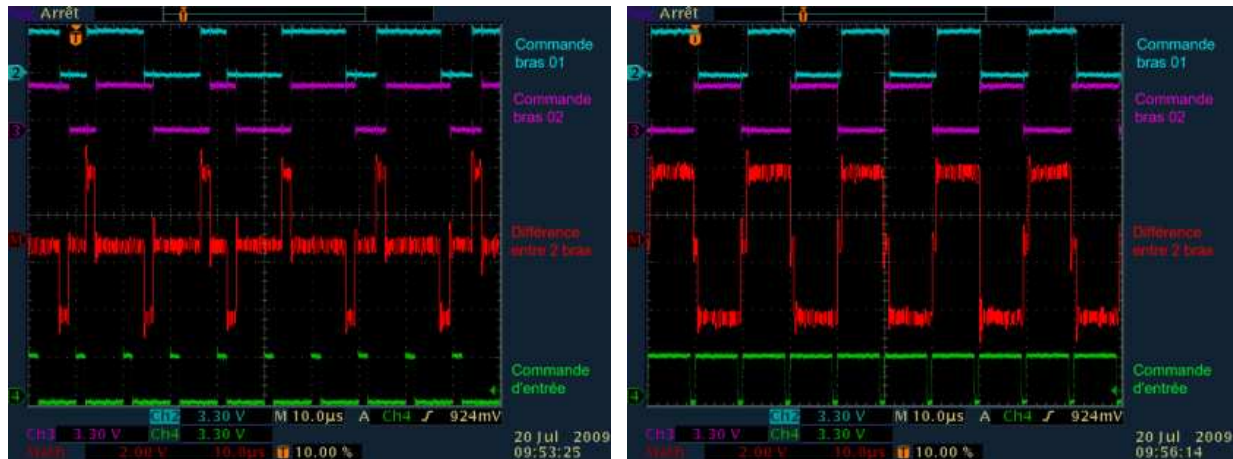


Figure IV-9 : Commande aléatoire pour l'onduleur à 2 états pour $\alpha = 0,2$ (gauche) et $\alpha = 0,9$ (droite)

❖ *Commande aléatoire à trois états :*

Contrairement à la commande précédente, les décalages vus par les fronts montants et les fronts descendants diffèrent d'une période à l'autre mais restent importants sur toute la plage du rapport cyclique. Nous constatons aussi que la commande de bras a moins de chance de

dépasser la période pour un rapport cyclique faible ($\alpha = 0,2$ par exemple) que pour un rapport cyclique important ($\alpha = 0,9$ par exemple) comme montré Figure IV-10.

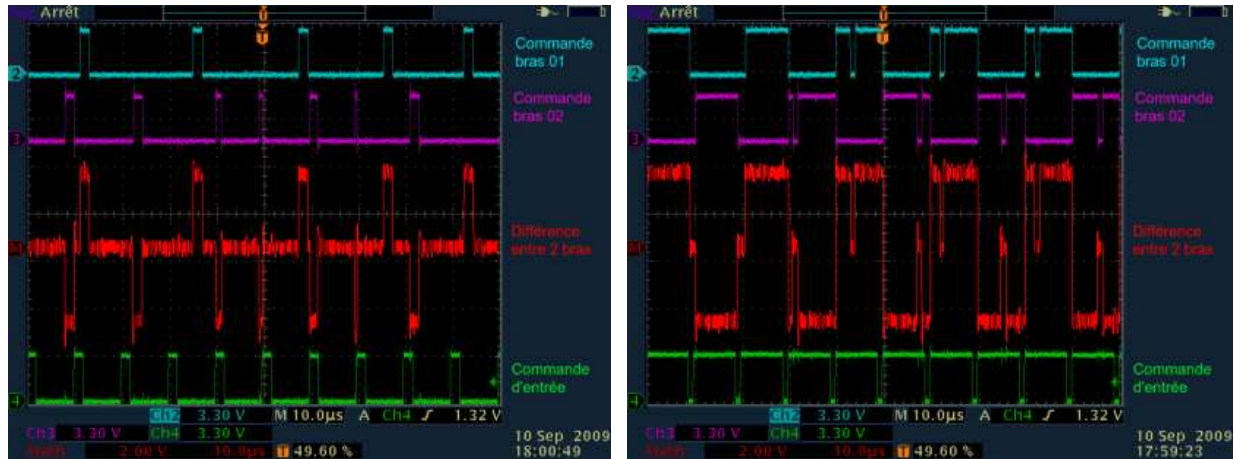


Figure IV-10 : Commande aléatoire pour l'onduleur à 3 états pour $\alpha = 0,2$ (gauche) et $\alpha = 0,9$ (droite)

IV.2.Mise en œuvre du convertisseur élémentaire :

Conformément à ce qui a été présenté dans le chapitre II voici le cahier des charges du convertisseur élémentaire :

- **Electrique** : le convertisseur est alimenté par une tension nominale de 10V et fourni en sortie une tension de 10V et un courant nominal de sortie de 1A pour un rapport cyclique de la commande maximum à 0,9. Le transformateur qui assure l'isolation galvanique doit avoir le rapport de transformation de 1,1 pour garantir ce point de fonctionnement.
- **Topologie** : la structure retenue est de type onduleur / transformateur / redresseur (Figure IV-11). L'onduleur à pont complet s'appuie sur une technologie CMOS, bien adaptée à ce niveau de tension ; le redresseur est soit un pont complet à diodes Schottky soit un redresseur synchrone à Mos. Les deux types de redresseurs seront mis en œuvre. Le redresseur à diode pour être cohérent avec l'étude présentée dans le chapitre III, puis le redresseur synchrone pour montrer son avantage en terme de rendement et donc de refroidissement.
- **Rendement** : le convertisseur doit avoir un rendement d'environ 90%
- **Fréquence de fonctionnement** fixée à 50kHz pour minimiser la taille des composants passifs (ce choix est justifié dans [Sou07]).

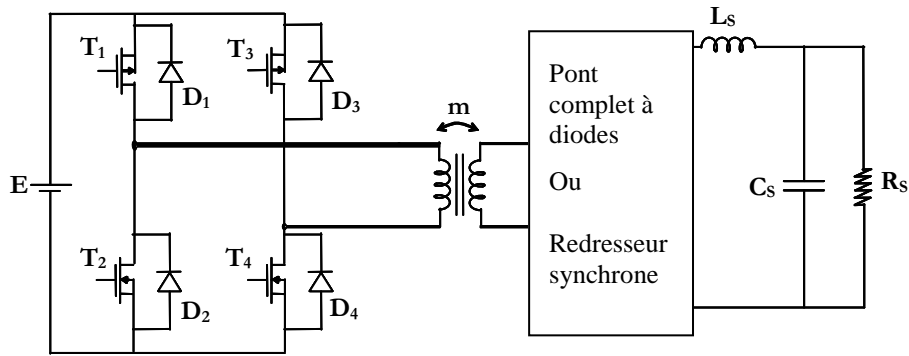


Figure IV-11: Topologie du convertisseur élévateur DC-DC en HF

IV.2.1. Réalisation du convertisseur élémentaire :

La Figure IV-12 ci-dessous présente la réalisation du convertisseur élémentaire à redresseur synchrone. Nous retrouvons les différentes parties du convertisseur qui seront détaillées dans la suite.

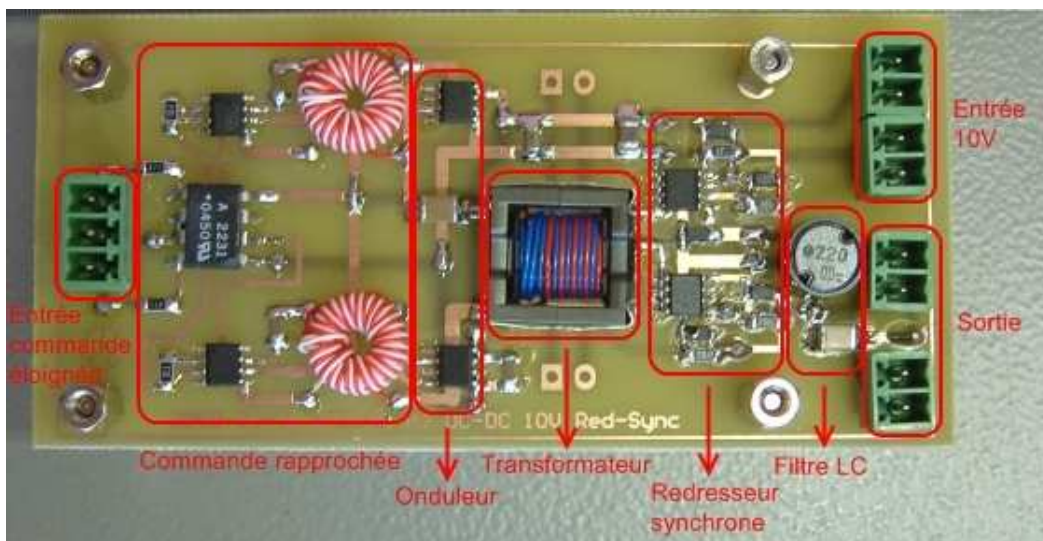


Figure IV-12 : Convertisseur élémentaire à redresseur synchrone

De gauche à droite, nous avons :

- Le connecteur pour la commande éloignée venant de la carte d'extension
- La partie commande rapprochée
- L'onduleur

- Le transformateur de puissance (à distinguer des transformateurs d'impulsion de la partie commande rapprochée) : ce transformateur est à deux enroulements dans un premier temps afin, de caractériser le convertisseur élémentaire.
- Le redresseur synchrone à Mos
- Le filtre LC
- Les connecteurs d'entrée et de sortie sont doublés afin de simplifier la mise en réseau.

IV.2.1.a) Mise en œuvre de la commande rapprochée :

La Figure IV-13 ci-dessous présente le schéma de la commande rapprochée. Deux signaux de commande d'amplitude +10V (Cde B1 et Cde B2) sont générés par l'optocoupleur HCPL2231 à partir des commandes éloignées et envoyés vers deux drivers IR4428.

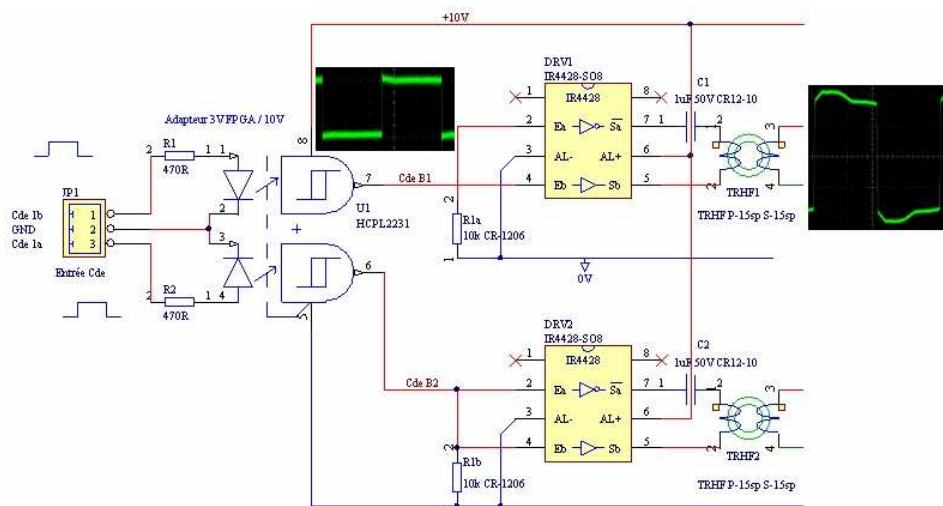


Figure IV-13: Schéma de la partie commande rapprochée

Prenons le cas de la commande synchrone à 2 états, l'entrée du driver est un signal de rapport cyclique un demi et ce driver fournit une tension en pleine onde (de -10V à +10V) au primaire du transformateur d'impulsion comme présenté sur la Figure IV-13. En remarquant que les deux commandes Cde B1 et Cde B2 sont décalées, les tensions secondaires des transformateurs d'impulsion sont donc décalées elles aussi de la même manière.

Dans le cas de la commande à 3 états, les drivers ne servent plus et les commandes Cde B1 et Cde B2 attaquent directement les deux transformateurs d'impulsion comme présenté Figure IV-14. Dans le but de minimiser les composants utilisés mais aussi d'éviter de réaliser de

nouveaux convertisseurs élémentaires, nous avons décidé de faire les modifications nécessaires au fonctionnement 2 ou 3 états sur le même convertisseur.

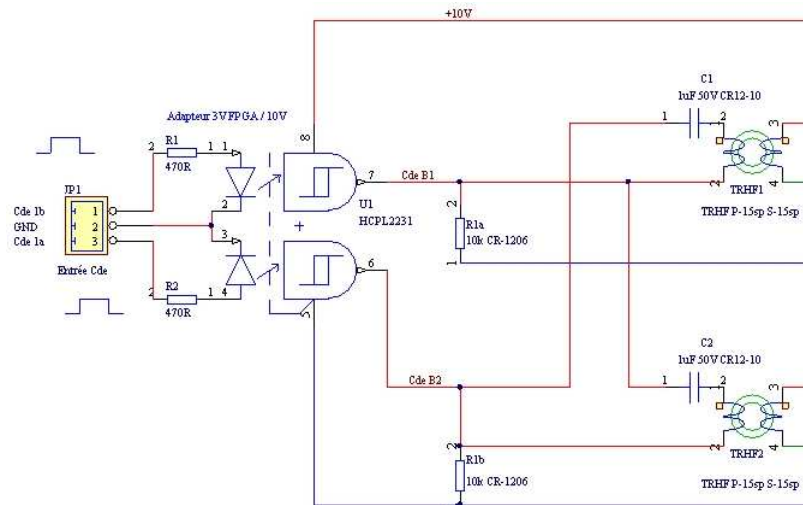


Figure IV-14 : Schéma modifié de la partie commande rapprochée pour la commande à 3 états.

IV.2.1.b) Onduleur :

La Figure IV-15 ci-dessous présente le schéma de l'onduleur en pont complet. Chaque bras de l'onduleur contient un P-Mos et un N-Mos ayant la grille et la source communes. Ce montage présente de meilleures caractéristiques que le montage effectué dans l'étude [Sou07] où les P-Mos et N-Mos étaient montés en drain commun. En effet, la Figure IV-16 nous montre que le montage « grille commune » nous permet d'éviter le court-circuit du bras d'onduleur lors de la commutation. En effet, le passage de la conduction du P-Mos au N-Mos, ou inversement, se fait obligatoirement par une phase durant laquelle les 2 Mos sont ouverts. Ce n'est pas le cas lorsque le montage drain commun est adopté. En effet si un délai suffisamment important n'est pas appliqué entre les deux commandes des deux Mos, un court-circuit de bras peut apparaître lors de la commutation. Ceci est un avantage important pour le montage à source commune car même si nous pouvons réduire cette phase de court-circuit à quelques nano secondes dans le cas du montage à drain commun, ce phénomène dégrade fortement le rendement du convertisseur élémentaire.

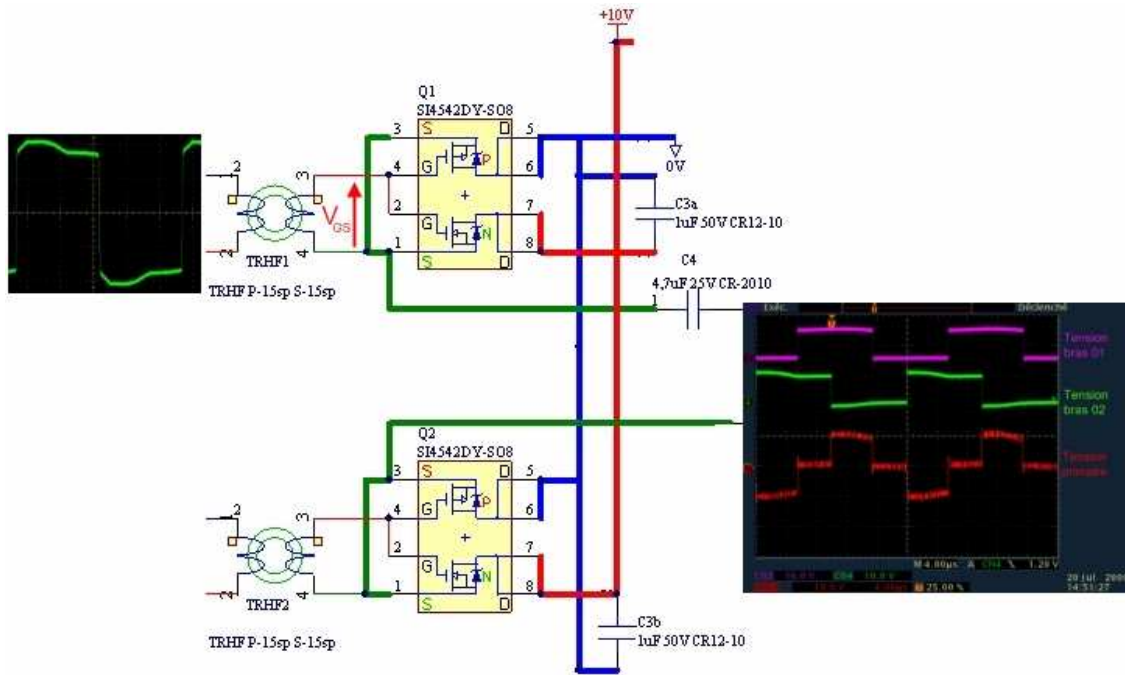


Figure IV-15 : Schéma de l'onduleur en pont complet et présentation des formes d'ondes.

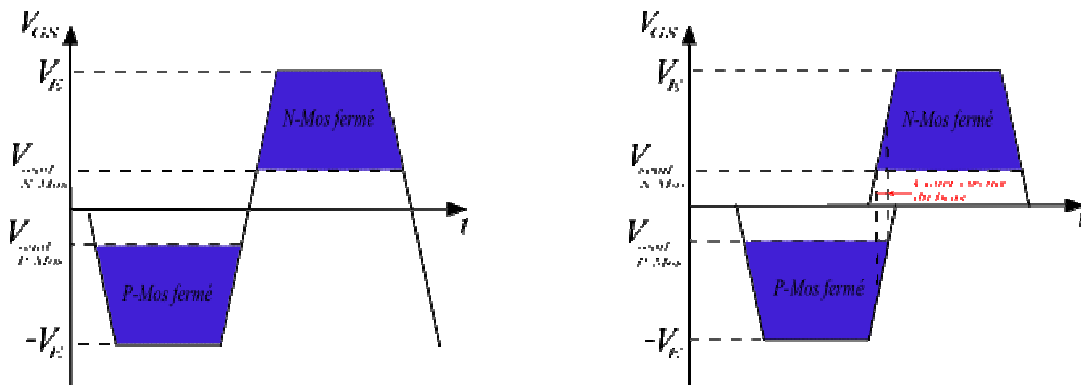


Figure IV-16 : Comparaison des deux montages : grille-source commune (gauche) et drain commun (droite)

Dans le cas du montage à source commune adopté ici, le fonctionnement d'un bras de l'onduleur est le suivant :

Lorsque la tension $V_{GS} = +10V$ (Figure IV-15), le P-Mos est bloqué et le N-Mos conduit. La sortie du bras est donc reliée à $+V_E = +10V$. Lorsque la tension $V_{GS} = -10V$, le P-Mos conduit et le N-Mos est bloqué. Alors la sortie du bras est reliée à $0V$.

Le fonctionnement de l'autre bras sera identique avec pour seule différence le décalage de la commande.

La différence entre les tensions de sortie des deux bras nous donne la tension au primaire du transformateur de puissance. Le condensateur en série avec l'enroulement primaire évite qu'une composante continue de la tension ne se retrouve en entrée du transformateur et ne le sature.

IV.2.1.c) Transformateur de puissance :

Pour le fonctionnement non couplé du convertisseur élémentaire, le transformateur a été dimensionné comme indiqué dans [Sou07]. Nous rappelons ici les quelques paramètres principaux :

- ❖ Noyau : EFD15/8/5 (N97) avec $\mu_e = 1480$
- ❖ Fil du bobinage : fil de wrapping 100-26T
- ❖ Nombre de spires au primaire : $N_p = 11$
- ❖ Nombre de spires au secondaire : $N_s = 13$
- ❖ Rapport de transformation : $N_p/N_s = 1,375$

IV.2.1.d) Redresseur synchrone à Mos :

Le schéma électrique du redresseur est présenté Figure IV-17. Le fonctionnement de ce redresseur synchrone est le suivant :

- Lorsque la tension secondaire du transformateur est +10V, nous avons :

$$V_{GSP1} = V_{GSP2} = 0$$

$$V_{GSP1} = -10V$$

$$V_{GSN2} = +10V$$

Alors, les N-Mos Q3 et P-Mos Q4 sont bloqués et les P-Mos Q3 et N-Mos Q4 sont fermés.

- Quand la tension secondaire du transformateur est -10V, nous avons :

$$V_{GSP1} = V_{GSN2} = 0$$

$$V_{GSN1} = +10V$$

$$V_{GSP2} = -10V$$

Alors, les P-Mos Q3 et N-Mos Q4 sont bloqués et les N-Mos Q3 et P-Mos Q4 sont fermés.

Après les deux phases précédentes, la tension secondaire du transformateur est parfaitement redressée.

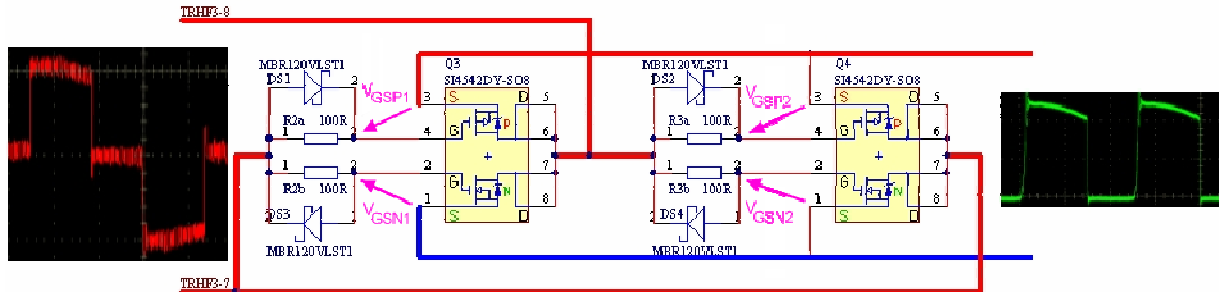


Figure IV-17 : Schéma du redresseur synchrone et son fonctionnement

IV.2.1.e) Mise en œuvre du convertisseur avec redresseur à diodes :

La Figure IV-18 ci-dessous présente la réalisation du convertisseur élémentaire à redresseur à diodes. Comme nous l'avons déjà précisé dans le chapitre III et aussi dans [Sou07], ce montage n'est pas un choix judicieux pour obtenir le meilleur rendement en raison des pertes en conduction des diodes plus importantes que celles des Mos. En revanche, il permet de simplifier les études décrites dans le chapitre III. C'est ce montage qui va être dupliqué en plusieurs exemplaires pour réaliser le réseau des convertisseurs.

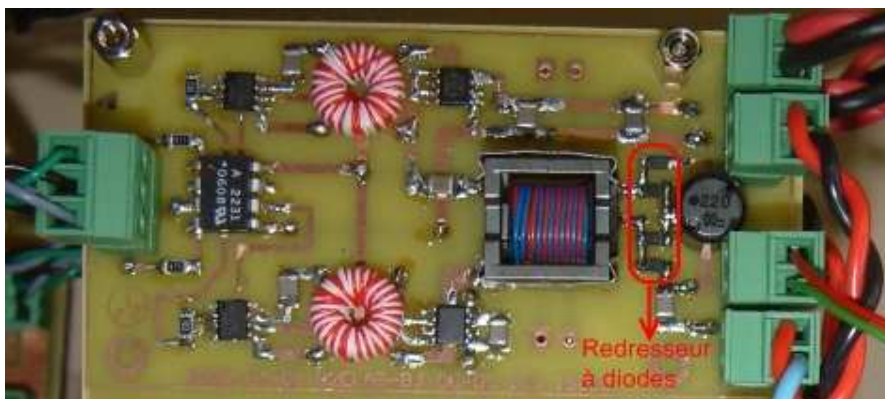


Figure IV-18 : Convertisseur élémentaire avec le redresseur à diodes

IV.2.2. Fonctionnement du convertisseur élémentaire :

Dans cette partie, nous allons observer le fonctionnement du convertisseur élémentaire sous différents modes de commande. Les aspects que nous allons observer plus particulièrement sont les formes d'ondes, le rendement et aussi le bilan thermique du convertisseur élémentaire.

IV.2.2.a) Bilan du rendement et bilan thermique:

Dans un premier temps, des essais ont été réalisés sur une cellule élémentaire fonctionnant seule et utilisant les différentes commandes vues précédemment. Ainsi des courbes de rendement en fonction de la puissance fournie ont pu être tracées et sont présentées (

Figure IV-19).

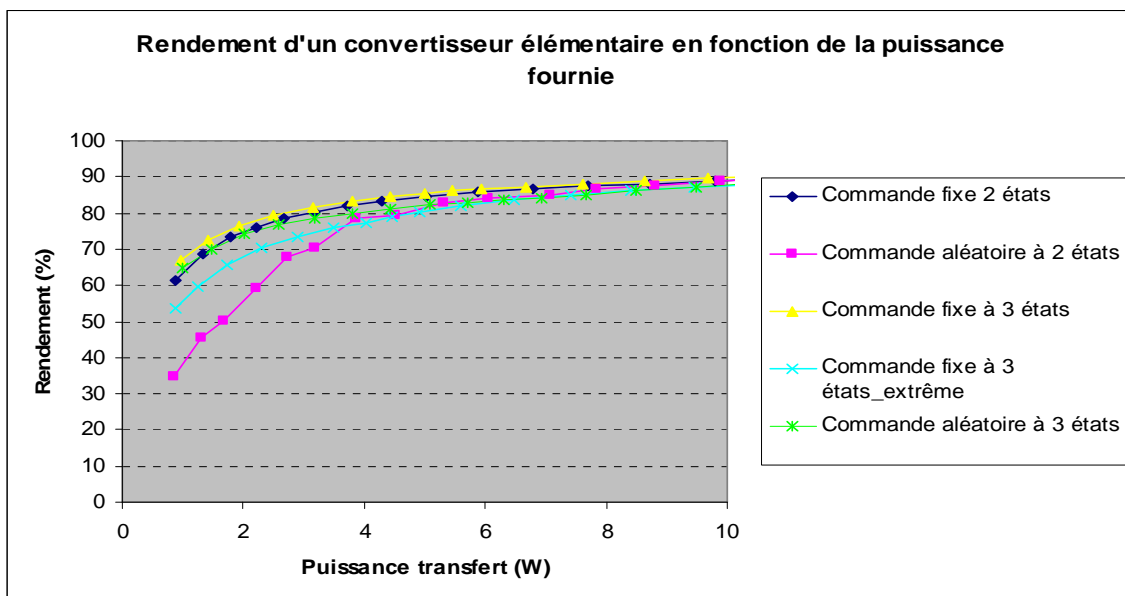


Figure IV-19 : Rendement d'un convertisseur élémentaire à redresseur synchrone

Selon ce bilan de rendement, nous constatons qu'en mode fixe le fonctionnement avec la commande 3 états présente les meilleures performances. Ceci est dû à la diminution du temps de conduction des interrupteurs (l'ouverture des interrupteurs pendant $(1-\alpha)T$). En revanche, cette même commande dans le cas extrême voit son efficacité fortement diminuer ceci en raison du doublement des commutations des interrupteurs (notons que dans ce cas, l'interrupteur commute toujours deux fois par période de commande). Les pertes par commutation et de commande sont donc doublées diminuant fortement le rendement. Ces pertes coûtent presque deux points de rendement à rapport cyclique maximal $\alpha = 0,9$ (Tableau

IV-1). Néanmoins, en mode aléatoire, cet inconvénient semble disparaître peu à peu lorsque le rapport cyclique devient faible sans que nous puissions vraiment expliquer ce comportement. Une raison pouvant être invoquée est que en observant le fonctionnement de la commande à 3 états en mode aléatoire, nous constatons que plus le rapport cyclique est faible moins il y a de chance que la commande dépasse la période de commande et donc que la fréquence de commutation soit augmentée.

Tableau IV-1 : Rendement d'un convertisseur élémentaire à redresseur synchrone pour différentes commandes							
Commande	V _{entrée} (V)	I _{entrée} (A)	V _{sortie} (V)	I _{sortie} (A)	P _{entrée} (W)	P _{sortie} (W)	η (%)
2 états fixe	10,0	1,21	10,5	1,05	12,2	11,0	89,8
2 états aléa	10,0	1,21	10,4	1,05	12,2	10,9	89,6
3 états fixe	10,0	1,19	10,4	1,04	11,9	10,8	90,3
3 états fixe_extrême	10,0	1,20	10,3	1,03	12,0	10,6	88,1
3 états aléa	10,1	1,19	10,3	1,03	11,9	10,5	88,3

Ces courbes nous montrent aussi que c'est la commande aléatoire à 2 états qui présente les plus faibles performances. Pourtant c'est celle-ci que nous avons imaginée en premier. Afin d'identifier les sources de pertes, nous avons réalisé des images du convertisseur en fonctionnement à l'aide d'une caméra infrarouge. La Figure IV-20 ci-dessous nous montre l'image thermique du convertisseur élémentaire fonctionnant avec la commande synchrone pour $\alpha = 0,9$. Nous pouvons constater que la partie la plus chaude est le transformateur de puissance (la mesure nous donne 55°C après 10' de fonctionnement) et, en deuxième position, ce sont les Mos et les drivers (leurs températures est aux alentours de 40°C).

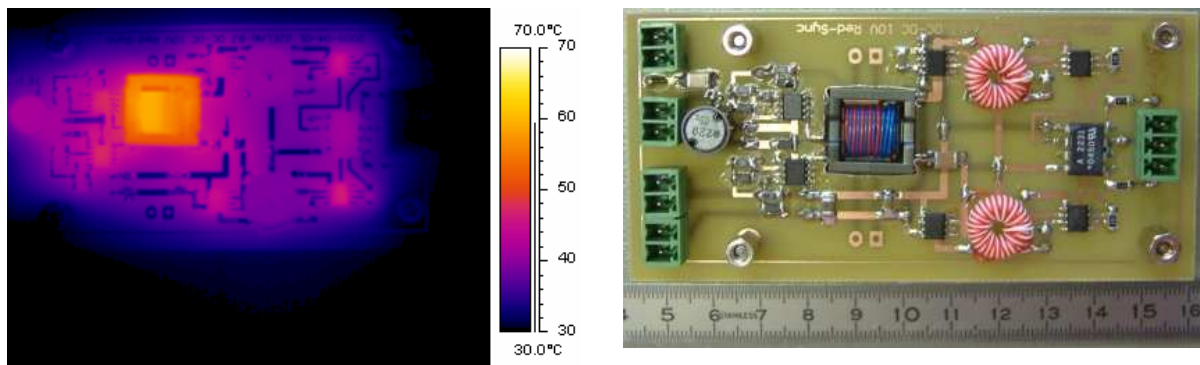


Figure IV-20 : Image thermique du convertisseur élémentaire avec la commande synchrone à $\alpha = 0,9$

Grâce à ces images nous avons pu mettre en évidence un problème au niveau de la commande apparaissant lors du fonctionnement avec la commande aléatoire à 2 états. En observant l'image thermique du convertisseur entre deux modes fixe et aléatoire (Figure IV-21), nous constatons que les pertes dans les drivers augmentent.

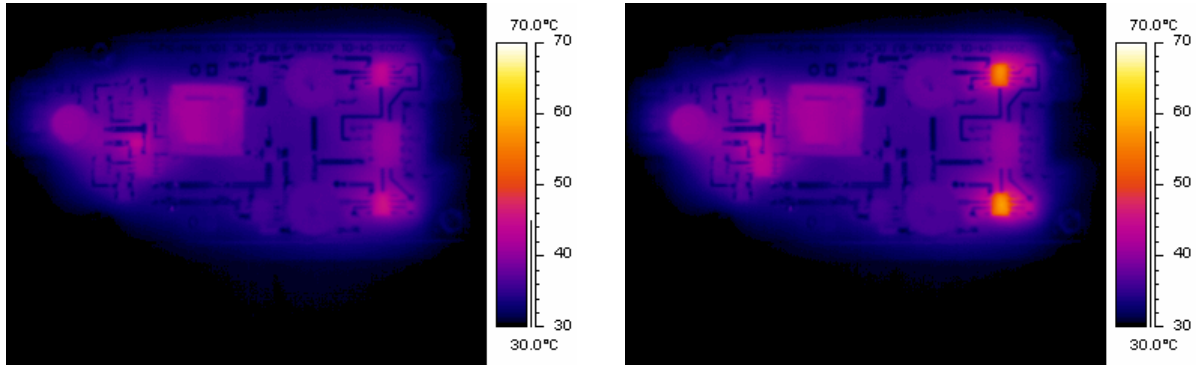


Figure IV-21 : Commande aléatoire 2 états à $\alpha = 0,45$: mode fixe (gauche) et mode aléatoire (droite)

En diminuant le rapport cyclique, nous constatons que les pertes augmentent (les drivers sont de plus en plus chauds) à α plus faible. En effet, la température des drivers dépasse la zone d'affichage fixée au début (de 30°C à 70°C) après quelques secondes de fonctionnement à $\alpha = 0,2$. La température des drivers peut augmenter au dessus de 100°C après une minute de fonctionnement.

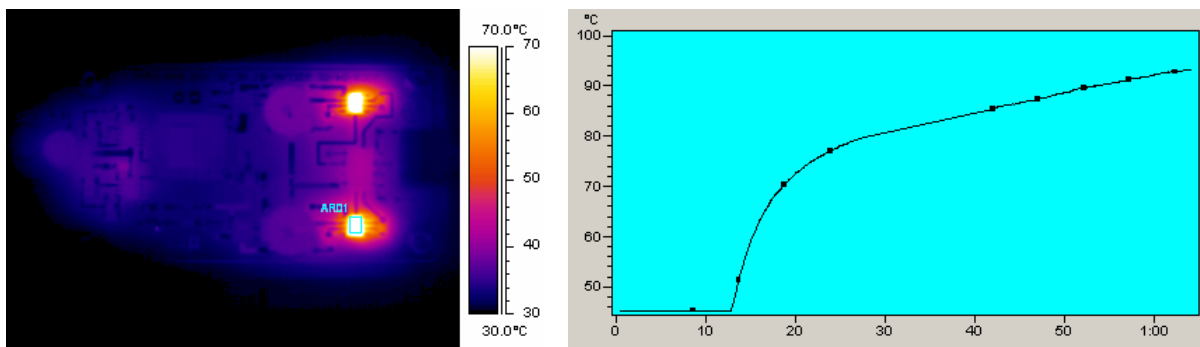


Figure IV-22: Commande aléatoire 2 états à $\alpha = 0,2$: image thermique et l'évolution de température des drivers

C'est en observant les courants dans les transformateurs d'impulsion (Figure IV-23) que nous avons pu trouver la source de cet échauffement. En effet, le courant absorbé au primaire du transformateur d'impulsion montre un fonctionnement anormal de la partie commande rapprochée que nous n'avons pas encore la réponse. Ce phénomène est d'autant plus présent que le rapport cyclique est faible provoquant un échauffement important des drivers.

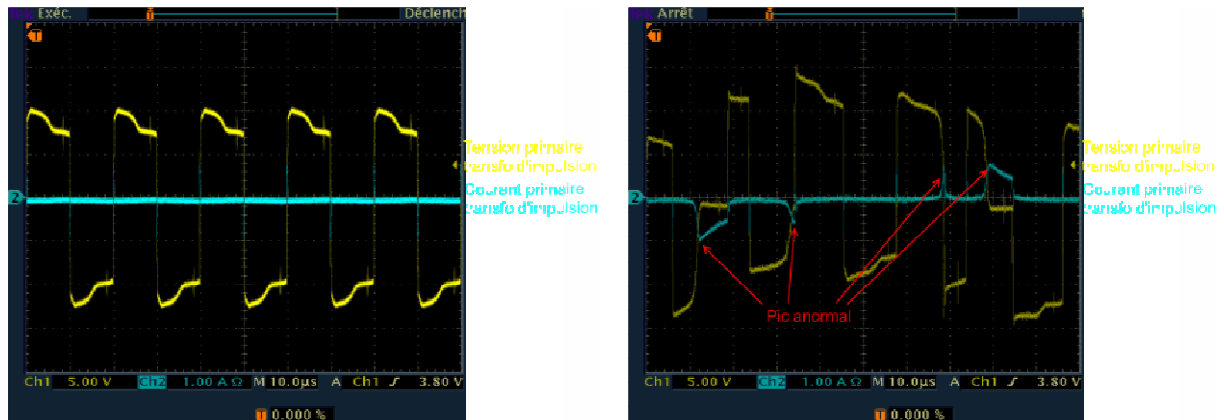


Figure IV-23: Tension et courant primaire du transformateur d'impulsion lors de la commande fixe (gauche) et aléatoire (droite) pour $\alpha = 0,2$

IV.2.2.b) Les formes d'ondes :

Dans cette partie, nous allons étudier l'évolution de différents paramètres du convertisseur élémentaire en fonction du rapport cyclique et du mode de commande choisi. Le but de cette étude est de vérifier le fonctionnement du convertisseur élémentaire avec les nouvelles commandes. Les paramètres observés seront la tension primaire du transformateur de puissance, le courant dans l'inductance de lissage et la tension de sortie.

Pour simplifier les relevés, l'évaluation du fonctionnement est réalisée plutôt en mode fixe qu'en aléatoire. La comparaison se limite donc aux commandes synchrones à 2 états, 3 états et 3 états en fonctionnement extrême. D'après une série de captures d'écran sur l'oscilloscope (Figure IV-24 ÷ 27), nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

- ❖ Le choix du type de commande influe sur la tension primaire du transformateur de puissance. En effet, avec la commande 3 états, nous remarquons l'existence d'un régime transitoire lorsque tous les interrupteurs de l'onduleur sont ouverts. Durant ce laps de temps, la tension primaire est totalement flottante et sera donc le siège de

résonances entre les capacités des Mos et les inductances de fuite du transformateur. Ce phénomène est d'autant plus visible que le rapport cyclique est faible.

- ❖ Malgré les différences de tension apparaissant au niveau du transformateur de puissance (le régime transitoire pour la commande à 3 états et le créneau coupé dans la commande 3 états-extrême), les paramètres de sortie (tension et courant) sont presque identiques comme montrée dans le Tableau IV-2. La charge ne voit donc pas de différence entre les commandes.

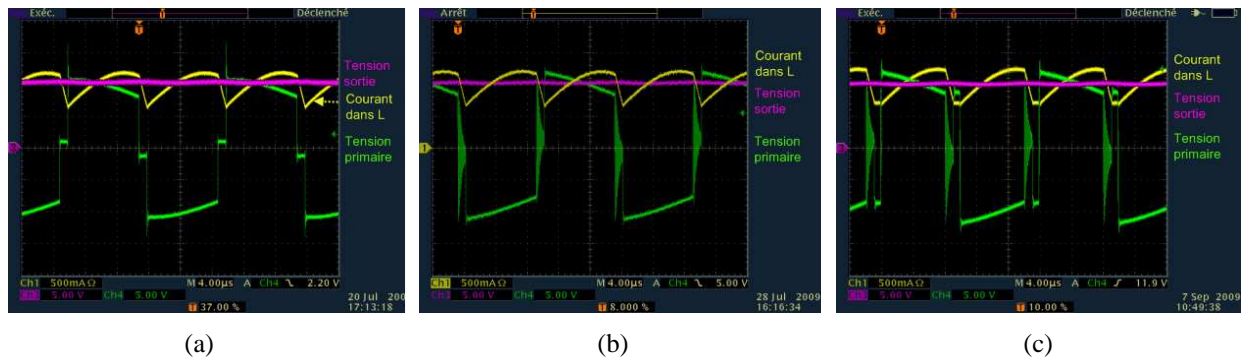


Figure IV-24 : Formes d'onde à $\alpha = 0,9$: (a) - Commande à 2 états ; (b) - Commande à 3 états ; (c) - Commande à 3 états - extrême

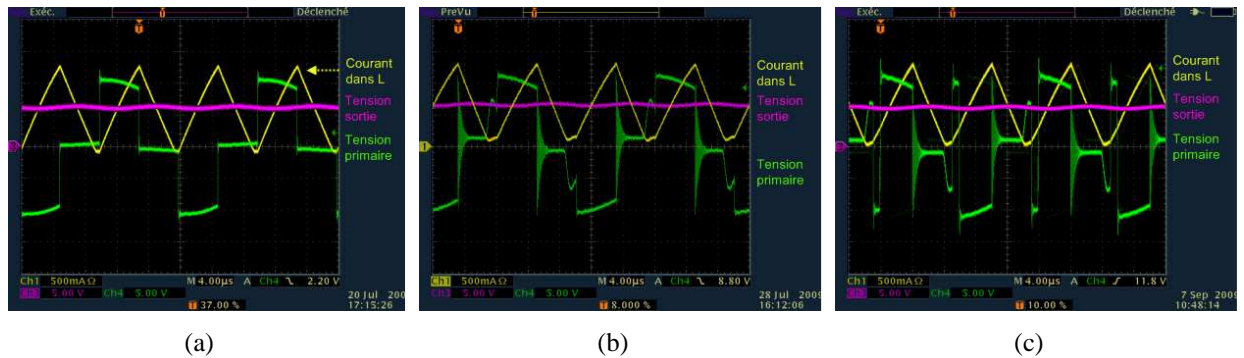


Figure IV-25 : Formes d'onde à $\alpha = 0,5$

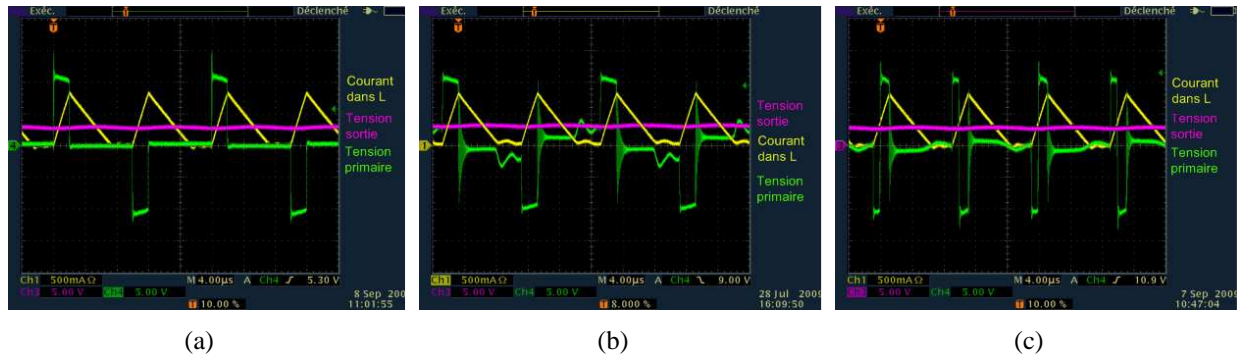


Figure IV-26 : Formes d'onde à $\alpha = 0,2$

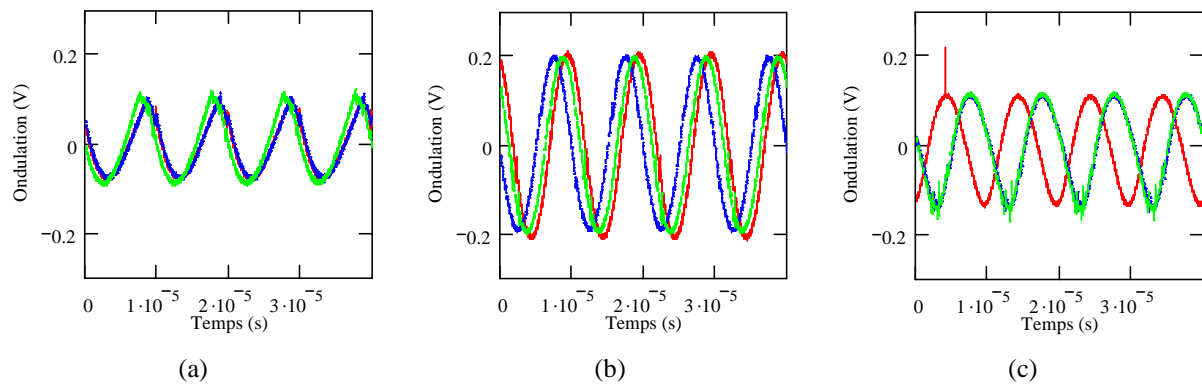


Figure IV-27 : Ondulation de la tension sortie avec les différentes commandes : (a) $\alpha = 0,9$; (b) $\alpha = 0,5$; (c) $\alpha = 0,2$

Tableau IV-2 : Valeurs des tensions et courants de sortie						
Rapport cyclique	Commande à 2 états		Commande à 3 états		Commande à 3 états-extrême	
	V _s (V)	I _s (A)	V _s (V)	I _s (A)	V _s (V)	I _s (A)
$\alpha = 0,9$	10,5	1,0	10,4	1,0	10,3	1,0
$\alpha = 0,5$	6,1	0,6	6,7	0,7	6,3	0,6
$\alpha = 0,2$	3,0	0,3	3,1	0,3	3,0	0,3

IV.3. Réseau de 12 convertisseurs :

Le convertisseur élémentaire étant caractérisé, nous allons maintenant nous attacher à la mise en réseau. Pour cela nous allons tout d'abord traiter l'assemblage du réseau de 12

convertisseurs élémentaires en parallèle à l'entrée et en parallèle à la sortie. Puis le fonctionnement de ce réseau avec la commande synchrone à 2 états et la commande entrelacée à 2 états seront étudiés et les résultats obtenus nous permettront de montrer l'intérêt de l'entrelacement.

IV.3.1. Câblage du réseau :

La Figure IV-28 ci-dessous montre la technique d'association des convertisseurs élémentaires mise en œuvre. Pour la réalisation pratique, les convertisseurs élémentaires sont empilés sur quatre étages, chaque étage étant constitué de trois convertisseurs. Les étages sont ensuite connectés en parallèle à l'alimentation et à la charge et les convertisseurs d'un étage sont eux aussi connectés en parallèle à l'entrée et à la sortie. Les fils du câblage sont torsadés pour éliminer les effets des inductances de maille sur les entrées et les sorties du réseau.

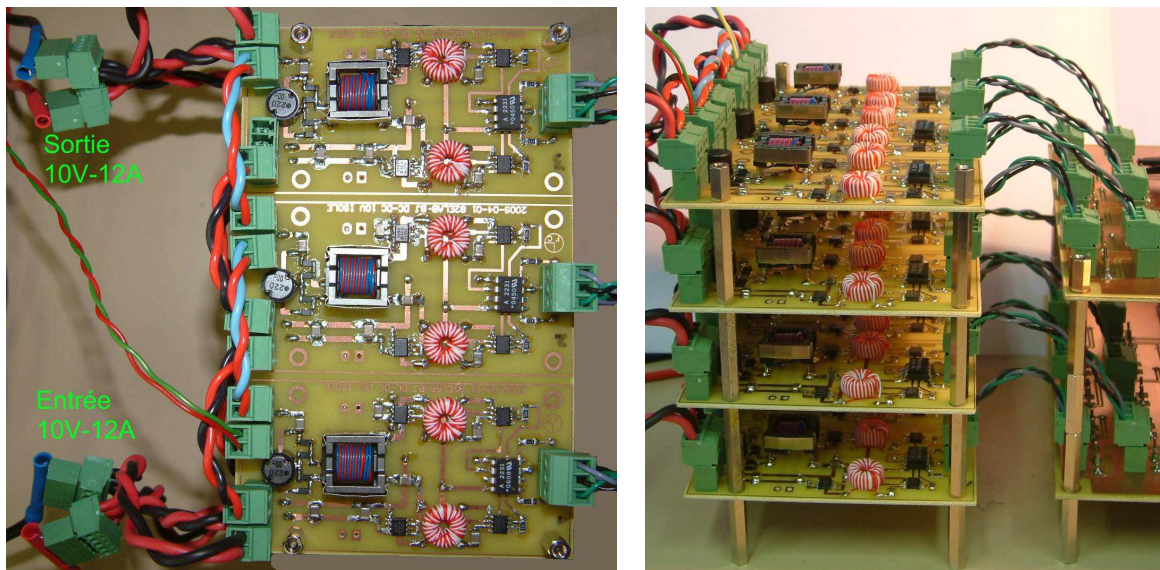


Figure IV-28 : Réseau de 12 convertisseurs vu de dessus (gauche) et de côté (droite)

Notons que ce n'est pas un câblage optimal car il ne garanti pas la même impédance de connexion pour tous les convertisseurs. En effet les longueurs de fil ne sont pas identiques en fonction de la position physique du convertisseur dans le réseau. Nous allons voir dans la suite l'influence de ce câblage sur le fonctionnement du réseau. Mais, dans un premier temps, cet empilement nous permet de réaliser un réseau à la fois fiable et simple dans sa mise en œuvre.

IV.3.2.Fonctionnement du réseau :

Dans cette partie, nous étudions le fonctionnement du réseau de convertisseurs en mode synchrone (fixe) et en mode entrelacé. Pour cela, la commande entrelacée à 3 états n'a pas été retenue car elle entraîne des niveaux de pertes différents entre les convertisseurs ce qui déséquilibre le réseau. En revanche, la commande synchrone à 2 états a été sélectionnée car elle est parmi les plus performantes. De fait, pour la commande synchrone, nous avons choisi de mettre en œuvre les commandes à 2 états pour éviter les modifications sur les convertisseurs élémentaires.

IV.3.2.a) Fonctionnement avec la commande synchrone :

❖ Rendement des 12 convertisseurs élémentaires :

Le Tableau IV-3 ci-dessous nous montre le rendement des 12 convertisseurs élémentaires à redresseurs à diodes. On peut constater que les rendements sont très homogènes prouvant que peu de disparité existe entre les convertisseurs élémentaires. Toutefois, le rendement moyen est de 87% ce qui représente une baisse de 3% par rapport au fonctionnement avec redresseur synchrone (90%).

Convertisseur élémentaire	V _{entrée} (V)	I _{entrée} (A)	V _{sortie} (V)	I _{sortie} (A)	P _{entrée} (W)	P _{sortie} (W)	η (%)
1	10,2	1,18	10,2	1,02	12,1	10,5	87,0
2	10,2	1,18	10,2	1,03	12,1	10,5	87,0
3	10,2	1,18	10,2	1,02	12,0	10,5	87,0
4	10,2	1,18	10,2	1,03	12,1	10,5	87,0
5	10,2	1,18	10,3	1,03	12,1	10,5	87,1
6	10,2	1,18	10,3	1,03	12,1	10,5	87,2
7	10,2	1,18	10,2	1,02	12,1	10,5	87,0
8	10,2	1,18	10,3	1,03	12,1	10,5	87,2
9	10,2	1,18	10,3	1,03	12,1	10,5	87,0
10	10,2	1,18	10,2	1,03	12,1	10,5	86,9
11	10,2	1,18	10,3	1,03	12,1	10,5	87,1
12	10,2	1,18	10,2	1,02	12,0	10,4	87,0

❖ Rendement du réseau :

Le Tableau IV-4 montre le rendement du réseau pour la puissance nominale (120W). Notons que les mesures des tensions d'entrée et de sortie sont effectuées juste à l'entrée et à la sortie

d'un convertisseur élémentaire pour ne pas prendre en compte les pertes liées aux connectiques. On constate que le rendement du réseau est bien la moyenne de ceux des convertisseurs élémentaires.

La Figure IV-29 représente le rendement du réseau en fonction de la puissance transférée. Ce résultat est cohérent avec les caractéristiques des convertisseurs élémentaires et montre que le réseau fonctionne normalement avec la commande synchrone.

$V_{\text{entrée}}$ (V)	$I_{\text{entrée}}$ (A)	V_{sortie} (V)	I_{sortie} (A)	$P_{\text{entrée}}$ (W)	P_{sortie} (W)	η (%)
10,1	13,7	10,2	11,8	137,9	119,8	86,9

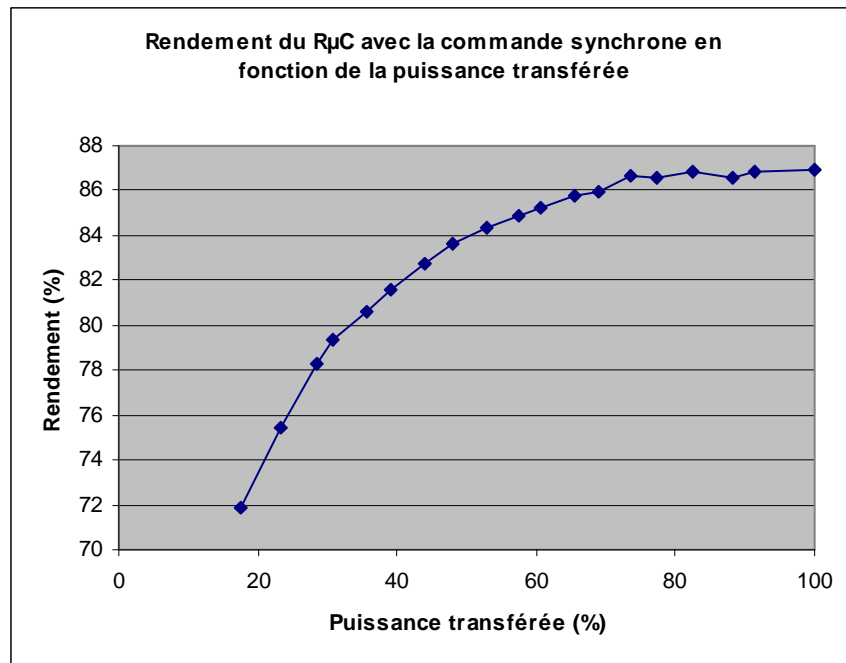


Figure IV-29 : Rendement du RμC de 12 convertisseurs avec commande synchrone en fonction de la puissance transférée

❖ *Equilibrage et ondulation du courant et de la tension sortie :*

Rappelons que le câblage du réseau décrit dans la partie IV.3.1 nous permet de pouvoir observer 4 courants de sortie des 4 étages dont chacun est la somme des courants de sortie de 3 convertisseurs élémentaires. Regarder les 4 courants de sortie des 4 étages va nous renseigner sur l'équilibrage du réseau.

La Figure IV-30 présente la mesure de ces 4 courants pour deux essais différents. La première conclusion est que les courants ne sont pas équilibrés car une disparité importante existe entre le courant issu de l'étage 1 (représenté en rouge), celui de l'étage 2 (représenté en bleu) et les autres courants. Pour comprendre ce phénomène, nous avons échangé ces deux étages et réalisé un deuxième essai.

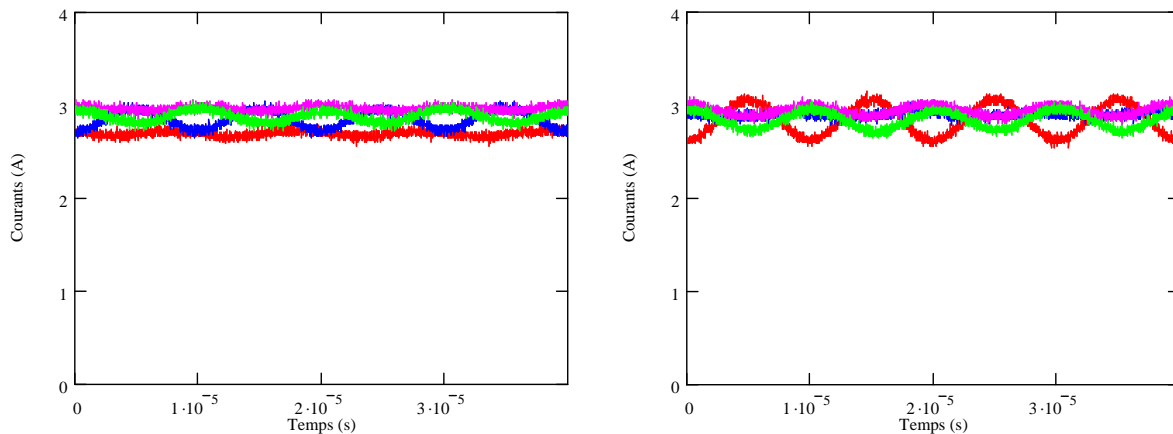


Figure IV-30 : Courants de sortie du réseau : (gauche) 1^{er} essai ; (droite) 2nd essai

Les résultats nous montrent donc que l'ondulation du courant est influencée par les caractères intrinsèques de la plaque des 3 convertisseurs élémentaires. En outre, ces deux essais montrent aussi que la valeur moyenne des courants est influencée par les connectiques de chaque étage parce qu'elle reste constante dans les deux essais (rappelons que les convertisseurs sont identiques et qu'ils sont commandés de la même manière).

Pourtant, si on observe le courant de sortie, celui-ci est parfaitement lissé (Figure IV-31 à gauche) malgré les ondulations importantes à la sortie de chaque étage. Ceci est dû à la forte capacité de lissage équivalente réalisée par la mise en parallèle des 12 capacités de sortie des convertisseurs élémentaires faisant que l'on obtient au final une tension de sortie parfaitement lissée (Figure IV-31 à droite). Pourtant, il sera nécessaire de limiter ces disparités entre les ondulations afin de limiter les pertes qu'elles vont provoquer.

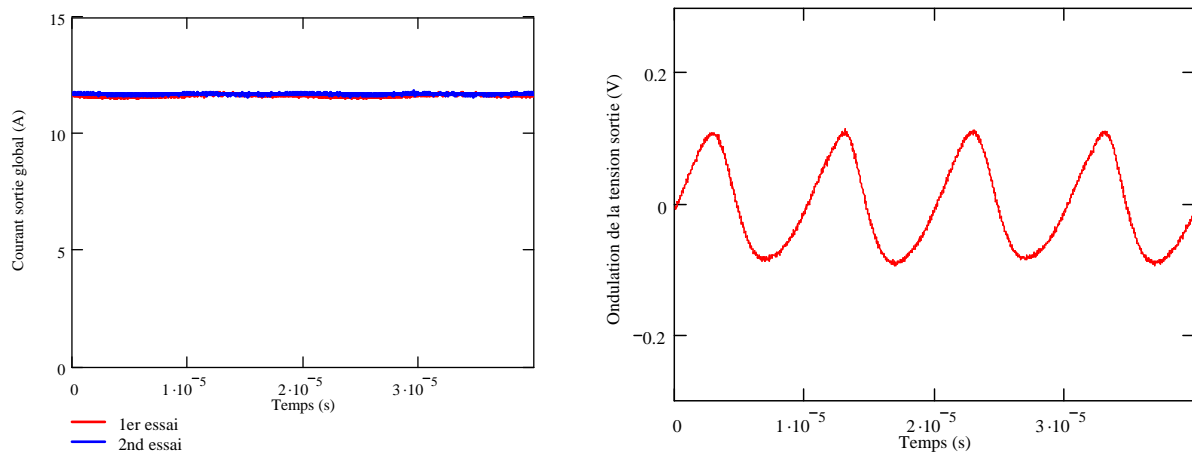


Figure IV-31 : Courant de sortie global (gauche) et ondulation de la tension sortie du réseau (droite).

IV.3.2.b) Fonctionnement avec la commande entrelacée :

❖ *Equilibrage et ondulation du courant et de la tension de sortie :*

Deux essais différents ont été réalisés dans cette partie, cette fois ci en modifiant l'ordre des commandes. Afin de repérer les convertisseurs élémentaires, nous les avons numérotés de gauche à droite sur chaque plaque et de haut en bas pour ce qui est des étages ; lors du premier essai, nous diffusons les commandes entrelacées dans le même ordre des convertisseurs et nous obtenons les 4 courants pour les 4 étages présentés sur la Figure IV-32 à gauche. Nous pouvons remarquer que les ondulations des courants d'étage sont beaucoup plus importantes que celles obtenues avec la commande synchrone ce qui va entraîner des pertes supplémentaires dans la connectique et donc diminuer le rendement du réseau. D'ailleurs, le rendement du réseau, dans ce cas là, est diminué à 86,1% (Tableau IV-5).

La Figure IV-32 nous montre l'importance de l'ordre dans lequel les convertisseurs sont commandés. En effet, lors du premier essai, l'organisation que nous avons choisi nous a conduit à avoir un fonctionnement, du point de vue des courants délivrés par les étages similaire à l'entrelacement de seulement 4 convertisseurs (représentés ici par les 4 étages). Le second essai, quant à lui, en répartissant non plus horizontalement les commandes mais verticalement réduit de façon importante les ondulations de courant comme le montre la Figure IV-32 à droite (de 3,56 A à 0,52 A pour le courant en vert). Cette diminution de l'ondulation conduit à une augmentation du rendement celui-ci passant à 86,71 %. Malgré tout, il reste encore une influence importante du câblage du réseau. Les courants de chaque

étage ne sont pas identiques mais le courant de sortie global est toujours parfaitement lissé comme prévu grâce à la forte capacité de lissage équivalente (Figure IV-33).

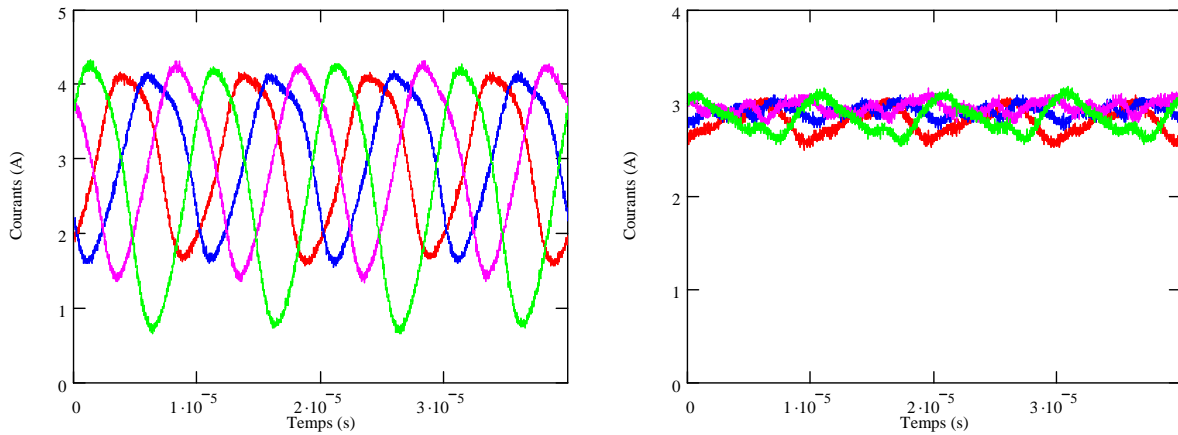


Figure IV-32 : Courants de sortie du réseau : (gauche) 1^{er} essai ; (droite) 2nd essai

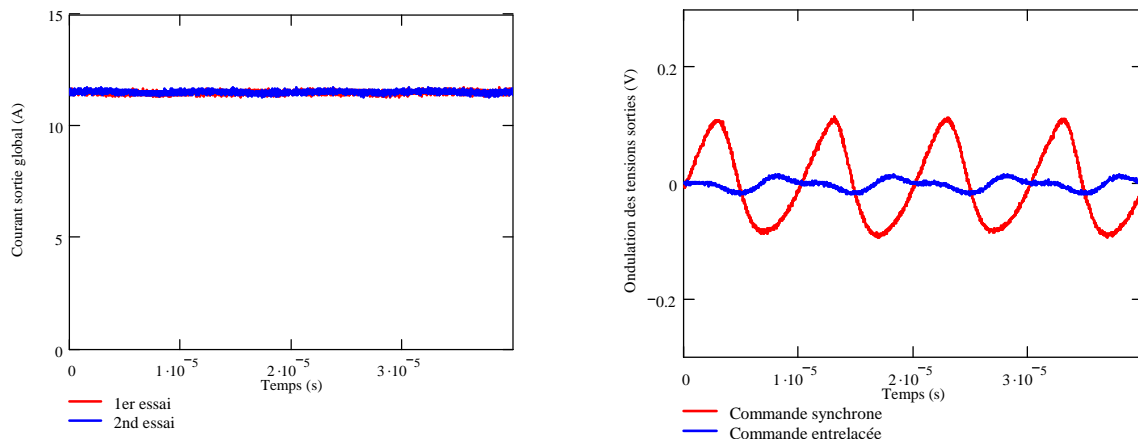


Figure IV-33 : Courant de sortie global (gauche) et ondulation de la tension de sortie du réseau comparée avec celle du fonctionnement avec commande synchrone (droite)

En revanche, concernant la tension de sortie, la commande entrelacée se montre plus performante comme le montre la Figure IV-33 de droite. Ce bon résultat est conforté par l'analyse harmonique présentée Figure IV-34 où on peut constater une forte diminution du contenu harmonique. Par ailleurs, cet avantage peut-être encore amélioré en optant pour un câblage en étoile pour lequel il n'y aura pas d'effet lié aux groupes des trois convertisseurs. Toutefois, ces essais nous ont montré toute l'importance que revêt la façon dont est organisé le réseau.

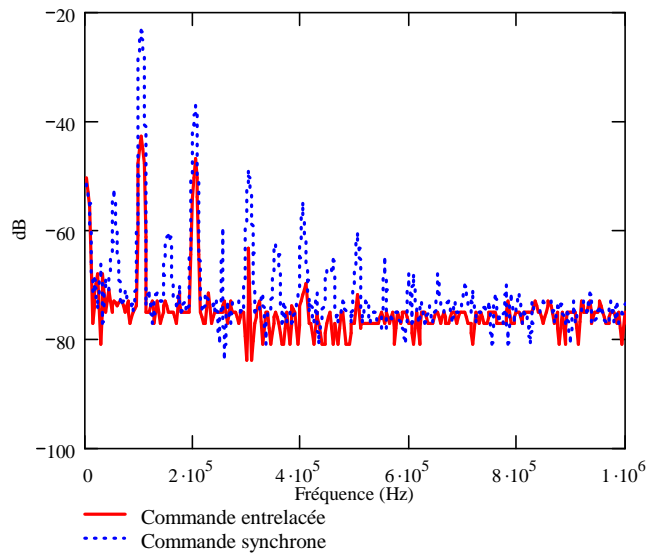


Figure IV-34 : Contenu harmoniques de la tension de sortie : avec la commande synchrone (bleu) et avec la commande entrelacée (rouge)

❖ **Rendement du réseau :**

Tableau IV-5 : Rendement réseau des 12 convertisseurs élémentaires avec la commande entrelacée							
	$V_{\text{entrée}}$ (V)	$I_{\text{entrée}}$ (A)	V_{sortie} (V)	I_{sortie} (A)	$P_{\text{entrée}}$ (W)	P_{sortie} (W)	η (%)
1er essai	10,05	13,33	10,05	11,47	133,93	115,32	86,11
2 nd essai	10,08	13,32	10,13	11,49	134,27	116,43	86,71

Avant de passer à la suite, nous montrons dans la Figure IV-35 la caractéristiques de la tension sortie V_s en fonction du rapport cyclique pour le courant sortie constant ($I_s = 9A$). En effet, les caractéristiques correspondant aux deux commandes (synchrone et entrelacée) sont linéaires. Cela nous montre donc la commandabilité du réseau avec ces deux types de commande.

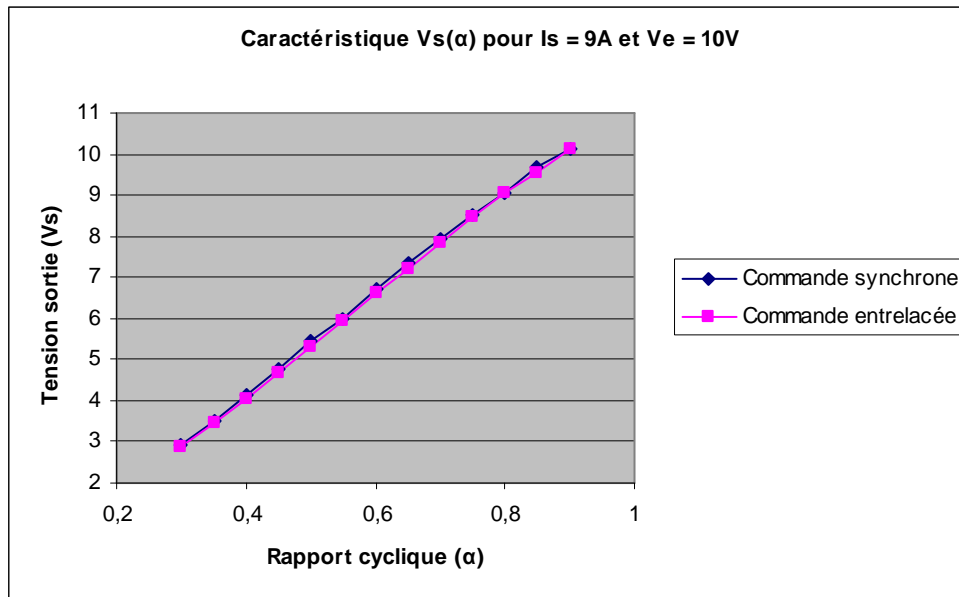


Figure IV-35 : La caractéristique $V_s(\alpha)$

IV.4.Réseau de 12 convertisseurs avec le couplage magnétique :

Nous passons maintenant à la mise en œuvre du réseau dont les transformateurs des cellules élémentaires sont couplés magnétiquement. Le but principal de cette partie est d'illustrer et de valider l'étude sur le couplage magnétique à travers la mise en parallèle des tertiaires des transformateurs comme présenté dans le chapitre III. Pour ce faire, il nous a fallu effectuer les modifications suivantes sur les convertisseurs élémentaires et aussi sur l'ensemble du réseau :

- ❖ Modifier la partie commande rapprochée du convertisseur élémentaire pour qu'il puisse fonctionner avec la commande à 3 états.
- ❖ Remplacer le transformateur de puissance à deux enroulements par un à trois enroulements dont le dimensionnement sera présenté dans la suite.
- ❖ Mettre en place le système de connexion pour la mise en parallèle des tertiaires des transformateurs de puissance.
- ❖ Retirer toutes les inductances de sorties

Ces modifications effectuées (Figure IV-36), nous allons étudier le fonctionnement réel du réseau avec couplage magnétique.

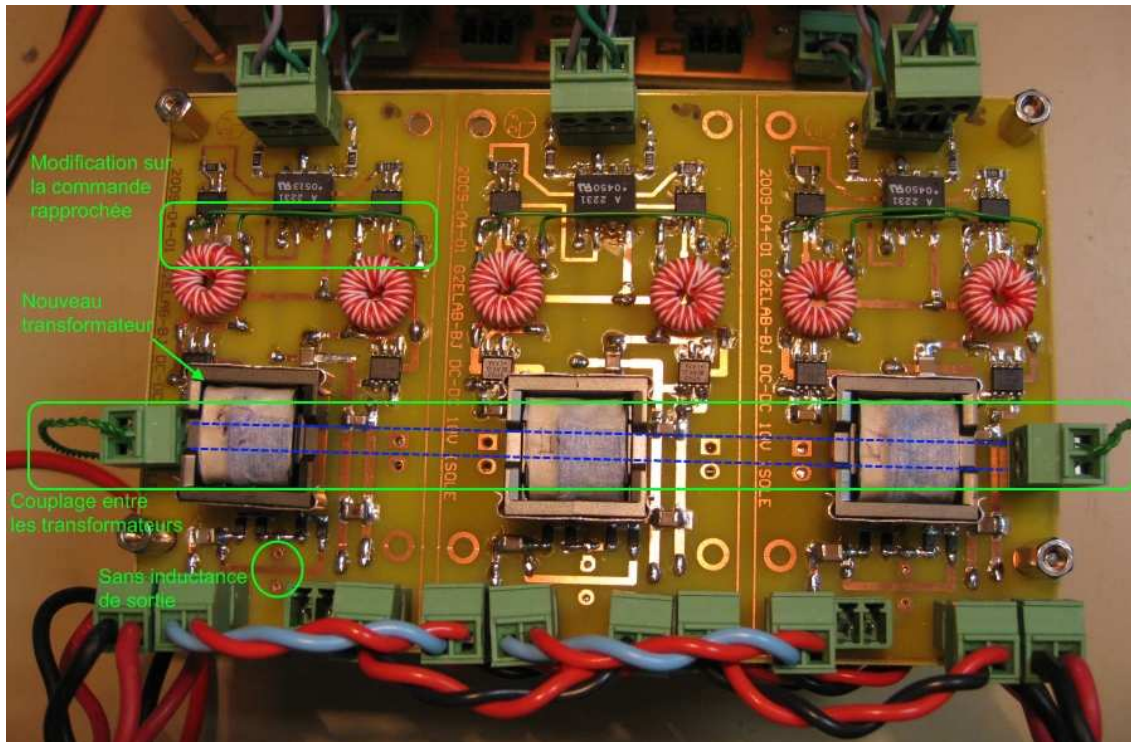


Figure IV-36 : Les modifications portées sur le réseau des convertisseurs

IV.4.1. Mise en œuvre du transformateur à trois enroulements :

Afin de valider l'intérêt que peut présenter le couplage électrique des différents transformateurs des cellules élémentaires d'un réseau nous avons mis en œuvre, dans cette partie, un réseau utilisant des transformateurs à 3 enroulements couplés entre eux. Les transformateurs utilisés ici ont été dimensionnés conformément à ce qui a été présenté dans le chapitre III. Dans cette étude, ces transformateurs ont été réalisés en utilisant les matériaux disponibles au laboratoire et n'ont pas fait l'objet d'une étude approfondie. Toutefois, leur dimensionnement a respecté un certain nombre de règles afin d'assurer un fonctionnement optimal au réseau. Ces différentes règles sont rappelées ci-après et ont servi de guide pour le dimensionnement du transformateur :

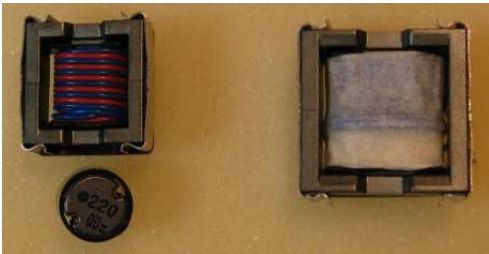
- ❖ Les rapports de transformation restent similaires à ceux obtenus dans le pré-dimensionnement présenté dans le chapitre III
- ❖ Les bobinages doivent être bien couplés afin d'assurer un bon couplage entre tous les bobinages des transformateurs réalisant le R μ C.
- ❖ L'inductance de fuite vue du secondaire l_2 doit être plus importante que celle vue du tertiaire l_3

Ci-dessous, nous donnons les principales caractéristiques des transformateurs à trois enroulements réalisés :

- ❖ Noyau : EFD20/10/7 (N97) avec $\mu_e = 1510$
- ❖ Nombre de spires au primaire : $N_p = 10$
- ❖ Nombre de spires au secondaire : $N_s = 12$
- ❖ Nombre de spires au tertiaire : $N_t = 14$
- ❖ Valeurs mesurées des inductances : $l_1 = 160 \mu\text{H}$, $l_2 = 2 \mu\text{H}$, $l_3 = 0,5 \mu\text{H}$

Il est à noter que ce dimensionnement conduit à utiliser un noyau magnétique plus gros que dans le cas non couplé. Cela est principalement du au fait qu'il est nécessaire de placer 3 enroulements sur ce transformateur. Toutefois, il est à noter que nous avons supprimé l'inductance de sortie mais, malgré tout, le bilan sur le volume Tableau IV-6 montre une légère augmentation du volume des composants passifs bobinés.

Tableau IV-6 : Bilan du volume des composants (prendre en compte les supports associés)



Ancien transformateur + Inductance sortie (mm ³)	Nouveau transformateur (mm ³)
2054,25 + 630,85 = 2685,10	4222,4

Pour assurer un bon couplage entre les enroulements, les trois bobinages ont été placés sur la jambe centrale. Puis, pour obtenir une inductance de fuite l_2 plus importante que l_3 , nous avons ajouté de l'espace entre le secondaire (bleu) et les deux autres bobinages (le primaire en rouge et le tertiaire en vert) en insérant plusieurs couches d'adhésif (orange). Cette organisation des bobinages est visible Figure IV-37.

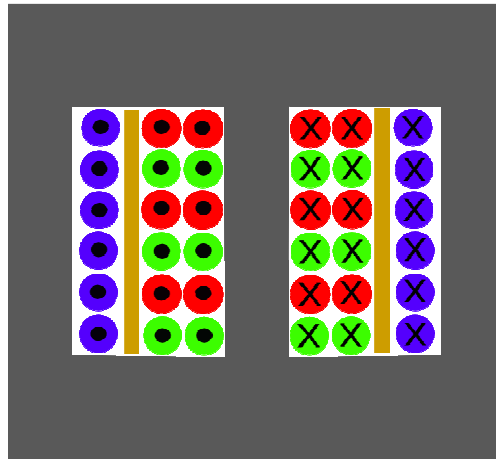


Figure IV-37 : Disposition des bobinages sur le noyau magnétique

Notons que nous avons fait le choix d'un nombre de spires des enroulements conduisant aux mêmes rapports de transformations entre primaire et secondaire et entre primaire et tertiaire. La valeur de ce rapport de transformation étant similaire à celui obtenu dans le pré-dimensionnement présenté dans le chapitre III ($\eta_{12} = 1,2$ et $\eta_{13} = 1,4$). En outre, pour des facilités de réalisation, nous avons fait le choix d'utiliser une technique de bobinage classique (fil isolé sur carcasse). Il est à noter que ce choix technologique fait qu'il est impossible de garantir la stricte identité des caractéristiques des différents transformateurs du réseau en raison des disparités sur les dispositions des spires et des bobinages que cela va induire. Une réalisation du bobinage sur circuit imprimé aurait été plus adaptée pour garantir cette répétitivité. Cette disparité des caractéristiques va donc impacter sur le fonctionnement du couplage comme nous allons voir dans la suite. Malgré tout, cette réalisation très simplifiée va nous permettre d'étudier le comportement du réseau et de montrer les intérêts du couplage.

IV.4.2. Etude expérimentale du réseau avec couplage des transformateurs :

Afin de valider les études théoriques conduites dans le chapitre III nous allons nous intéresser, dans un premier temps, aux formes d'ondes aux bornes d'un des transformateurs à 3 enroulements du réseau. Pour cela, nous allons nous placer dans des conditions de fonctionnement proches de celles de la simulation. Ainsi, les 12 transformateurs des 12 cellules élémentaires ont été couplés par leur 3^{ème} bobinage. Les commandes des 12 cellules élémentaires sont, quant à elles, parfaitement entrelacées. Un décalage de $1/12^{\text{ème}}$ de la demi période de découpage est appliqué entre chaque commande des cellules élémentaires. Ce mode de commande, différent de la commande aléatoire devant être utilisé par la suite permet

d'obtenir des signaux répétitifs plus simples à capturer et à analyser. De plus, comme dit plus haut, nous nous plaçons ainsi dans des conditions similaires à la simulation.

❖ **Fonctionnement du transformateur avec couplage magnétique :**

La Figure IV-38 présente les courants mesurés sur le bobinage tertiaire de la 1^{ère} cellule élémentaire (ie 1^{ère} cellule commandée pendant une période de découpage) ainsi que sur la 9^{ème} cellule (ie cellule commandée avec un décalage temporel de 9/12 de la ½ période de découpage). Toujours sur cette même figure, la tension aux bornes des bobinages tertiaires est aussi présentée. Il est à noter que cette tension est la même sur tous les bobinages tertiaires des transformateurs car ceux-ci sont en parallèles. Lors de ce relevé les rapports cycliques des commandes étaient fixés à 0,1.

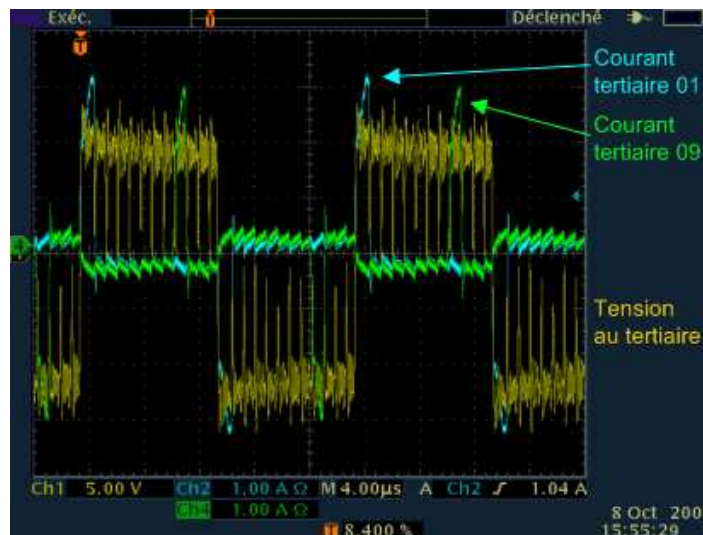


Figure IV-38 : Tension tertiaire et les deux courants tertiaires à $\alpha = 0,1$

Comme nous pouvons le constater sur la Figure IV-38, les allures des formes d'ondes mesurées sont similaires à celles présentées Figure III-38. La tension aux bornes des tertiaires présente une allure carrée d'amplitude 10V à 50kHz sur laquelle s'ajoute des creux de tension produits par les inductances de fuites lors de chaque commutation des cellules élémentaires comme expliqué dans le paragraphe III.3.2 du chapitre III. L'observation de ces formes d'onde montre aussi que, dans une cellule élémentaire, le bobinage tertiaire du transformateur se comporte tantôt comme un générateur (tension et courant de même signe compte tenu des conventions utilisées ici) ou comme un récepteur. Ainsi, chaque cellule élémentaire va fournir de l'énergie à l'ensemble du réseau durant $1/10^{\text{ème}}$ de chaque ½ période et recevra de l'énergie

du réseau pendant le reste du temps. Ces premières observations nous montrent donc l'effet de l'entrelacement sur les formes d'ondes dans les transformateurs des convertisseurs élémentaires et le transfert de l'énergie entre les différents convertisseurs à travers le couplage magnétique.

Si l'on observe maintenant les formes d'ondes en tension et en courant au primaire des transformateurs présentées Figure IV-39 nous retrouvons, là aussi, des résultats similaires à ceux présentés dans le paragraphe III.3.2. Ainsi, on retrouve la phase de roue libre consécutive à l'ouverture des Mos durant laquelle la mise en conduction des diodes induit une tension inversée au primaire. Dans ces mesures, cette phase est très brève en raison de la faible valeur de l'inductance mais peut-être observée Figure IV-39. Après cette phase de roue libre, le courant s'étant annulé, les diodes se bloquent et la tension primaire recopie la tension tertiaire. On retrouve alors une tension dont l'allure est similaire à celle présentée Figure IV-38.

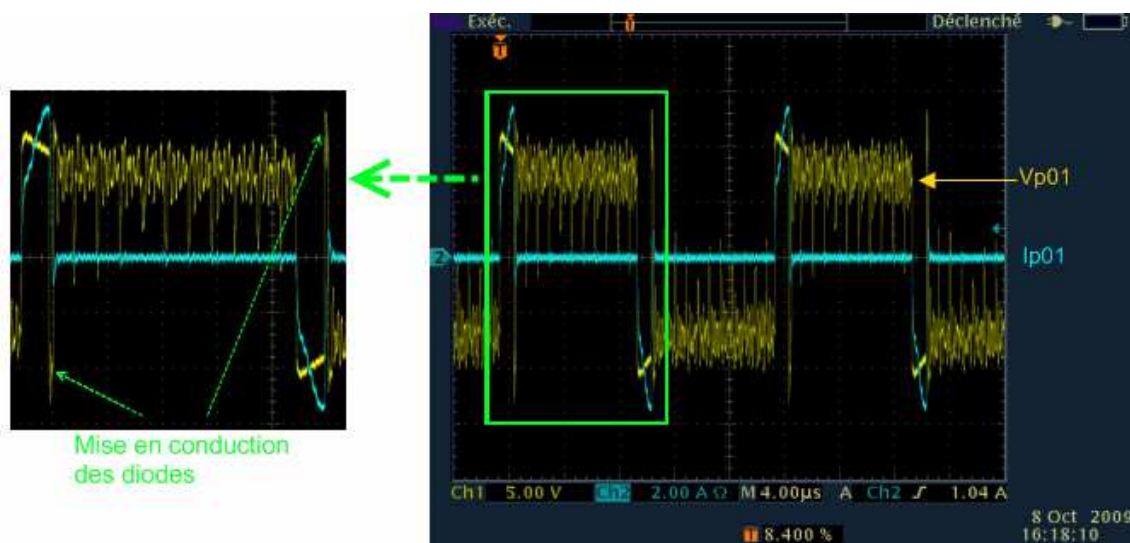


Figure IV-39 : Tension et courant primaire du convertisseur élémentaire à $\alpha = 0,1$

Au secondaire, nous retrouvons les signaux présentés Figure IV-40. Sur cette figure, nous pouvons constater deux points intéressants ; d'une part, la tension secondaire est un créneau dont l'amplitude est égale à la tension de sortie. De plus, si nous avons observé cette tension sur un autre des convertisseurs élémentaires du réseau nous aurions observé strictement le même signal en amplitude et en phase ce qui prouve l'effet de synchronisation entre les convertisseurs qu'apporte le bobinage tertiaire, toutes les diodes commutent simultanément à

50kHz quelque soit ce qui se passe en amont. Ce comportement aurait été similaire avec une commande à décalage aléatoire. D'autre part, le courant secondaire présente une allure proche de celle décrite à la Figure III-41. Toutefois, les amplitudes dents de scies du courant indiquant l'apport de chaque cellule élémentaire dans le courant fourni par la cellule étudié montre un déséquilibre. En effet, l'amplitude de la première dent de scie, synchrone avec la mise en conduction de l'onduleur de la cellule étudiée, montre que cette cellule contribue plus que les autres à l'énergie qu'elle fournit. Ceci est dû à un mauvais réglage des inductances de fuite de nos transformateurs. En effet, le primaire du transformateur de cette cellule est plus couplé avec son secondaire que tous les autres primaires des autres transformateurs car nous n'avons pas pu respecter les conditions énoncées au III.3.2. Il en va de même de tous les transformateurs qui ont été construits de la même manière avec, de plus quelques disparités liées à la technologie de réalisation utilisée. Ces disparités impliquent, elles aussi des variations de l'amplitude des dents de scie comme on peut le constater Figure IV-40. Toutes ces imperfections auront, comme nous allons le voir par la suite, une influence non négligeable sur l'ondulation de la tension de sortie. Pour améliorer ce comportement il aurait été nécessaire de reprendre plus finement ce dimensionnement et de réaliser ces transformateurs en utilisant, par exemple la technologie planar. Malheureusement nous n'en avons pas eu le temps dans le cadre de ce travail.

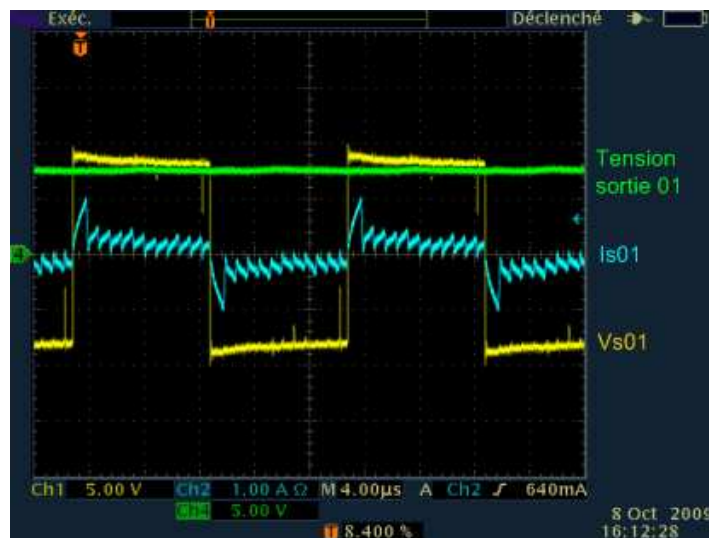


Figure IV-40 : Tension et courant secondaire à $\alpha = 0,1$

❖ *Equilibrage des courants et ondulation de la tension de sortie :*

Si on observe maintenant Figure IV-41 les courants au niveau des étages du réseau (chaque étage étant constitué de 3 cellules élémentaires) on peut constater des disparités importantes tant en amplitude d'ondulation qu'en valeur moyenne. Ces différences proviennent vraisemblablement des disparités entre les transformateurs des cellules élémentaires mais aussi de la connectique qui, nous l'avons vu plus haut, influe de façon importante sur les ondulations de sortie. Ceci conduit à une ondulation résiduelle de la tension visible Figure IV-42 relativement importante. En effet, le résultat obtenu ici se place à mi-chemin entre une commande synchrone et une commande entrelacée. Toutefois, il est à noter que ici il nous n'utilisons pas d'inductance de sortie. Enfin, comme dit plus haut, ce résultat pourrait être grandement amélioré en appairant mieux les transformateurs.

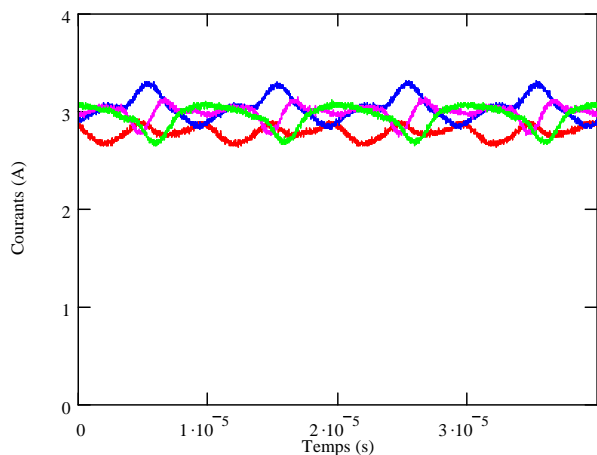


Figure IV-41 : Courants de sortie des étages (3 convertisseurs par étage).

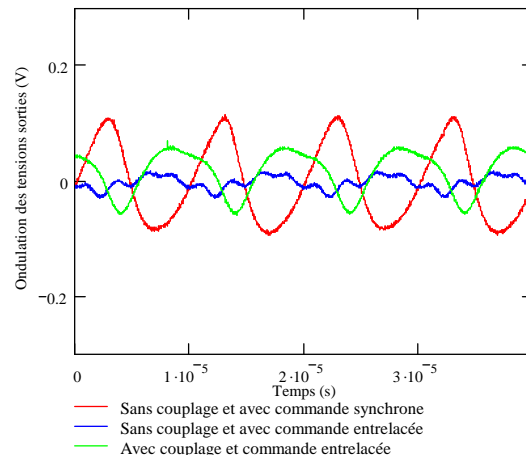


Figure IV-42 : Ondulation de la tension sortie du réseau dans trois fonctionnements

❖ Rendement du réseau :

Différentes caractéristiques statiques ont ensuite été étudiées afin d'obtenir le comportement du convertisseur réalisé à l'aide du réseau de cellules élémentaires. La première correspond au rendement de conversion. Celui-ci a été déterminé pour un point proche du point de fonctionnement nominal. Ce point, dont les résultats sont présentés Tableau IV-7 montre que le mode de commande proposé dégrade légèrement le rendement du convertisseur. En effet dans ce cas le rendement est de 81,8% pour un rendement de 87% avec une commande entrelacée classique. Cette dégradation est en partie due à la faible valeur du rapport cyclique 0,35 nécessaire pour ce point de fonctionnement faisant que les cellules élémentaires fonctionnent avec la présence de pics de courant importants lors de la mise en conduction

des Mos de l'onduleur. Là aussi, il aurait été nécessaire de retravailler le dimensionnement des transformateurs pour améliorer ce point.

Tableau IV-7: Rendement du réseau avec le couplage magnétique						
V _{entrée} (V)	I _{entrée} (A)	V _{sortie} (V)	I _{sortie} (A)	P _{entrée} (W)	P _{sortie} (W)	η (%)
10,05	14,33	10,10	11,66	144,05	117,77	81,76

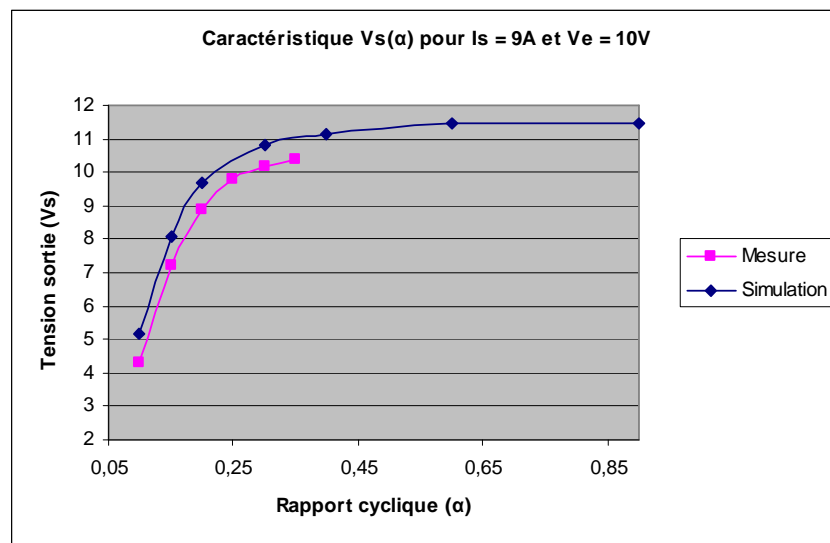


Figure IV-43 : Caractéristique $V_s(\alpha)$ simulée et mesurée dans les mêmes conditions.

Afin d'étudier la commandabilité d'un convertisseur réalisé par la mise en réseau d'un ensemble de cellules élémentaires couplées, nous avons relevé pour un courant de sortie constant ($I_s = 9A$) la caractéristique $V_s(\alpha)$ de ce convertisseur. Cette caractéristique est présentée Figure IV-43. Sur cette courbe, nous pouvons constater que le comportement est fortement non-linéaire avec une plage de variation du rapport cyclique faible entre 0,1 et 0,35 pour une variation de V_s entre 4 et 10,5V. Ceci permet d'expliquer le faible rapport cyclique obtenu pour le point de fonctionnement. Malgré tout ce comportement, que nous n'avions pas prévu par la simulation, mérite d'être expliqué et une des sources probable est, encore une fois, le dimensionnement du transformateur. Enfin de valider cette hypothèse, le transformateur à trois enroulements de la cellule élémentaire a été caractérisé et modélisé. Des simulations utilisant ces caractéristiques ont ensuite été conduites. Les résultats de cette simulation sont présentés Figure IV-43. On peut constater que les caractéristiques $V_s(\alpha)$ ont

des allures générales similaires, les écarts entre ces deux caractéristiques pouvant être justifiés par la non prise en compte des pertes dans la simulation. Ce résultat valide le travail de modélisation effectué au chapitre III et montre l'importance du dimensionnement du transformateur. Afin de valider cette deuxième proposition, nous avons effectué une nouvelle simulation en imposant au transformateur les paramètres déterminés au chapitre III. Pour mémoire, ces paramètres sont rappelés ci-après :

$$\begin{pmatrix} l_3 \\ l_2 \\ l_1 \\ \eta_{23} \\ \eta_{13} \\ \eta_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2.7 \\ 8.8 \\ 400 \\ 0.7 \\ 1.4 \\ 1.2 \end{pmatrix} \quad \text{Avec } l_1, l_2, l_3 \text{ en } \mu\text{H}$$

Le résultat de cette nouvelle simulation est présenté Figure IV-44. Sur cette figure on peut constater que la commandabilité de la structure est récupérée. En effet, la plage de variation du rapport cyclique conduisant à une variation de la tension de sortie de 4 à 10V est maintenant de 0,2 à 0,9 présentant ainsi un comportement convenable pour une boucle de régulation. De plus, cette caractéristique devrait permettre d'améliorer le rendement du réseau car des valeurs de rapport cyclique plus élevées pourront être utilisées. Ceci permettra, de fait, de diminuer les pics de courant observés en entrée des convertisseurs limitant ainsi les pertes.

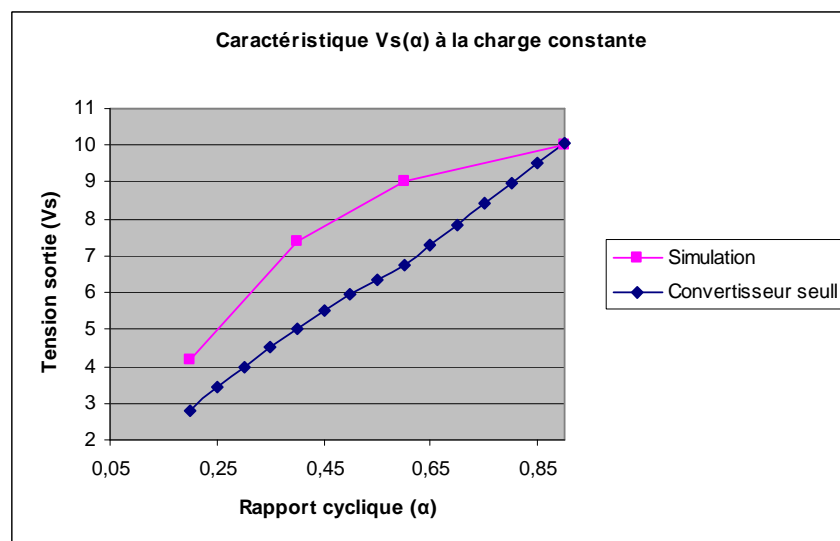


Figure IV-44 : Caractéristique $V_s(\alpha)$ simulée en utilisant les paramètres déterminés lors de la modélisation.

Rappelons que ces paramètres n'ont pas pu être mis en œuvre dans la réalisation des transformateurs car nous ne pensions pas nos résultats si sensibles aux caractéristiques des transformateurs des cellules élémentaires et que faute de temps nous n'avons pas pu modifier les transformateurs existants.

IV.5.Conclusion du chapitre IV :

Ce chapitre a été l'occasion de mettre en œuvre un réseau de 12 cellules élémentaires d'une puissance de 10W connectées en parallèle en entrée et en sortie afin de réaliser un convertisseur DC/DC 10V-10V 120W. Pour cela plusieurs étapes ont été nécessaires. La première a porté sur la réalisation de la cellule élémentaire. Ainsi un cahier des charges a été choisi pour celle-ci. Le choix de la structure a été guidé par les exigences de l'application qui imposent une isolation galvanique. Le choix des calibres en courant et en tension est le résultat d'un compromis entre efficacité (rendement élevé de la cellule élémentaire) et démonstrativité (facilité de mise en œuvre d'un grand nombre de cellules élémentaires) qui nous a conduit vers 10V, 10W. Différents modes de commande pour les cellules élémentaires ont ensuite été testées. Ainsi, nous avons pu mettre en œuvre la commande aléatoire proposée au chapitre III et montrer son intérêt en terme de filtrage des ondulations de la tension de sortie. Les choix technologiques ont ensuite été fait concernant la partie puissance de la cellule élémentaire mais aussi sa partie commande. Ainsi, nous avons présenté une structure innovante comprenant une partie de commande rapprochée et une partie de puissance permettant un rendement élevé ($\eta = 90\%$). Pour cela, l'onduleur en pont complet du convertisseur est réalisé par 2 bras comprenant chacun un P-Mos et un N-Mos ayant les grilles et les sources communes permettant ainsi d'éviter les court-circuits de bras. D'autre part, le choix de développer les commandes des cellules élémentaires autour d'une carte Altera DE1, rendu possible par les compétences en programmation de M. Robin ROLLAND, nous a permis de réaliser un ensemble fiable et facilement reprogrammable permettant ainsi d'explorer un grand nombre de stratégies. Notons, toutefois, que même si cette approche "mono carte" va à l'encontre de notre démarche le FPGA de la carte Altera a été programmé afin de réaliser autant de commandes indépendantes que nécessaire pour le réseau permettant de transposer simplement cette approche à autant de circuits programmables séparés. A ce niveau, il est important de signaler que les choix de réalisation qui ont été présentés dans ce manuscrit résultent d'un grand nombre d'itérations qui ont nécessité une longue phase expérimentale.

Dans un deuxième temps, la mise en réseau de 12 cellules élémentaires sans couplage magnétique nous a donné un aperçu global sur le fonctionnement d'une association PIPO. Le fonctionnement du réseau en utilisant une commande synchrone de toutes les cellules nous a montré les déséquilibres éventuels pouvant apparaître dans le réseau même si les convertisseurs élémentaires sont, a priori, identiques. Les causes sont nombreuses mais la principale provient du câblage. La mise en œuvre d'une commande entrelacée a fait ressortir l'intérêt de ce type de commande sur le filtrage des ondulations que ce soit en entrée ou en sortie et a aussi montré les limites des choix de technique de connexion que nous avons fait. Ainsi, si on y prend garde, des connexions présentant des impédances différentes vues des cellules élémentaires peuvent conduire à des performances de filtrage fortement diminuées. Enfin, le fonctionnement du réseau en présence de couplages magnétiques entre les cellules a pu être testé. Nous avons proposé une réalisation pour le nouveau transformateur de puissance et mis en œuvre les couplages dans un réseau de 12 cellules élémentaires. Les premiers résultats que nous avons obtenus sont encourageants et valident l'étude théorique conduite dans le chapitre III. Ainsi, on a pu vérifier que des échanges d'énergie ont lieu durant la période de découpage entre les différentes cellules élémentaires. Ainsi chaque cellule devient tour à tour récepteur ou générateur d'énergie. Le réseau se comporte alors comme une source de puissance infinie. Cette approche originale montre qu'il est ainsi inutile de mettre en œuvre un stockage d'énergie localisé dans chaque cellule dès lors que l'on peut mutualiser l'énergie. Toutefois, en raison d'un dimensionnement du transformateur trop éloigné des caractéristiques imposées par l'étude théorique à conduit à un comportement fortement non linéaire de la caractéristique $V_s(\alpha)$ du réseau rendant l'utilisation de ce convertisseur difficile dans une boucle de régulation et limitant fortement ces performances. Malgré tout, d'une part, ce comportement a pu être retranscrit en simulation validant ainsi les modèles établis au chapitre III et, d'autre part, des paramètres réalistes pour le transformateur existent et peuvent être utilisés pour obtenir un comportement plus linéaire du réseau. Ce chapitre aura donc permis, outre de réaliser un premier démonstrateur de l'approche de R μ C de valider les études théoriques conduites au chapitre III et de montrer un des avantages de la mise en réseau qu'est la mutualisation de l'énergie.

Référence du chapitre IV :

[Gan07] : I. Ganey, Gipsi Team, « Conception d'une structure de commande aléatoire pour réseau de convertisseurs » ; Projet de fin d'études 2007

[Sou07] : G. Souchet, « Réseau de mini-convertisseurs », MEMOIRE présenté en vue d'obtenir le diplôme d'INGENIEUR C.N.A.M, G2ELab, UJF 2007

Annexe du chapitre IV :

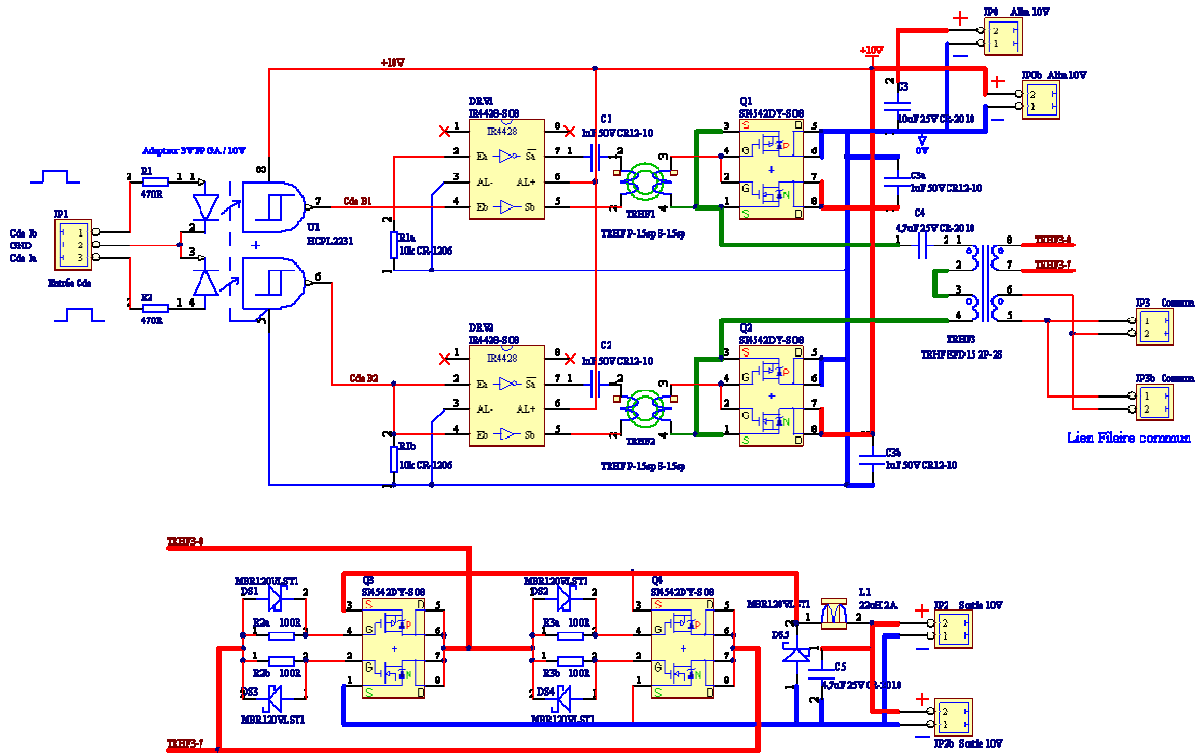


Figure IV-45 : Schéma électrique du convertisseur élémentaire avec le redresseur synchrone

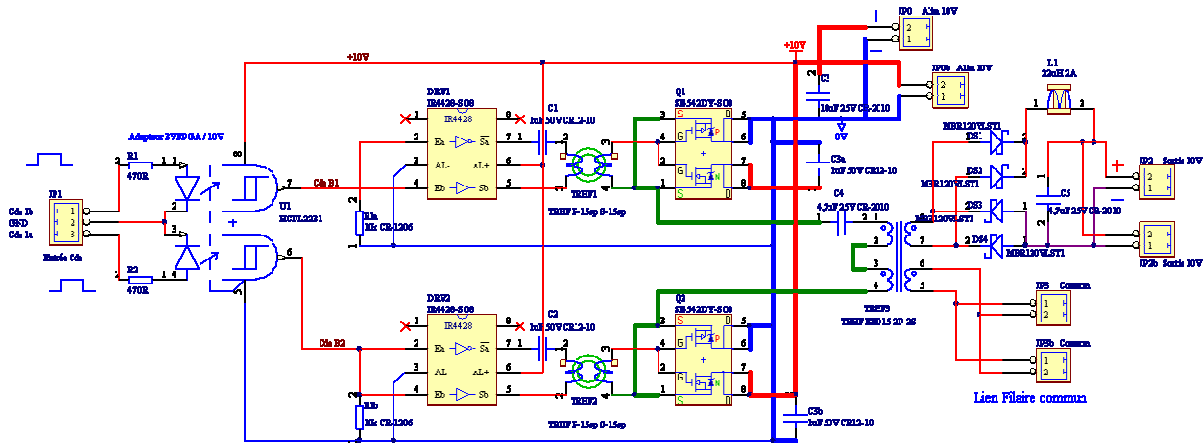


Figure IV-46 : Schéma électrique du convertisseur élémentaire avec le redresseur synchrone

Conclusion générale

Ce manuscrit comporte quatre chapitres qui reflètent donc quatre jalons importants de notre étude sur lesquels nous concluons maintenant. Le chapitre I introduit de manière expérimentale l'idée d'une discrétisation des composants et fonctions des convertisseurs d'électronique de puissance. En effet, pour une application de conversion 10V – 100V (100W), le transformateur à fort rapport de transformation subit successivement plusieurs discrétisations. Dans un premier temps, seuls les bobinages du transformateur ont été discrétisés en 11 bobinages distincts, connectés ensuite en série et en parallèle pour réaliser des rapports de transformations importants (SSWT). Dans un second temps, nous avons poursuivi cette discrétisation pour les transformateurs complets et 11 transformateurs connectés en série et parallèle ont remplacé le transformateur SSWT unique. Ce type d'expérimentation permet alors de quantifier l'impact d'une discrétisation des composants passifs, notamment en terme d'inductances de fuites et de pertes. En effet, des visualisations thermiques montrent un fort épanouissement des densités de pertes et donc des températures de fonctionnement au fur et à mesure de cette discrétisation. Pour profiter de cet épanouissement et pour éprouver notre démarche, les composants actifs ont ensuite été discrétisés de la même manière pour conduire au final à discrétiser complètement la fonction de conversion. Cette étude expérimentale mène alors à définir la notion de réseau de convertisseur comme une discrétisation de la fonction de conversion. Ce chapitre permet alors d'appréhender l'effort de conception et démontre l'importance actuelle de l'expertise de l'électronicien de puissance dans cette tâche.

C'est dans ce contexte que se situent les développements présentés dans les chapitres suivants. Dans le chapitre II, une analyse de l'effort de conception est conduite et mène à définir les enjeux et objectifs propres à notre démarche. Ceux-ci sont décrits en terme de structuration de la conception, et prônent la substitution à l'effort de conception systématique, lié à l'application, d'une phase de conception unique focalisée sur un micro-convertisseur pouvant, par une mise en réseau, satisfaire tous types de cahier des charges.

Dans ce chapitre, les différentes problématiques liées au convertisseur unitaire, à la mise en réseau et au contrôle de l'ensemble ont été décrites. La conception du convertisseur unitaire doit notamment faire l'objet d'attention particulière en terme de caractéristiques fonctionnelles, d'intégration et d'efficacité. Le rendement de l'ensemble étant lié aux performances de celles-ci. Dans cette thèse, seule les contraintes liées à l'intégration,

notamment pour le choix de la structure de conversion ont été prises en compte et les aspects technologiques traités par ailleurs dans la thèse d'Olivier Deleage ont été écartés au profit d'une solution en composants discrets. Ce type de mise en œuvre présente l'avantage d'être souple et reste démonstrative d'un point de vue efficacité.

Viennent ensuite les problématiques liées à la mise en réseau et aux bénéfices de fonctionnement inhérents à un grand nombre de convertisseurs. Nous chercherons donc à tirer profit de l'entrelacement avec la difficulté d'un nombre de convertisseurs importants et non connus a priori. Les points bloquants se situent alors au niveau des lois de commande à mettre en œuvre et du bénéfice sur le filtrage que ces dernières peuvent apporter. Le choix d'une commande permettant un entrelacement aléatoire des différents convertisseurs élémentaires est proposée et étudiée. D'un point de vue du filtrage, ce type de solution impose la présence d'un filtre de sortie par convertisseur. Le stockage d'énergie lié à ce filtrage augmente alors en fonction du nombre de convertisseurs et s'éloigne du volume optimal que permettrait d'atteindre l'entrelacement. Une solution à base de couplage magnétique entre les transformateurs des cellules élémentaires a été développée et permet de contrecarrer en partie cette évolution.

Le chapitre III revient sur cette idée. Plusieurs modes de couplage magnétique ont été évalués. La solution retenue présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre puisque celle-ci se limite à des connexions électriques entre transformateurs et ne remet pas en cause une fabrication collective des convertisseurs élémentaires. Cette solution a été étudiée théoriquement par le biais de représentations équivalentes du coupleur intercellulaire constitué par tous les transformateurs de toutes les cellules élémentaires. L'effet du grand nombre d'enroulement sur les couplages magnétiques entre enroulements a été quantifié et a permis d'aboutir à la mise en parallèle de bobinages tertiaires rajoutés à chaque transformateur élémentaire.

Le chapitre IV met en œuvre un réseau de 12 cellules élémentaires et permet de valider les points précédemment évoqués. D'un point de vue du rendement, les cellules élémentaires ont été testées individuellement et l'influence de la mise en réseau a été constatée. Les rendements restent acceptables malgré des tensions de fonctionnement faible de 10V. Ce point est conforté également par les travaux de Olivier Deleage sur une cellule intégrée travaillant à 3V. L'influence des différents types de commande a pu être évaluée sur le rendement de l'ensemble et sur le filtrage de la tension de sortie. Une solution mettant en œuvre le coupleur intercellulaire valide les développements théoriques du chapitre III. Les

ondulations de la tension de sortie sont alors faibles et démontre l'intérêt de ce type de solution qui dispense de l'utilisation de l'inductance en sortie des redresseurs de chaque cellule élémentaire. Malgré cette diminution drastique des éléments de stockage inductif, le contrôle et la dynamique de telles structures restent une interrogation. En effet, le contrôle de la tension de sortie du démonstrateur réalisé peut s'avérer problématique dans certaines applications nécessitant une variation importante de la tension de sortie toutefois des simulation ont montré que ce point pouvait être fortement amélioré en revoyant le dimensionnement du transformateur.

Un des points qui restent à aborder concerne la fiabilité de tels dispositifs. En effet, la multiplication des composants et des connectiques peut paraître contraignante. Malgré tout, on peut constater qu'en microélectronique, le nombre croissant de connexions et de composants dans un microprocesseur n'influe en rien sur sa fiabilité grâce à des technologies d'intégration adaptées. Dans notre approche, cette problématique de fiabilité devra être une contrainte donnée à l'intégration des cellules élémentaires. De plus, cette fiabilité peut également être gérée par l'utilisation de la redondance au sein du réseau de convertisseurs. Se posera alors le problème de l'ilotement des éléments défectueux et ce quelques soient les types de connexion série ou parallèle mis en œuvre rendant nécessaire la conception de composants fusibles et anti-fusible (mise en court-circuits). Dans cette même idée, il sera intéressant d'aborder la conception d'un réseau de micro-convertisseurs reconfigurable à l'image des circuits programmables logiques (CPLD). Des composants fusibles et anti-fusibles réutilisables devront alors être conçus.