



HAL
open science

Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique

Kevin Guépratte

► **To cite this version:**

Kevin Guépratte. Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique. Energie électrique. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT: . tel-00647128v1

HAL Id: tel-00647128

<https://theses.hal.science/tel-00647128v1>

Submitted on 1 Dec 2011 (v1), last revised 19 Mar 2012 (v2)

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **EEATS / GENIE ELECTRIQUE**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

« **Kevin GUEPRATTE** »

Thèse dirigée par « **Jean-Paul FERRIEUX** » et
codirigée par « **Pierre-Olivier JEANNIN et David FREY** »

Préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab)** et **Thales Systèmes Aéroportés**, dans
l'École Doctorale EEATS "Électronique, Electrotechnique,
Automatique, Télécommunication, Signal".

Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique

Thèse soutenue publiquement le « **14 Mars 2011** », devant le jury
composé de :

M. Alain BERTHON

Professeur au laboratoire L2ES,

Belfort, Président

M. Guillaume GATEAU

Professeur au laboratoire Laplace,

Toulouse, Rapporteur

M. Alfred RUFER

Professeur au laboratoire EPFL,

Lausanne, Rapporteur

M. Jean-Paul FERRIEUX

Professeur au laboratoire G2Elab,

Grenoble, Membre

M. David FREY

Maître de Conférences au laboratoire G2Elab,

Grenoble, Membre

M. Pierre-Olivier JEANNIN

Maître de Conférences au laboratoire G2Elab,

Grenoble, Membre

M. Hervé Stephan

Expert technique à Thales Systèmes Aéroportés,

Brest, Invité



Résumé :

En aéronautique, les contraintes sont telles que la masse des filtres peut représenter jusqu'à 50% de la masse totale du convertisseur. Ces dernières années, les convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés ont conduit à améliorer les performances des convertisseurs (densité de puissance, efficacité, dynamique,...). De nombreuses topologies de filtrages entrelacés existent, l'objectif principal de cette étude est de trouver parmi ces topologies celles qui sont les mieux adaptées à la réalisation d'un onduleur de tension 110V_{eff} / 400Hz triphasé 25kVA. Il est démontré que le choix du type de matériau magnétique a un impact déterminant sur le poids, le volume et les pertes du convertisseur. Qui dit parallélisation, dit multiplication du nombre de semi-conducteurs. Ces nouvelles structures doivent garantir à la fois un rendement élevé, une masse faible et une continuité de fonctionnement, même en cas de panne d'un semiconducteur de puissance ou de sa commande. Mais coupler les phases entre elles, impose un lien indissociable qui peut être nuisible au fonctionnement de la structure en cas de dysfonctionnement. Des solutions existent et sont abordées dans l'étude. Enfin, la réalisation pratique d'un prototype semi-industriel de convertisseur triphasé utilisant des transformateurs interphases est présentée. Il s'agit d'un onduleur réseau avionique triphasé avec reconstruction de neutre pour fonctionner en déséquilibré. Les résultats expérimentaux démontrent l'avantage d'un convertisseur entrelacé comparé à une solution classique.

Mots-clés :

- Convertisseur multicellulaire parallèle entrelacé
- Convertisseur multicellulaire série
- Coupleur magnétique
- Transformateur Inter-phases
- Coupleur monolithique
- Onduleur / PFC
- FPGA / DSP

Abstract:

In aeronautics field, the constraints are such as the mass of the filters can represent up to 50% of the total mass of the converter. During the last years, magnetic coupled interleaved converters enhances performances (power density, efficiency, transient response). It exists several possibilities for use interleaved coupled topologies that use inter-phase transformer exist, the main objective of this study is to find among these topologies the best adapted configuration in the context of a three-phase voltage inverter 110V_{eff}/400Hz 25kVA. The choice of the magnetic material type has a great impact on determining the weight, the volume and the losses of the converter. Parallelization leads to increase the semiconductor number. These new structures must guarantee at the same time a raised efficiency, a low mass and a great reliability, even in the event of case of breakdown of a power semiconductor or his driver circuit. But coupleing the phases between themselves, imposes a dangerous strong link on the structure operation in event of default. Solutions exist and are presented in the study. Lastly, the implementation of a semi-industrial of three-phase converter using inter-phases transformers is performed. This inverter has been desinging to be use on a three-phase avionics inverter network with rebuilding of neutral in case of unbalancing. Experimental results show the advantage of an interleaved converter compared with a conventional solution.

Key words:

- Parallel multicell interleaved converter
- Magnetic coupler
- Inter-phases transformer
- Monolithic coupler
- Inverter/PFC
- FPGA/DSP

Remerciements :

Tout d'abord, je remercie Monsieur James Roudet, directeur du G2ELab pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je souhaite également remercier les personnes que j'ai côtoyées au laboratoire, notamment celles avec qui j'ai eu ou j'ai encore l'occasion de travailler (thèse et enseignement) et d'autres avec qui j'ai simplement discuté. Elles se reconnaîtront. Je ne citerai pas de noms au risque d'en omettre car ils sont très nombreux.

Je remercie aussi Pierre-Olivier Jeannin et David Frey du G2ELab qui me suivent depuis mes premières années universitaires, qui m'ont fait confiance et m'ont permis de participer à plusieurs projets. Sans eux, je n'aurais sûrement pas passé ce séjour au G2ELab et n'aurais jamais travaillé pour Thales. Leurs tâches ne furent pas toujours des plus faciles de part le contexte industriel du projet.

Je remercie particulièrement Hervé Stéphan de m'avoir donné l'opportunité de travailler à Thales au court de la thèse, mais surtout de m'avoir fait suffisamment confiance pour continuer l'aventure à Brest. Il est toujours à l'écoute des innovations et nouveautés et me permet d'y participer. Je fais aussi un clin d'œil aux personnes de Thales, techniciens et ingénieurs que j'ai rencontrés durant ces trois années et à ceux que je fréquente quotidiennement aujourd'hui.

Je remercie naturellement Jean-Paul Ferrieux et l'équipe électronique de puissance pour m'avoir fait confiance au sein du laboratoire G2ELab.

Je remercie les rapporteurs Alfred Rufer et Guillaume Gateau qui ont eu la lourde tâche de rapporter ma thèse, et pour le temps conséquent qu'ils ont consacré à la correction de ce manuscrit. Enfin, merci à Alain Berthon d'être venu de Belfort pour présider le jury sur cette thèse.

Sommaire :

Table des figures	9
Acronymes	17
Introduction	18
Contexte	21
I. Synthèse des réseaux aéronautiques	21
a) Avion de plus en plus électrique	21
b) Besoin en électronique de puissance	22
Chapitre 1. Structures de conversions d'énergies	25
1.1. Introduction	25
1.2. Structure de conversion type Buck	26
1.3. Convertisseur multicellulaire.....	27
1.3.1. Convertisseur multicellulaire série N niveaux	28
1.3.2. Convertisseurs multicellulaires parallèles	32
1.4. Similarité entre convertisseurs Buck et Boost multi-phases	37
1.5. Structure de conversion triphasée	40
1.6. Conclusion.....	42
Chapitre 2. Structures de conversions parallèles	43
2.1. Introduction	44
2.2. Couplage magnétique (filtre de sortie).....	47
2.2.1. Méthode d'analyse temporelle	47
2.2.2. Méthode d'analyse fréquentielle	49
2.2.3. Alimentation permutée [Costan 2008]	57
2.3. Couplage par transformateur	61
2.3.1. Montage matrice complète.....	63
2.3.2. Montage cascade cyclique (Chaîne fermée)	64
2.3.3. Conclusion partielle et analyse des montages précédents	65
2.3.4. Détermination des courants et flux de phases.....	66
2.3.5. Pertes fer dans les transformateurs de couplage	69
2.4. Couplage monolithique	77

2.4.1.	Généralités	78
2.4.2.	Topologies connues	80
2.4.3.	Topologies à noyaux standard.....	84
2.5.	Topologies monolithiques circulaires planars	85
2.5.1.	Choix de la forme de la structure	86
2.5.2.	Dimensionnement de la structure.....	88
2.5.3.	Dimensionnement et prise en compte des pertes cuivre.....	90
2.5.4.	Optimum de cellules.....	91
2.5.5.	Réalisation du coupleur	93
2.5.6.	Analyse temporelle et fréquentielle du coupleur planar	95
2.5.7.	Caractéristiques et masse du coupleur monolithique planar.....	97
2.6.	Analyse des pertes dans les convertisseurs multicellulaires parallèles	98
2.7.	Conclusion	101
<u>Chapitre 3.</u>	<u>Sûreté de fonctionnement et tolérance au pannes</u>	<u>103</u>
3.1.	Introduction à la fiabilité et la disponibilité	104
3.2.	Défauts et défaillances internes à l'onduleur.....	105
3.2.1.	Défaillances de type haute impédance	106
3.2.2.	Défaillances de type basse impédance	108
3.3.	Isolement électrique des défauts	109
3.3.1.	Interrupteur d'isolement inséré sur la phase	111
3.3.2.	Interrupteur d'isolement inséré sur les connexions au bus continu	112
3.3.3.	Procédure d'isolement sur défauts	113
3.3.4.	Fonctionnement de l'onduleur en cas de défaut.....	114
3.4.	Dysfonctionnement sur transformateur de couplage	115
3.4.1.	Identification des dysfonctionnements	115
3.4.2.	Cas du montage par transformateurs	116
3.4.2.1.	Hypothèse de défaut en court-circuit :	117
3.4.2.2.	Hypothèse de défaut en circuit ouvert :	118
3.4.3.	Cas des coupleurs monolithiques	120
3.4.4.	Méthode de résolution du dysfonctionnement	121
3.4.5.	Analyse de la méthode sur les différentes structures de filtrage.....	124
3.4.5.1.	Cas du montage à filtrage par transformateur.....	124
3.4.5.2.	Cas des montages monolithiques	125
3.4.6.	Inconvénient de la méthode	127
3.4.7.	Autres solutions.....	130

3.5.	Comparaison des deux méthodes.....	133
3.6.	Conclusion.....	135
<u>Chapitre 4.</u>	<u>Expérimentation et prototype.....</u>	<u>136</u>
4.1.	Introduction	136
4.2.	Réalisation de l'onduleur.....	137
4.3.	Dimensionnement de l'onduleur de tension.....	139
4.3.1.	Dimensionnement thermique et choix des semi-conducteurs.....	139
4.3.2.	Calibre en tension et en courant.....	139
4.3.3.	Choix des IGBT et des diodes.....	140
4.4.	Architecture des circuits de commandes rapprochées (drivers).....	140
4.5.	Système de commande	144
4.6.	Méthode de mesure des courants et tensions.....	147
4.7.	Mise en œuvre.....	148
4.8.	Résultats expérimentaux.....	152
4.8.1.	Mesure des signaux	152
4.8.2.	Essai jusqu'à charge nominale	153
4.9.	Conclusion.....	156
	<u>Conclusion générale</u>	<u>158</u>
	<u>Bibliographies</u>	<u>160</u>
	<u>Annexes</u>	<u>165</u>
<u>A.</u>	<u>Annexe : Calcul des pertes semi-conducteur</u>	<u>166</u>
<u>B.</u>	<u>Annexe : Analyse fréquentielle</u>	<u>171</u>
<u>C.</u>	<u>Annexe : Section de fer des transformateurs multicellulaires.....</u>	<u>174</u>
<u>D.</u>	<u>Annexe : Choix du circuit magnétique</u>	<u>175</u>
<u>E.</u>	<u>Annexe dimensionnement circuit magnétique</u>	<u>177</u>
I.	Calcul des pertes fer pour un circuit magnétique en 3F4 :.....	177
II.	Détermination des pertes cuivre :	178
<u>F.</u>	<u>Annexe : Topologies monolithiques</u>	<u>184</u>
I.	Topologies en échelle.....	184
II.	Topologies circulaires	188
III.	Topologies circulaires basées sur des noyaux standards.....	190

<u>G.</u>	<u>Annexe : Conception du coupleur planar</u>	194
I.	Dimensionnement et hypothèses	194
II.	Caractéristiques du PCB.....	194
III.	Choix des dimensions de fer.....	197
IV.	Dimensionnement et prise en compte des semi-conducteurs	201
<u>H.</u>	<u>Annexe Structure de commande</u>	203
<u>I.</u>	<u>Annexe : Expérience sur la canalisation des flux</u>	207
<u>J.</u>	<u>Annexe : Modèle équivalent d'un transformateur de couplage</u>	210

Table des figures

Figure 1-1: Principe d'un onduleur classique	27
Figure 1-2: Principe de l'onduleur multi-niveaux	29
Figure 1-3: Structure de convertisseurs multi-niveaux à cellules imbriquées (4 niveaux)	29
Figure 1-4: Topologies multi-niveaux [Rufer 2006], (a) NPC, (b) cellules imbriquées FC, (c) cascades	31
Figure 1-5: Exemple des pertes dans les différentes topologies pour différentes puissances de fonctionnement (6.5kW, 4.5kW et 3.3kW) [Dieckerhoff 2005].....	32
Figure 1-6: Pertes dans les composants de puissance pour différentes topologies [Dieckerhoff 2005]	32
Figure 1-7: Courant de sortie et de phase dans des inductances indépendantes, [Labouré 2008].....	33
Figure 1-8: Courant de sortie et de phase dans des transformateurs intercellulaires, [Labouré 2008].....	33
Figure 1-9: Convertisseur multicellulaire parallèle	34
Figure 1-10: Forme d'onde des tensions d'un convertisseur multicellulaire parallèle à 4 cellules	34
Figure 1-11: Forme d'onde des courants de phases et de sortie en fonction de α	36
Figure 1-12: Amplitude d'ondulation du courant de sortie en fonction du nombre de cellules en parallèle	36
Figure 1-13: Réponse à un échelon de consigne	37
Figure 1-14: Réponse à une impulsion	37
Figure 1-15: Comparaison des tensions et courants d'entrée et de sortie d'un convertisseur Buck et Boost	38
Figure 1-16: Comparaison des tensions et courants d'entrée et de sortie des convertisseurs Buck et Boost entrelacés à 2 phases	39
Figure 1-17: Onduleur de tension triphasé avec neutre réalisé par un diviseur de tension capacitif.....	40
Figure 1-18: Onduleur de tension triphasé 4 bras	41
Figure 1-19: Redresseur MLI triphasé PFC.....	41
Figure 2-1: Exemple d'inductances couplées sur un convertisseur entrelacé multi-niveaux NPC	44
Figure 2-2: Montage cascade cyclique avec les inductances de fuites.....	45
Figure 2-3: Exemple d'inductances couplées à structure monolithique.....	45
Figure 2-4: Carte mère ABIT AB9 QuadGT pour microprocesseur "Intel Core 2 Duo". Possède un VRM à cinq phases parallèles entrelacées couplées magnétiquement. Exemple de coupleur monolithique de chez <i>Vitec Electronics Corporation</i>	46
Figure 2-5: Intégration d'un composant magnétique dans un Buck entrelacé, [Zumel 2003]	48
Figure 2-6: Schéma équivalent du coupleur (ordre q) [Sarraute 2006].....	49
Figure 2-7: Schéma équivalent du coupleur (ordre 1) [Sarraute 2006].....	49
Figure 2-8: Transformation de la matrice de mutuelles en matrice d'inductances harmoniques	50
Figure 2-9: Représentation de la valeur des inductances harmoniques en fonction de la fréquence.....	51
Figure 2-10: Impédances appliquées aux courants de phases.....	52
Figure 2-11: Représentation temporelle et spectre de la tension imposée aux enroulements d'un coupleur magnétique (monolithique planar paragraphe 2.5)	52

Figure 2-12: Courant de phase dans un coupleur monolithique planar avec un ratio $Lh1/L0(4uH)$ de 500.....	53
Figure 2-13: Courant de phase dans le coupleur monolithique planar avec un ratio $Lh1/L0(4uH)$ de 50.....	53
Figure 2-14: Variation des ondulations du courant I_s en fonction du rapport cyclique pour 4 et 5 cellules	54
Figure 2-15: Périodogramme des harmoniques des tensions de PWM en fonction du rapport cyclique. L'axe de fréquence présente les différents harmoniques de $h1$ à $h8$. La forme particulière de ces harmoniques de tensions explique l'allure des courants de phases Figure 2-14 , à l'image des harmoniques de tensions 4 et 5. Ces harmoniques sont très peu filtrés par l'inductance harmonique de valeur faible $Lh0$	55
Figure 2-16: Amplitude des harmoniques de rang 5, 6 et 7 des tensions de PWM en fonction du rapport cyclique	56
Figure 2-17: Courants de phases pour un rapport cyclique donnant une ondulation minimum.	57
Figure 2-18: Flux de phases pour un rapport cyclique donnant une ondulation minimum.	57
Figure 2-19: Ratio $Lh/L0$ pour une alimentation standard	59
Figure 2-20: Ratio $Lh/L0$ pour une alimentation permutée.....	59
Figure 2-21: Impédances appliquées aux courants de phases, alimentation standard	60
Figure 2-22: Impédances appliquées aux courants de phases, alimentation permutée	60
Figure 2-23: Concentration des flux dans un transformateur inter-cellules, topologie linéaire	60
Figure 2-24: Elimination des concentrations de flux après une permutation des bobines	60
Figure 2-25: Pertes fer avec une alimentation standard.	61
Figure 2-26: Pertes fer avec une alimentation permutée.	61
Figure 2-27: Représentation graphique de l'utilisation d'un transformateur pour réaliser une connexion entre phases [Zumel 2005]......	62
Figure 2-28: Centralisé	62
Figure 2-29: Chaîne fermée (Cascade cyclique).....	62
Figure 2-30: Matrice partielle	62
Figure 2-31: Matrice complète.....	62
Figure 2-32: Pertes relatives aux différentes structures pour différents rapports cycliques, [Zumel 2005]......	63
Figure 2-33: Volume relatif aux différentes structures pour différents rapports cycliques, [Zumel 2005]......	63
Figure 2-34: Permutation des inductances harmoniques.....	65
Figure 2-35: Montage cascade cyclique avec les inductances de fuites.....	66
Figure 2-36: Courants de phases	68
Figure 2-37: Flux de phases.....	68
Figure 2-38: Courants de la phase 1	68
Figure 2-39: Flux de phases.....	68
Figure 2-40: Courants de la phase 1	69
Figure 2-41: Flux de phases.....	69
Figure 2-42: Coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58.....	71
Figure 2-43: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases standard (permutation : 1 2 3 4 5 6 7)	71
Figure 2-44: Coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé	72

Figure 2-45: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases standard (permutation : 1 2 3 4 5 6 7)	72
Figure 2-46: Coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé avec inversion des enroulements d'un circuit sur deux (circuit 2, 4 et 6).....	73
Figure 2-47: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé avec inversion des enroulements en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases standard (permutation : 1 2 3 4 5 6 7).....	73
Figure 2-48: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé (Figure 2-44) en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases non standard (permutation : 1 4 7 3 6 2 5).....	74
Figure 2-49: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé (Figure 2-46) avec inversion des enroulements en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases non standard (permutation : 1 4 7 3 6 2 5)	74
Figure 2-50: Récapitulatif des pertes en % pour chaque structure. Les cas pairs et impairs du nombre de cellules sont distingués	75
Figure 2-51: A gauche : Récapitulatif des pertes fer pour les 4 structures étudiées à la fréquence de découpage de 20kHz.	76
Figure 2-52: Comparaison des pertes fer dans les filtres de sortie pour différents types de structures.....	77
Figure 2-53: Inductance couplée monolithique à 3 phases.....	78
Figure 2-54: Schéma équivalent du coupleur monolithique 3 phases.....	79
Figure 2-55: Topologie en échelle, flux réparti, [Costan 2008].....	80
Figure 2-56: Schéma de réductance et position des flux transversaux magnétiques dans le coupleur	81
Figure 2-57: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.....	81
Figure 2-58: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique.....	81
Figure 2-59: Structure 1 : circulaire à flux canalisé [Costan 2007].	82
Figure 2-60: Structure 2 : circulaire à flux réparti [Costan 2007].....	82
Figure 2-61: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.....	82
Figure 2-62: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	82
Figure 2-63: Topologie 1 : E verticaux bobinages concentriques [Costan 2007].....	83
Figure 2-64: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.....	83
Figure 2-65: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	83
Figure 2-66: Topologies circulaires à noyau standard modifié. <i>A gauche</i> : topologie présentée dans [Costan 2007] ; <i>A droite</i> : topologie modifiée	84
Figure 2-67: Topologie circulaire à noyau standard modifié, courant de phases et flux transversal. <i>A gauche</i> : un seul I de chaque côté; <i>A droite</i> : deux I en parallèle.....	85
Figure 2-68: Exemple de réalisation planar	86
Figure 2-69: Réalisation de coupleurs circulaires en rond pour différents nombres de cellules	87
Figure 2-70: Exemple de réalisation de circuits circulaires en cas impair (gauche) et cas paire (droite)	88
Figure 2-71: Pour une même section de cuivre, la variation de la largeur de piste modifie la géométrie du circuit magnétique	89

Figure 2-72: Volume de fer en fonction de l'épaisseur du PCB (varie en fonction du nombre de spires en parallèle) pour différents nombres de spires.....	89
Figure 2-73: Représentation des pertes cuivre et des pertes fer en fonction du nombre de spires.....	90
Figure 2-74: Représentation des pertes totales en Watt par rapport au nombre de spires.....	90
Figure 2-75: Rendement en fonction du volume de fer en m ³	91
Figure 2-76: Pertes fer en fonction du nombre de cellules avec une alimentation standard et permutée.....	92
Figure 2-77: Pertes totales en fonction du nombre de cellules avec une alimentation permutée	93
Figure 2-78: Visualisation 3D du coupleur 6 phases et du PCB.....	93
Figure 2-79: Réalisation des spires pour 6 phases	94
Figure 2-80: a. Visualisation 3D du coupleur 5 phases et du PCB b. Représentation des spires.....	94
Figure 2-81: Tension imposée aux enroulements du coupleur planar dans les domaines temporel et en fréquentiel	95
Figure 2-82: Courants de phases dans le coupleur planar en temporel et en fréquentiel	96
Figure 2-83: A gauche : Flux dans les barres transversales du coupleur planar ; A droite : Répartition du flux dans l'ensemble des barres transversales.....	96
Figure 2-84: Atténuation de sortie (rouge) comparée avec le gabarit aéronautique (bleu) ; Spectre de la tension de sortie du filtrage	97
Figure 2-85: Comparaison de la masse des circuits magnétiques.....	98
Figure 2-86: Comparaison des pertes dans les différents coupleurs réalisés en matériau 3c96 et nanocristallin pour 6 cellules.....	99
Figure 2-87: Comparaison de la masse des circuits magnétiques.....	100
Figure 2-88: Synthèse des pertes pour 6 cellules avec prise en compte des semi-conducteurs	101
Figure 2-89: Ondulation des courants de sortie pour les différents dimensionnements	101
Figure 3-1: Courbe de Farmer [Farmer 1967]	104
Figure 3-2: Schéma équivalent d'un défaut en circuit ouvert d'un transistor	106
Figure 3-3: Simulation du courant de sortie d'un convertisseur entrelacé à 6 cellules avec dysfonctionnement (Figure 3-2) à 25ms.	106
Figure 3-4: Schéma équivalent d'un défaut en circuit ouvert d'une cellule de commutation	107
Figure 3-5: Simulation du courant de sortie d'un convertisseur entrelacé à 6 cellules avec dysfonctionnement d'une cellule (Figure 3-4) à 25ms.	107
Figure 3-6: Schéma équivalent d'un défaut en circuit ouvert de l'ensemble des cellules de commutation.....	107
Figure 3-7: Simulation du courant de sortie d'un convertisseur entrelacé à 6 cellules avec dysfonctionnement de l'ensemble des cellules à 25ms.	108
Figure 3-8: Schéma équivalent d'un défaut de court-circuit	108
Figure 3-9: Dispositifs d'isolement d'une cellule	109
Figure 3-10: Topologie d'onduleur à isolement de cellules défaillantes à l'aide de fusibles.....	110
Figure 3-11: Configurations d'interrupteurs 4 segments à base de transistors.....	111
Figure 3-12: Interrupteur bi commandes à base de thyristors.....	112
Figure 3-13: Interrupteur mono commande à base de transistors.....	112
Figure 3-14: Interrupteur 3 segments à base de transistors	113
Figure 3-15: Interrupteur 3 segments à base de thyristors.....	113
Figure 3-16: Onduleur à bras secours redondant	114
Figure 3-17: Onduleur à bras secours redondant	115

Figure 3-18: Dysfonctionnement sur la cellule 4 d'un onduleur monophasé en cascade cyclique.....	116
Figure 3-19: Représentation graphique d'un dysfonctionnement, court-circuit.....	117
Figure 3-20: Courants de phases en cas de défaut en court-circuit.....	118
Figure 3-21: Flux de phases en cas de défaut en court-circuit.....	118
Figure 3-22: Représentation graphique d'un dysfonctionnement, circuit ouvert.....	118
Figure 3-23: Courants de phases en simulation.....	119
Figure 3-24: Répartition de la composante DC du courant dans chacune des phases.....	119
Figure 3-25: Schéma de réductance de la topologie circulaire à 7 phases à flux réparti avec dysfonctionnement sur la phase 7, le bras en défaut (bras à l'extrême gauche) canalise les flux.....	120
Figure 3-26: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.....	121
Figure 3-27: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique.....	121
Figure 3-28: Dysfonctionnement sur la cellule 1 d'un montage monolithique à 6 cellules. Bleu clair : courant de phase 3 ; Violet : flux de la phase 3 ; Bleu : tension de sortie ; Vert : tension de la cellule 3.....	121
Figure 3-29: Dysfonctionnement sur la cellule 4 d'un montage en cascade cyclique avec système de court-circuit de filtrage.....	122
Figure 3-30: En bleu sont représentées les amplitudes moyennes des courants dans les différents enroulements, et en rouge, celles dans les cellules de commutations du convertisseur.....	122
Figure 3-31: Interrupteurs additionnels pour court-circuiter le filtre magnétique ainsi que pour isoler les cellules de commutation.....	123
Figure 3-32: Prototype de validation. Contient une commande FPGA, un onduleur monophasé 6 cellules avec 6 interrupteurs IXYS à base de MOSFET.....	123
Figure 3-33: Résultats expérimentaux du fonctionnement normal d'un convertisseur à 6 cellules.....	124
Figure 3-34: Résultats expérimentaux avec un convertisseur 6 phases fonctionnant sur 5 cellules. En a) l'enroulement non utilisé est en court-circuit, en b) l'enroulement est ouvert.....	125
Figure 3-35: Circulation du flux dans un coupleur à 4 cellules. En (a) 2 cellules sur 4 sont utilisées. Aucun court circuit n'est mis en oeuvre. En (b) 2 cellules sur 4 sont utilisées avec les 2 phases inactives en court-circuit.....	126
Figure 3-36: Relevé expérimental de l'onduleur 4 cellules fonctionnant sur 2 cellules actives et 2 en court-circuit.....	126
Figure 3-37 : Circuit équivalent du transformateur couplé, [Zhu 1010].....	127
Figure 3-38 : Montage à cascade cyclique 3 cellules avec circuit équivalent du transformateur couplé. Dysfonctionnement et court-circuitage de la phase 3.....	128
Figure 3-39 : Montage à cascade cyclique 3 cellules avec circuit équivalent du transformateur couplé. Les éléments de la phase 3 sont ramenés sur les phases actives.....	129
Figure 3-40 : Représentation des structures de filtrage par transformateur.....	130
Figure 3-41 : Montage en matrice partielle :.....	131
Figure 3-42 : Montage en matrice complète.....	132
Figure 3-43 : Comparaison des volumes fer + semiconducteurs pour différentes gestions des dysfonctionnements.....	134
Figure 3-44 : Comparaison des pertes fer, cuivre et semi-conducteur pour différentes gestion des dysfonctionnements.....	134
Figure 4-1: Onduleur triphasé 25kVA.....	137
Figure 4-2: Schéma de principe du prototype.....	138

Figure 4-3: Commande rapprochée, structure classique [Milleret 2006].....	141
Figure 4-4: Structure de la commande rapprochée utilisée	142
Figure 4-5: Carte drivers pour 12 interrupteurs	143
Figure 4-6: Carte FPGA, schéma de principe et photo	145
Figure 4-7: Schéma de principe de la structure du FPGA et de ses interconnexions	146
Figure 4-8: Programme de diagnostic PC.....	147
Figure 4-9: Transformateur de mesure de courant	148
Figure 4-10: Réalisation linéaire des connexions d'un montage cascade cyclique	148
Figure 4-11: Réalisation rectangulaire des connexions d'un montage cascade cyclique.....	149
Figure 4-12: PCB de l'onduleur triphasé 25kVA	150
Figure 4-13: Dissipation thermique à convection forcée de l'onduleur	150
Figure 4-14: Dissipation thermique à la surface des dissipateurs à température ambiante de 20°C.....	151
Figure 4-15: Poids total en gramme de chaque élément du prototype	151
Figure 4-16: Relevé expérimental de la tension d'une cellule de commutation et du courant de sortie en fonctionnement à vide. A droite, FFT du courant de sortie du coupleur.....	152
Figure 4-17: A gauche, relevé expérimental de la tension et du courants de sortie. A droite, tensions de sortie triphasées et courant d'entrée	153
Figure 4-18: Filtrage de sortie de l'onduleur	153
Figure 4-19: Chute des tensions de sortie en fonction de la puissance pour deux valeurs de tension continue d'entrée. Mesure faite avec la régulation de tension.....	154
Figure 4-20: Condition de mesure du rendement.....	155
Figure 4-21: Rendement global du convertisseur	155
Figure 4-22: Condition de mesure en déséquilibré	156
Figure 4-23: Rendement global du convertisseur sur une charge 100% déséquilibrée par rapport au rendement théorique sur charge équilibrée (violet).....	156
Figure D-1: Induction maximale en fonction de la fréquence de quelques matériaux magnétiques usuels (500F, N97, 3C92, 3C94, PC40) pour une densité de pertes de 300mW/cm ³	176
Figure E-1: Circuit magnétique ER18.....	179
Figure E-2 : Champ dans la fenêtre du transformateur [Margueron 2006].....	180
Figure E-3 : Champ dans la fenêtre du transformateur, sans entrelacement des spires	180
Figure E-4 : Champ dans la fenêtre du transformateur, avec entrelacement des spires.....	181
Figure E-5 : Champ dans la fenêtre du transformateur, avec entrelacement des spires sur de multiples secondaires.....	181
Figure E-6 : Transformation des conducteurs en plaque [Viet 2007].....	182
Figure E-7 : Transformation des conducteurs d'une inductance en plaque de Dowell [Viet 2007].....	182
Figure E-8 : Conducteur de forme rectangulaire et de forme ronde	183
Figure F-1: Topologie en échelle, flux réparti, [Costan 2008].	184
Figure F-2: Schéma de réluctance de la topologie en échelle, flux réparti, [Costan 2008]..	184
Figure F-3: Circulation des flux imposés par le bobinage 1v dans une topologie en échelle à flux répartis	185
Figure F-4: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	186
Figure F-5: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	186
Figure F-6: Topologie en échelle, flux canalisé, [Costan 2008].....	186
Figure F-7: Schéma de réluctance de la topologie en échelle, flux canalisé	187
Figure F-8: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	188

Figure F-9: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	188
Figure F-10: Structure 1 : circulaire à flux canalisé [Costan 2007].....	188
Figure F-11: Structure 2 : circulaire à flux réparti [Costan 2007].	188
Figure F-12: Schéma de réluctance des topologies circulaires à flux réparti	189
Figure F-13: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	190
Figure F-14: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	190
Figure F-15: Topologie 1 : E verticaux bobinages concentriques [Costan 2007].	190
Figure F-16: Schéma de réluctance des topologies circulaires à noyau standard.....	191
Figure F-17: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	191
Figure F-18: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	191
Figure F-19: Schéma de réluctance des topologies circulaires à noyau standard, avec marquage des zones où les flux sont identiques.....	192
Figure F-20: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	192
Figure F-21: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	192
Figure F-22: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	193
Figure F-23: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	193
Figure F-24: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	193
Figure F-25: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	193
Figure F-26: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.	193
Figure F-27: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique	193
Figure G-1: Représentation des différentes grandeurs physiques, entre le PCB et le circuit magnétique	196
Figure G-2: Exemple d'empilage de 3 spires, configuration 1 à gauche, configuration 2 à droite.....	196
Figure G-3: Empilage du circuit imprimé et placement des spires.....	197
Figure G-4: Schéma de réluctance de la topologie circulaire à flux réparti.....	199
Figure G-5: Ratio des amplitudes de flux généré par les différents enroulements au temps $t = 0$ pour une alimentation permutée	200
Figure G-6: Pertes par commutation en fonction du courant de collecteur-émetteur pour 25° et 125°	202
Figure H-1 : Structure de convertisseurs multi-niveaux à cellules imbriquées (4 niveaux) .	203
Figure H-2 : Principe du temps mort.....	204
Figure H-3 : Principe de la PWM	204
Figure H-4 : Principe de la DPWM.....	205
Figure H-5 : Principe de la DPWM (chronogramme).....	206
Figure I-1 : Expérience de contrôle des flux	207
Figure I-2 : Schéma de réluctance de l'expérimentation.....	208
Figure I-3 : Tension aux bornes des deux enroulements de mesure avec Sw1 et Sw2 ouverts. 1) Branche centrale, 2) Troisième branche.....	208
Figure I-4 : Tension aux bornes des deux enroulements de mesure avec Sw1 fermé et Sw2 ouverts. 1) Branche centrale, 2) Troisième branche.....	209
Figure J-1 : Modèle général d'un transformateur	210
Figure J-2 : Deux inductances couplées à enroulements inversés avec résistances série	210

Figure J-3 : Circuit équivalent du transformateur couplé, [Zhu 1010]211

Acronymes

AC:	Alternating Current
ATA:	Air Transport Association
BF:	Basse Fréquence
CAN:	Convertisseur Analogique Numérique
CC:	Court-Circuit
CEM:	Compatibilité Electro-Magnétique
CFG:	Constant Frequency Generator
CMS:	Composants Montés en Surface
CPLD:	Complex Programmable Logic Device
CSD:	Constant Speed Drive
CPU:	Central Processing Unit
DC:	Direct Current
DCR:	Direct Current Resistance
DPWM:	Digital Pulse Wide Modulation
DSP:	Digital Signal Processor
FC:	Flying Capacitor
FFT:	Fast Fourier Transform
FIR:	Finite Impulse Response
FPGA:	Field Programmable Gate Array
GCU:	Generator Control Unit
GLC:	Generator Line Contactor
GTO:	Gate Turn-Off Thyristor
IDG:	Integrated Drive Generator
IGBT:	Insulated Gate Bipolar Transistor
IIR:	Infinite Impulse Response
MCP:	Multi-Cellulaire parallèle
MLI:	Modulation de Largeur d'Impulsions
MOSFET:	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NPC:	Neutral Point Clamped
PC:	Personal Computer
PCB:	Printed Circuit Board
PFC:	Power Factor Corrector
PWM:	Pulse Wide Modulation
SEU:	Single Event Upset
SPI:	Serial Peripheral Interface
SiC:	Silicon Carbide
THD:	Total Harmonic Distortion
UPS:	Uninterruptable Power Supply
USB:	Universal Serial Bus
VCC:	Voltage Courant Continu
VFG:	Variable Frequency Generator
VHDL:	VHSIC Hardware Description Language
VRM:	Voltage Regulator Module

Introduction

De nos jours, dans les convertisseurs d'électronique de puissance, les filtres d'entrée et de sortie représentent une partie importante de la masse du convertisseur. Particulièrement en aéronautique, les contraintes de CEM et de THD sont telles que la masse de ces filtres peut représenter jusqu'à 50% de la masse totale du convertisseur. Ceci est tout particulièrement problématique dans un domaine où le volume et le poids sont des contraintes cruciales.

Le but de ce travail de thèse est d'étudier différentes solutions qui peuvent amener à une diminution de la masse et du volume du convertisseur. Ces nouvelles structures doivent garantir à la fois un rendement élevé et une grande fiabilité. Les travaux portent essentiellement sur la structure de filtrage et les matériaux magnétiques utilisés pour les éléments inductifs. Mais la diminution de la masse du filtrage ne doit pas engendrer une augmentation de la masse globale du convertisseur. Les solutions proposées mènent donc à se poser des questions aussi bien sur la nature de la stratégie de commande que sur le refroidissement des composants passifs et actifs.

Les contraintes de filtrage peuvent être minimisées par la structure d'électronique choisie, si celle-ci permet la minimisation de l'ondulation de courant et une augmentation de la fréquence apparente d'ondulation. Une augmentation des fréquences de découpage permet un gain de masse mais pas forcément un gain en rendement. Il est tout aussi probable que les solutions permettant un gain significatif de la masse des filtres, tout en préservant un haut rendement, engendrent une augmentation de la masse de l'électronique. Une étude d'optimisation des structures s'impose pour garantir la plus faible masse.

Pour lisser les ondulations de tension et de courant, les convertisseurs doivent inclure des filtres et des composants de stockage. Ces composants passifs occupent un volume important. Plusieurs solutions de parallélisations sont possibles, utilisant des techniques d'entrelacement et/ou de couplage magnétique des cellules. Cette approche est particulièrement intéressante pour annuler l'ondulation du flux commun et réduire les pertes fers totales. Cette technique a déjà été abordée sur des topologies du type hacheur Cuk ou Forward [Bloom 1998] [Yang 2002].

Un certain nombre de questions se posent :

- Quelles sont les structures les mieux adaptées aux contraintes d'intégration ?
- La multiplication importante du nombre de cellules en parallèle permet-elle d'améliorer continûment les performances ?
- Ces méthodes permettent-elles un fonctionnement en mode dégradé ?

Dans le cadre de ce travail de thèse et sur la base de quelques critères de comparaison, nous tenterons de répondre en partie à ces questions.

Le refroidissement des composants passifs n'est pas toujours facilité par leur placement. Dans la plupart des convertisseurs, seulement 55% du volume disponible est utilisé [Flannery 2000]. Un ré-agencement des composants peut être envisagé afin de réduire le volume du convertisseur (et donc augmenter la densité de puissance). Du point de vue thermique, la présence de composants de tailles et de formes très diverses rend problématique la circulation de l'air et peut conduire à des échauffements localisés sur certains composants [Joubert 2004]. Les études de cette thèse portent sur les méthodes d'interconnexion des cellules de commutation dans les convertisseurs multicellulaires parallèle et série et sur l'utilisation de composants couplés magnétiquement. Dans de tels dispositifs, les pertes constituent la principale source d'échauffement. Diminuer ces pertes revient à augmenter la densité de puissance du convertisseur.

Une problématique importante de ce type de structures de conversion entrelacées est la nécessité de mettre en œuvre un grand nombre de commandes pour les différents transistors. Il est difficilement imaginable de les réaliser en analogique, alors que le numérique semble très adapté pour ce type d'application. Les systèmes actuels d'électronique de puissance dans le monde aéronautique sont souvent analogiques, de par leur développement ancien, mais surtout à cause de la robustesse de ces technologies et de leur immunité au SEU (effets des radiations ionisantes sur l'électronique). Cependant, la place qu'elles occupent est loin d'être négligeable et leurs évolutions par rapport à des actionneurs différents impliquent des modifications coûteuses et longues (câblages, mise au point). En analogique, les régulations possibles sont souvent limitées aux gains et intégrateurs. Des correcteurs et commandes plus complexes deviennent alors très délicats en mise au point, en reproductibilité et en

implémentation. L'analogique impose des limitations en performance et manque de compacité.

Entre la consigne et la commande, un système numérique peut remplacer une boucle analogique. Le calcul implique des sources d'erreurs, des formats variables et variés, des possibilités de bogues, mais on accède alors à des correcteurs et des commandes très évolués. Un système numérique est insensible à la température, il est reproductible, et une mise à jour est possible.

En aéronautique, la performance d'un système est souvent de moindre importance par rapport à la fiabilité et la sécurité, mais les techniques utilisées pour concevoir et contrôler un convertisseur statique demandent une interaction forte entre le logiciel et le matériel. En effet, à partir du moment où on veut asservir, surveiller et reconfigurer, il faut nécessairement avoir de l'électronique numérique. Une difficulté existe quant à la sûreté de fonctionnement et la robustesse du programme numérique, mais le réel problème en aéronautique apparaît en altitude. En effet, autant le composant analogique est peu sensible aux particules traversant l'atmosphère, autant le composant numérique sera soit perturbé, soit dégradé. Pour maintenir les critères de sûreté de fonctionnement et de fiabilité, il existe de nombreuses normes et règles de développement comme la DO-160 pour l'environnement du matériel (notamment électrique) et la DO-147 pour le développement et les procédures de tests.

Contexte

Sommaire :

I.	Synthèse des réseaux aéronautiques	21
a)	Avion de plus en plus électrique	21
b)	Besoin en électronique de puissance	22

I. Synthèse des réseaux aéronautiques

a) Avion de plus en plus électrique

Autrefois limitée à la navigation et à l'instrumentation de bord, ces 20 dernières années, le rôle de l'énergie électrique a été croissant au sein des réseaux de bord aéronautiques. Elle s'est progressivement développée pour améliorer le confort et le divertissement des passagers, essentiellement par des équipements vidéo. A présent, elle s'étend à de nouvelles applications apparues pour optimiser le fonctionnement de l'avion. Par exemple :

- Pour les réseaux électriques alternatifs ;
- Pour le système de secours, qui est entièrement électrique ;
- En remplacement de certains actionneurs hydrauliques ou pneumatiques ;
- Pour réaliser des disjoncteurs électroniques rapides à faible masse.

Quatre formes d'énergie sont utilisées sur les avions actuels, mécanique, hydraulique, électrique et pneumatique. Elles sont principalement obtenues à partir des moteurs de propulsion. Un prélèvement mécanique est effectué sur le moteur pour couvrir ses propres besoins mécaniques ainsi que pour la génération des énergies hydraulique et électrique. L'énergie hydraulique est utilisée pour l'alimentation de nombreux actionneurs de puissance, ainsi que pour le dégivrage des ailes et des moteurs. L'énergie pneumatique est obtenue par prélèvement d'air sur les compresseurs du moteur.

Nous pouvons espérer que pour les prochaines générations d'avions, d'autres fonctions seront réalisées électriquement, comme le freinage des roues, le conditionnement d'air ou le démarrage des moteurs, souvent évoqués à travers l'expression "avion plus électrique" [Langlois 2005] [Jones 1999].

Les actuels systèmes de puissance avionique actuels sont à l'origine de plus de la moitié des délais de maintenance. C'est l'un des avantages majeurs de l'avion plus électrique. La défaillance d'un système hydraulique implique l'indisponibilité de l'avion. La maintenance peut être longue, coûteuse et la défaillance complexe à localiser. La capacité opérationnelle est donc améliorée par la réduction des délais de maintenance.

L'évolution de certaines applications vers l'énergie électrique entraîne un accroissement des performances. Une amélioration de la précision et de la dynamique de contrôle des actionneurs est alors envisageable. L'énergie électrique apporte une gestion plus optimisée des sources et des charges, conduisant à une réduction de la valeur crête et de la valeur moyenne de la puissance prélevée [Coutrot 2004]. Cette réduction se répercute directement sur la consommation de carburant.

b) Besoin en électronique de puissance

Dans les dernières générations d'avions, la présence de convertisseurs statiques au sein des réseaux de bord était limitée à une quantité réduite d'applications :

- Alimentation du conditionnement d'air
- Redresseurs (115V-400Hz/28V)
- Onduleurs de secours (28V/115V-400Hz) du réseau de distribution électrique.

Une architecture de base est définie pour établir un recensement des convertisseurs d'électronique de puissance intégrés dans les avions. Pour la description de ce recensement, les différentes applications des convertisseurs sont présentées par chapitre ATA (Air Transport Association), qui est une classification répertoriant les différents systèmes avionique.

- **Conditionnement d'air (ATA 21)**

Les principales fonctions du système de conditionnement d'air sont :

- I. Le contrôle de la température de la cabine, chauffage et climatisation ;
- II. Refroidissement du compartiment avionique ;
- III. Contrôle de la pressurisation de la cabine.

Pour assurer la circulation de l'air, plusieurs ventilateurs d'une puissance maximale supérieure au kilowatt sont utilisés.

- **Distribution électrique (ATA 24)**

L'énergie électrique est présente dans tous les avions. Les tous premiers avions utilisaient déjà un moteur électrique pour le démarrage. L'énergie électrique a d'abord été fournie par des batteries, puis par de petits générateurs 12V ou 24V. Par la suite, l'augmentation de la puissance et la multiplication des fonctions de bord ont établi le 115V alternatif comme standard.

- **Commandes de vol (ATA 27)**

Les générateurs des réseaux alternatifs triphasés 90kVA/115V/400Hz sont chacun entraînés par un réacteur puis par l'intermédiaire d'un CSD (Constant Speed Drive : entraînement à vitesse constante). L'ensemble avionique appelé IDG (Integrated Drive Generator : alternateur + CSD) est indissociable. Un troisième alternateur identique (APU GEN), sans CSD, peut remplacer à tout moment l'un ou les deux alternateurs. La régulation et la surveillance de chaque alternateur sont assurées par un GCU (Generator Control Unit). Les fonctions principales de chaque GCU sont de :

- I. réguler et surveiller la fréquence et la tension de l'alternateur ;
- II. surveiller les défauts "feeder" (protection différentielle), les surcharges et les inversions de phases ;
- III. protéger le réseau en commandant le contacteur de ligne GLC (Generator Line Contactor) associé.

Le CSD est un système hydraulique consommant de la puissance (rendement < 90 %) et nécessitant des appareillages électroniques et mécaniques de régulation. C'est pourquoi AIRBUS avec l'A380 apporte une transition avec la génération électrique principale qui sera composée de quatre générateurs VFG (Variable Frequency Generator) de 150kVA chacun, avec néanmoins deux générateurs CFG (Constant Frequency Generator) de 120kVA chacun.

- **Pompes à carburant (ATA 28)**

Le système de pompes alimente les réacteurs en carburant à partir des réservoirs. Les pompes à carburant sont réalisées par des convertisseurs statiques de puissance reliés au réseau électrique de l'appareil.

- **Pompes hydrauliques (ATA 29)**

Ces pompes sont utilisées au sol durant les opérations de maintenance pour pressuriser les circuits. Elles peuvent également fonctionner en permanence en vol en cas de défaut sur l'un des circuits hydrauliques.

- **Systèmes atterrisseurs (ATA 32)**

L'avion a deux trains d'atterrissage principaux et un train d'atterrissage avant. Chaque train comporte un actionneur pour l'extension et la rétraction et un système de portes qui s'ouvrent ou se referment lors de ces actions. De plus, deux actionneurs sont dédiés à l'orientation de la roue avant.

- **Inverseurs de poussée (ATA 78)**

Situés à l'arrière des réacteurs, les inverseurs de poussée ont pour mission d'exercer une contre poussée afin de ralentir l'avion lors de l'atterrissage. Cette action, qui intervient en complément du freinage, requiert également une forte puissance pendant un temps court.

Le recensement établit la gamme de puissance des éléments de conversion d'après les considérations précédentes. Pour définir des standards électroniques pertinents, il faut prendre en compte l'évolution possible des niveaux de tension, car la multiplication des systèmes électriques pourrait modifier les normes actuelles des réseaux. En effet, l'essentiel de l'énergie pneumatique, utilisée principalement pour le conditionnement d'air et le dégivrage de la voilure et de la nacelle, provient d'un prélèvement d'air sur les moteurs de propulsion. La suppression de ce prélèvement d'air implique des changements majeurs dans le réseau électrique. D'autre part, le passage à des systèmes électriques pour le conditionnement d'air et le dégivrage occasionne une augmentation considérable de la puissance électrique installée.

Si ces perspectives présentent de nombreux bénéfices fonctionnels pour l'avion, elles provoquent des changements majeurs au niveau de la génération et de la distribution électriques. En particulier, il est nécessaire d'augmenter la tension distribuée pour réduire les sections du câblage électrique, et donc sa masse et son volume. Il peut ainsi être envisagé d'évoluer vers des architectures de distribution 230VAC et même ± 270 VDC.

Chapitre 1. Structures de conversions d'énergies

Sommaire :

1.1.	Introduction	25
1.2.	Structure de conversion type Buck	26
1.3.	Convertisseur multicellulaire.....	27
1.3.1.	Convertisseur multicellulaire série N niveaux.....	28
1.3.2.	Convertisseurs multicellulaires parallèles	32
1.4.	Similarité entre convertisseurs Buck et Boost multi-phases	37
1.5.	Structure de conversion triphasée	40
1.6.	Conclusion.....	42

1.1. Introduction

En moyenne et forte puissance, les associations de machines alternatives et de convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications, notamment dans les systèmes embarqués. La réalisation d'avions tout électrique est envisagée et ceci constitue des sujets d'études de plusieurs laboratoires universitaires ou industriels.

Les semi-conducteurs de puissance (GTO par exemple ou IGBT à fort calibre) fonctionnent souvent à des fréquences relativement faibles. Les composants de forte puissance en silicium (tension et/ou courant) ont des performances nécessairement dégradées du fait de leur puissance unitaire à faire commuter. Segmenter en plusieurs cellules séries ou parallèles diminue la puissance unitaire et l'adapte à des composants de plus petits calibres et plus performants. Cela permet d'aboutir à des structures utilisant des convertisseurs basés sur des composants de puissance réduits et donc à fréquence de découpage plus élevée. Il est ainsi possible d'alimenter la machine avec une forme de courant de phase proche de la forme de courant de référence souhaitée et ainsi d'atténuer le taux d'ondulation. De plus, certaines

architectures segmentées d'alimentation permettent naturellement un fonctionnement en régime dégradé lorsqu'un défaut apparaît dans la chaîne de conversion d'énergie.

La présentation décrite dans les paragraphes précédents illustre les progrès réalisés dans l'aéronautique et traduit le besoin en puissance électrique. Dans notre cas, l'énergie électrique devra assurer désormais les fonctions principales de l'avion. Pour arriver à ces objectifs, le principal enjeu se situe autour de l'architecture du réseau elle-même. Il faut trouver l'architecture « optimale » qui permet d'inclure les nouveaux systèmes tout en garantissant leur fiabilité et leur disponibilité. L'inconvénient de l'électricité par rapport à l'hydraulique est la difficulté à accumuler l'énergie électrique pour répondre aux variations brutales de puissance.

Pour assurer l'alimentation des charges dont les puissances consommées sont de plus en plus importantes, l'augmentation du niveau de tension est envisagée. Ainsi, le bus principal passerait de 115V à 230V entre phase et neutre à fréquence variable (360-800Hz). Le passage d'une fréquence fixe (400Hz) à une fréquence variable pour l'alimentation des équipements électriques constitue une étape majeure. Cette plage de la fréquence est liée au régime du moteur qui va jusqu'à la valeur maximale de 850Hz. Elle permet de délivrer une tension dont la fréquence tient compte des variations de vitesse du moteur.

Dans ce chapitre, sont présentées les structures de conversions DC/DC et DC/AC non isolées actuelles. Elles peuvent être simples, multi-niveaux ou entrelacées. L'étude de l'onduleur triphasé se résume à traiter le cas d'une phase basée sur des bras d'onduleurs.

1.2. Structure de conversion type Buck

Un convertisseur est un système d'alimentation qui délivre une tension spécifique assurant le bon fonctionnement du système. Une structure classique de conversion est décrite sur la **Figure 1-1**. D'un point de vue comportemental, cette structure peut être assimilée à une structure du type Buck réversible en courant où la diode de roue libre est remplacée par un transistor. Il s'agit aussi d'un convertisseur DC-AC monophasé réalisé avec un bras de pont, soient deux transistors en série.

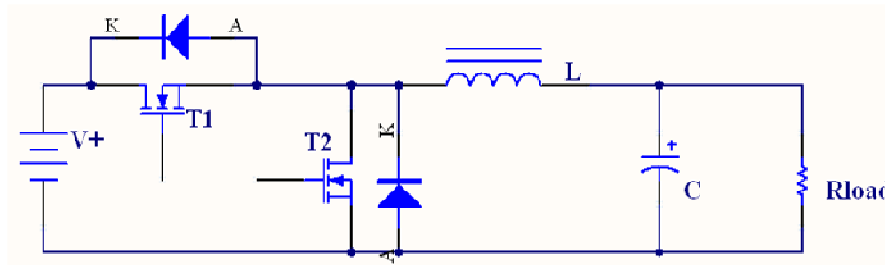


Figure 1-1: Principe d'un onduleur classique

Pour la majeure partie des systèmes embarqués, cette structure d'alimentation n'est plus suffisante. Un des problèmes majeurs de ces alimentations concerne le choix des éléments du filtrage au niveau de la sortie, inductance et condensateur. Dans ce type d'alimentation, le choix n'est pas réalisé selon le critère habituel d'ondulation du courant de phase et de l'ondulation de la tension de sortie, mais résulte d'un compromis entre rendement en régime permanent et réponse transitoire.

En régime permanent, le courant dans l'inductance présente une ondulation de forme triangulaire, cette ondulation est maximale pour un rapport cyclique de 50%. Une valeur importante de l'inductance de filtrage L implique une réduction considérable de cette ondulation. Cela réduit les pertes ohmiques dans les interrupteurs et l'inductance, et améliore le rendement du convertisseur. Toutefois, en régime transitoire, une inductance de faible valeur permet de réduire le dépassement de la tension de sortie et réduire la valeur de la capacité et donc minimiser le volume du convertisseur. Une autre solution consiste à augmenter la fréquence de découpage, réduisant ainsi la valeur de l'inductance sans augmenter les ondulations du courant de phase. Dans ce cas, les pertes par commutation dans les semi-conducteurs de puissance augmentent, ainsi que les pertes dans l'inductance.

1.3. Convertisseur multicellulaire

Les convertisseurs multicellulaires se composent en deux familles :

- Les convertisseurs multi-niveaux (multicellulaire série).
- Les convertisseurs entrelacés (multicellulaire parallèle).

1.3.1. Convertisseur multicellulaire série N niveaux

Depuis plus d'une décennie [Meynard 2004] [Nabae 1981], des techniques de conversions multi-niveaux permettent de s'affranchir des problèmes liés à la limite maximale de la tension de blocage des semi-conducteurs de puissance. Basés sur le principe d'une combinaison série des composants de puissance, les convertisseurs multi-niveaux assurent une alimentation haute tension des actionneurs électriques de moyenne et forte puissance. En outre, ces techniques offrent l'avantage d'obtenir un spectre de tension et de courant d'une meilleure qualité. Cela se traduit par de faibles ondulations de courant et de tension et de faibles pertes dues aux harmoniques. Ces structures présentent plusieurs avantages qui peuvent répondre aux différents objectifs d'intégration :

- Elles sont principalement destinées à un fonctionnement sur des applications haute tension (Applications ferroviaires ou de réseaux de distribution moyenne tension par exemple avec des tensions de quelques kilovolts). Différents niveaux de tension peuvent être générés et distribués sur chaque cellule [Meynard 2004]. Des drivers de tension isolés doivent être utilisés sur chaque semi-conducteur de puissance [Aimé 2003].
- Une augmentation du nombre de niveaux diminue l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie du convertisseur. La variation de tension résultante est N fois plus faible que la tension d'alimentation et de fait plus facile à filtrer, Figure 1-2. La diminution de l'ondulation engendrée par cette méthode diminue par N la section de fer des circuits magnétiques des filtres de sortie et donc la masse du filtrage.
- Une augmentation de la fréquence apparente du courant ou de la tension en sortie, ce qui réduit le filtre de sortie [Joubert 2004].
- Utilisation de composants à calibre plus faible. Par conséquent, ils sont plus performants avec des phases de commutation plus courtes [Meynard 2004]. Ceci permet de compenser le nombre plus important de composants mis en jeu.

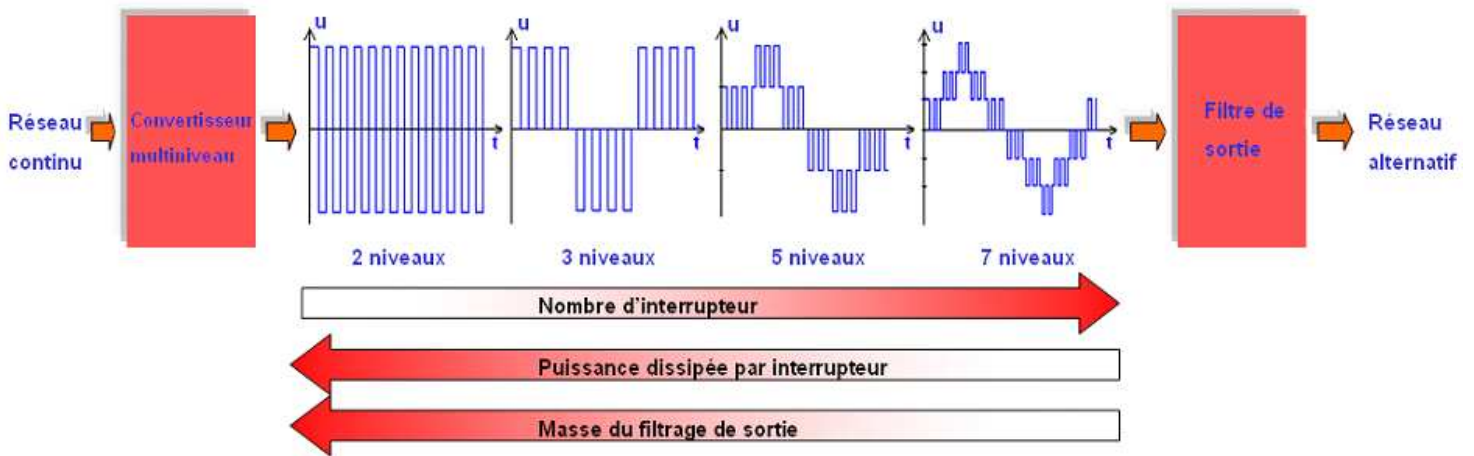


Figure 1-2: Principe de l'onduleur multi-niveaux

La **Figure 1-3** montre une structure d'onduleur à 4 niveaux. On définit le nombre de niveaux d'une telle structure par le nombre de niveaux de tension différents qu'il est possible d'obtenir sur une phase du convertisseur. Il est déterminé par le nombre d'IGBT en série sur un $\frac{1}{2}$ bras +1. Dans l'exemple présenté **Figure 1-3**, 3 IGBT sont en série sur un $\frac{1}{2}$ bras, il y a donc 4 niveaux de tension en sortie de chaque phase : 0, $E/3$, $2E/3$ et E ; sachant que E est la tension du bus continu.

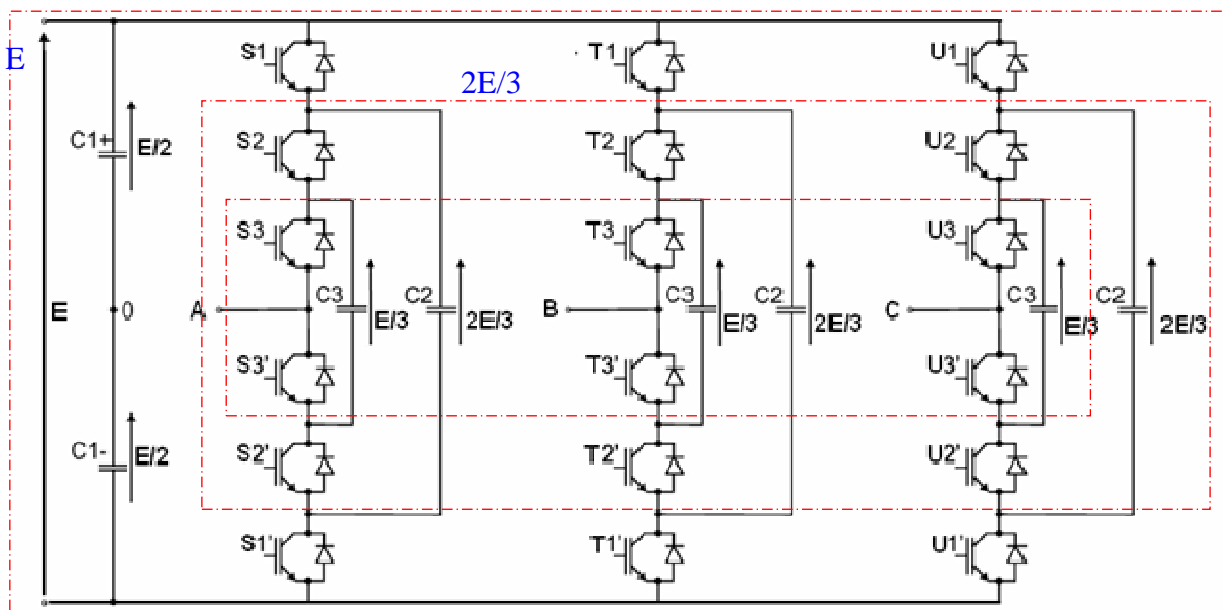


Figure 1-3: Structure de convertisseurs multi-niveaux à cellules imbriquées (4 niveaux)

De tels niveaux de tensions sont possibles grâce à 3 capacités dites « flottantes » par bras (Flying Capacitor). Chacune est chargée sous une tension de $E/3$, $2E/3$ ou E , de sorte que chaque interrupteur IGBT n'a à supporter qu'une tension réduite de $1/3$ de la tension de bus

continu. En effet ces composants sont limités par la tension maximale qu'ils peuvent supporter. Ainsi en augmentant le nombre de niveaux de la structure, on peut augmenter la tension d'alimentation du pont et donc contrôler des applications de plus fortes puissances. La **Figure 1-2** montre les formes d'onde de la tension entre phases obtenues respectivement par un onduleur à deux niveaux et par des onduleurs à 3, 5 et 7 niveaux. La dernière est plus proche d'une sinusoïde et par conséquent son spectre est de meilleure qualité.

Il existe d'autres topologies d'onduleurs multi-niveaux. On peut citer les onduleurs à potentiels distribués ou NPC (Neutral Point Clamped) [Nabae 1981]. On les appelle aussi « clampés par diode ». Il y a aussi les onduleurs à convertisseurs cascades [Marchesoni 1992] [Hammond 1997].

Dans les onduleurs NPC (**Figure 1-4.a**), des diodes connectées aux points milieux des sources de tension protègent les interrupteurs externes contre des tensions excessives. Cette topologie nécessite un contrôle rigoureux des tensions de chaque condensateur et l'équilibrage des tensions devient complexe au delà de trois niveaux [Manguelle 2000]. De plus, le nombre de diodes augmente très rapidement avec le nombre de niveaux.

Les onduleurs à cellules imbriquées ou Flying capacitor (FC) (**Figure 1-4.b**) [Gollentz 1998], offrent des cellules totalement indépendantes, et la particularité de jouer sur un degré de liberté supplémentaire, en particulier le déphasage. Ainsi, certaines stratégies de commande peuvent utiliser ce déphasage pour décaler légèrement les commandes des deux cellules et éviter la sommation des dV/dt de commutation [Meynard 2004]. C'est aussi un moyen d'équilibrage des tensions aux bornes des capacités.

L'onduleur à convertisseurs cascades (**Figure 1-4.c**) est basé sur la mise en série d'onduleurs monophasés (en pont en H) et chaque pont est alimenté par une source de tension indépendante isolée. Outre l'avantage d'assurer un équilibrage naturel des tensions, cette structure permet d'alimenter une charge de moyenne ou haute tension à partir de plusieurs sources basse tension. Il est nécessaire dans cette topologie de disposer d'autant de sources que de ponts mis en cascade [Manguelle 2000].

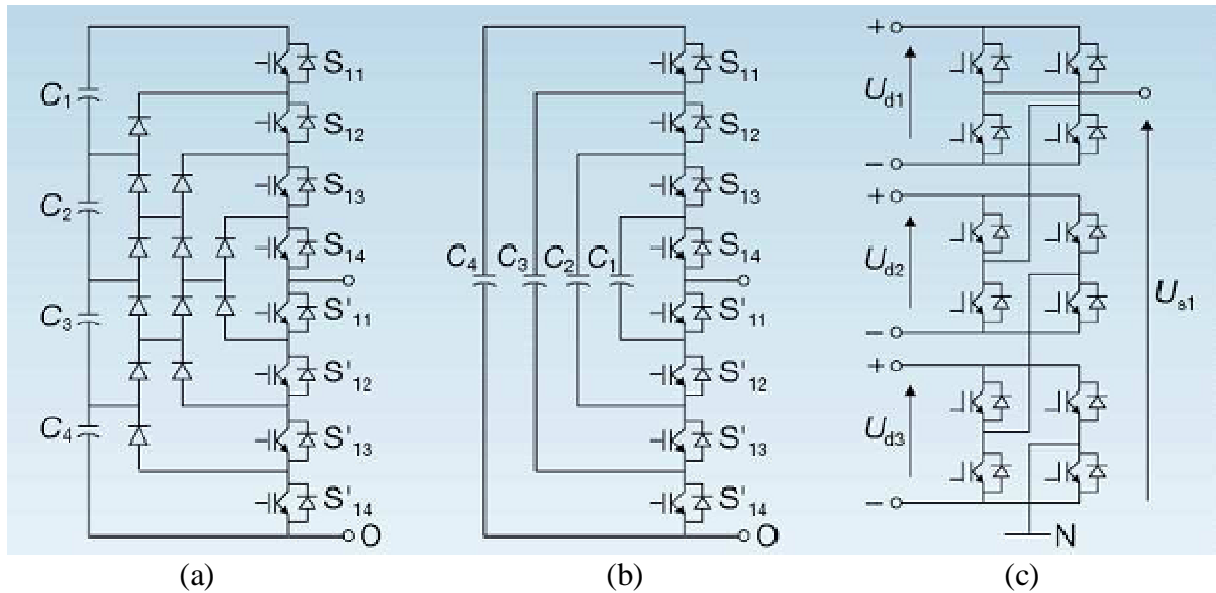


Figure 1-4: Topologies multi-niveaux [Rufer 2006], (a) NPC, (b) cellules imbriquées FC, (c) cascades

Les diodes de clamp ajoutées aux onduleurs multi-niveaux NPC sont dimensionnées pour les mêmes tensions et ondulations de courant que les composants du bras de pont. Sur les topologies FC (Flying capacitor), les capacités additionnelles sont calculées proportionnellement au maximum d'ondulation de tension aux bornes des semi-conducteurs.

Pour un convertisseur à 2 niveaux, le calcul des pertes par conduction est le même pour les parties basse et haute. Du fait de la présence des diodes, dans un convertisseur multi-niveaux NPC, les pertes sont différentes. Les Figure 1-5 et Figure 1-6 présentent les pertes dans différents convertisseurs multi-niveaux. L'analyse est faite pour une chaîne de transmission qui représente les pertes simulées dans le moteur et les convertisseurs pour 3 types d'IGBT, 6.5kV, 4.5kV et 3.3kV. La fréquence du réseau est choisie par rapport à la limite thermique du plus chaud dispositif dans le convertisseur à deux niveaux, en supposant une augmentation de la température maximum de 45°C par dispositif. Il est à noter que dans cette étude le convertisseur à 2 niveaux est en fait réalisé avec 4 transistors en série où les deux du haut commutent simultanément et de façon complémentaire avec les deux transistors du bas.

Du fait de la ressemblance de leurs résultats, les pertes dans un convertisseur FC peuvent être calculées directement depuis un convertisseur à deux niveaux. Dans ces deux topologies nous avons exactement les mêmes semi-conducteurs qui sont sollicités par les mêmes puissances. Dans un convertisseur NPC les composants ne sont pas tous utilisés de la

même façon. Les pertes par conduction dans les transistors sont identiques aux convertisseurs de type FC. En revanche, les pertes par commutations et les pertes dans les diodes sont inférieures. Dans ces conditions, les pertes totales sont semblables aux pertes engendrées par les convertisseurs FC.

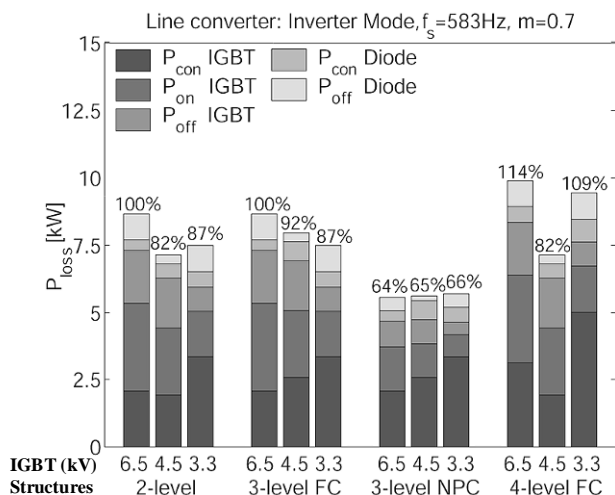


Figure 1-5: Exemple des pertes dans les différentes topologies pour différentes puissances de fonctionnement (6.5kW, 4.5kW et 3.3kW) [Dieckerhoff 2005]

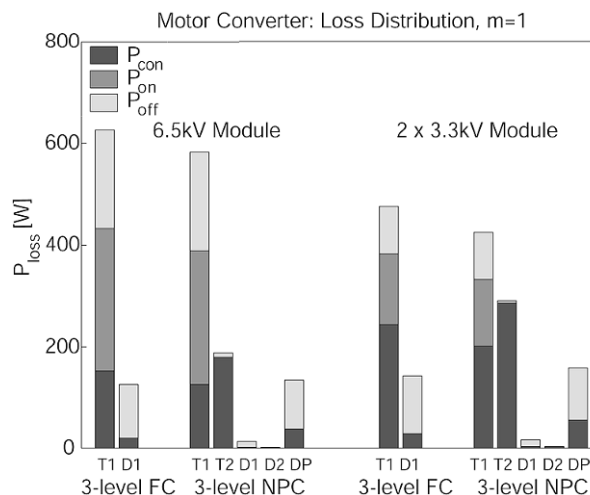


Figure 1-6: Pertes dans les composants de puissance pour différentes topologies [Dieckerhoff 2005]

1.3.2. Convertisseurs multicellulaires parallèles

1.3.2.1. Généralités

Les convertisseurs multicellulaires parallèles sont connus pour réduire le volume des filtrages en offrant un fort accroissement de la fréquence apparente de l'ondulation du courant de sortie. Dans certains cas, l'ondulation de tension aux bornes de la capacité de sortie peut même être annulée. Cette technique peut aussi accélérer le temps de réponse du convertisseur et la densité de puissance, [Zhou 1999] et [Garcia 2004]. De nos jours, de nombreux convertisseurs DC / DC sont basés sur des convertisseurs Buck entrelacés, notamment sur les cartes mères des ordinateurs. Cependant, ces convertisseurs engendrent seulement une diminution des ondulations de courant en entrée et en sortie du système. Les ondulations de courant traversant chaque inductance demeurent importantes et leurs fréquences restent inchangées. La diminution de la valeur des inductances de filtrage permet de réduire le temps de réponse du convertisseur, mais augmente les amplitudes des ondulations de courant. Les pertes augmentent dans les semi-conducteurs du fait d'une plus grande amplitude de courant

et dans les enroulements des inductances. Ce conflit limite les courants moyens dans chaque inductance et chaque phase du convertisseur. Il y a donc un compromis entre rendement et temps de réponse.

Ces principaux inconvénients peuvent être évités en utilisant des inductances couplées. Des études récentes, [Wong 2001] [Czogalla 2003] [Labouré 2008], montrent que la diminution des ondulations des courants d'entrée et de sortie des convertisseurs entrelacés peut être étendue aux courants traversant les inductances et les semi-conducteurs avec des inductances couplées, **Figure 1-7** et **Figure 1-8**. Par comparaison avec un filtrage non couplé, de plus faibles inductances peuvent être utilisées à la même fréquence de découpage sans induire plus d'ondulations de courant. Le temps de réponse peut donc être diminué sans sacrifier le rendement.

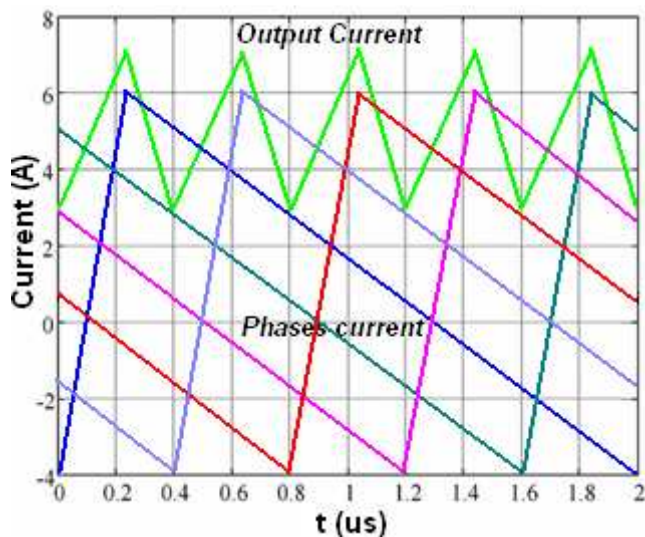


Figure 1-7: Courant de sortie et de phase dans des inductances indépendantes, [Labouré 2008].

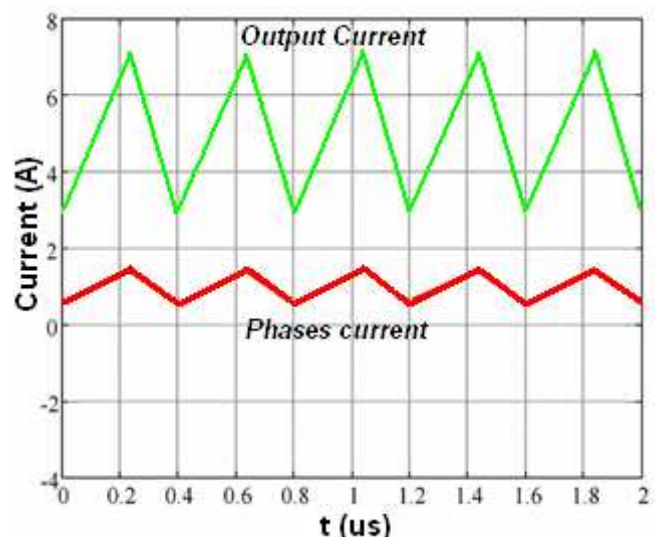


Figure 1-8: Courant de sortie et de phase dans des transformateurs intercellulaires, [Labouré 2008].

Un autre inconvénient de la mise en parallèle d'un grand nombre de cellules de commutation peut être l'équilibrage des courants dans chaque phase. Les imperfections du convertisseur peuvent conduire à un déséquilibre des courants. Ces imperfections peuvent être liées aux composants actifs (chutes de tension différentes à l'état passant, seuils de conduction différents), aux composants passifs (différentes résistances des bobinages des inductances et inductances de fuites) ou aux circuits de commande (les signaux n'ont pas le même rapport cyclique). Une étude complète de ce problème a été réalisée dans [Davancens 1997]. Le contrôle numérique (DSP ou FPGA) permet de réduire l'impact de ces imperfections sur l'équilibrage des courants de phase [Garcia 2005].

1.3.2.2. *Principe de fonctionnement*

Une topologie classique de convertisseur multicellulaire parallèle (MCP) repose sur une association de q cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison, **Figure 1-9**. C'est le cas du classique hacheur entrelacé.

Les ordres de commandes appliqués aux différentes cellules de commutation sont déphasés de $2\pi/q$ pour un même rapport cyclique α . Ces signaux sont donc de même fréquence fondamentale et de même forme, **Figure 1-10**.

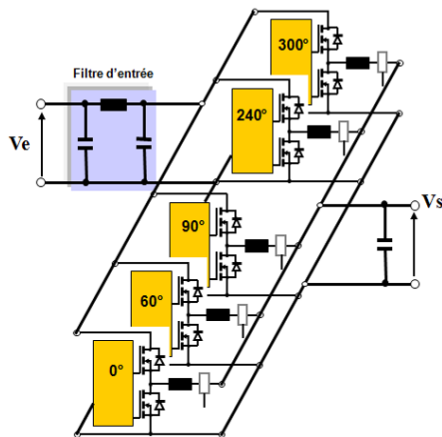


Figure 1-9: Convertisseur multicellulaire parallèle

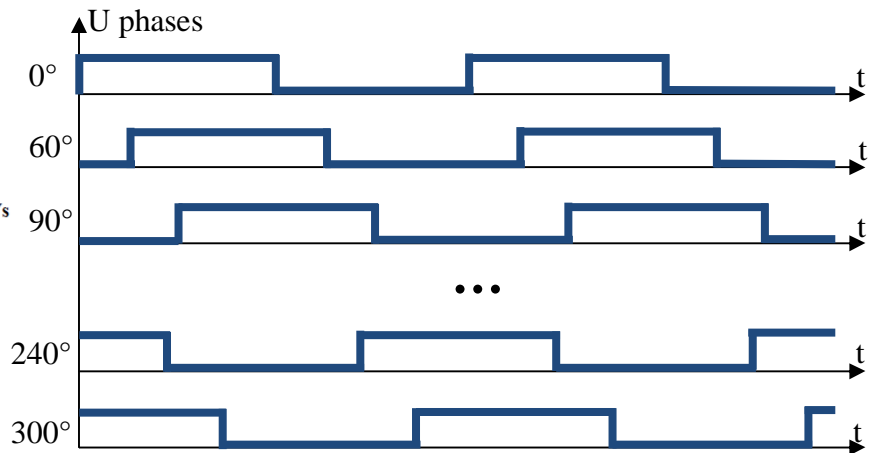


Figure 1-10: Forme d'onde des tensions d'un convertisseur multicellulaire parallèle à 4 cellules

Les inductances de lissage sont identiques sur chaque cellule et ont pour rôle de limiter les ondulations de courant. La valeur des inductances s'exprime par la même équation que dans un Buck simple, équation [1], à la différence qu'elles sont toutes parcourues par le même courant moyen ($\langle I_s \rangle / q$) et d'ondulation ($q \cdot \Delta I_s$).

$$[1] \quad L = \frac{V_e \times \alpha \times (1 - \alpha)}{q \times \Delta I_s \times F_{dec}}$$

Avec V_e la tension d'alimentation et F_{dec} la fréquence de découpage.

Comme dans un montage Buck traditionnel, le courant dans chaque inductance présente une ondulation triangulaire de valeur maximale (rapport cyclique 50%) égale à :

$$[2] \quad \Delta I_l = \frac{V_e}{4 \times L \times F_{dec}}$$

Dans ce type de convertisseur, les q cellules de commutation fournissent des tensions (v_1, \dots, v_q) régulièrement déphasées, ce qui conduit à une augmentation de la fréquence apparente du courant de sortie (I_s) à la fréquence $q \cdot F_{dec}$, F_{dec} représentant la fréquence de

découpage. Avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, le condensateur de sortie peut être q fois plus petit.

$$[3] \quad C_s = \frac{\Delta I_s}{8 \times \Delta V_s \times q \times F_{dec}}$$

Les ondulations du courant de sortie sont déterminées en fonction d'un rapport cyclique relatif α' défini comme suit (**Figure 1-11** et **Figure 1-12**) :

$$[4] \quad \Delta I_s = \frac{V_e \times \alpha' \times (1 - \alpha')}{q \times L \times F_{dec}} \quad \text{pour } \forall i \in \{0, 1, \dots, q-1\}, \forall \alpha \in \left[\frac{i}{q}, \frac{i+1}{q} \right], \alpha' = q \cdot \alpha - i$$

1.3.2.3. Ondulations des courants

La **Figure 1-11** montre les formes d'onde des courants de phase et du courant de sortie pour une variation du rapport cyclique de 0 à 100%. Cet exemple est réalisé avec un convertisseur à 6 cellules utilisant des inductances indépendantes. Les formes d'ondes mettent en évidence les éléments suivants :

- La somme des courants de phases impose une fréquence de sortie à $q \cdot F_{dec}$, alors que les courants de phases restent à F_{dec} .
- L'ondulation du courant de sortie est q fois inférieure à l'ondulation des courants de phases avec une valeur moyenne q fois supérieure.
- Les résultats montrent qu'il existe $q-1$ valeurs du rapport cyclique pour lesquelles l'ondulation du courant de sortie s'annule, **Figure 1-12**.

L'effet de l'entrelacement des courants de chaque cellule peut être décrit par le rapport $\Delta I_s / \Delta I_{ph(max)}$. L'évolution de ce rapport en fonction du nombre de cellules en parallèle et de la valeur du rapport cyclique met en évidence la caractéristique suivante : l'augmentation du nombre de cellules mises en parallèle entraîne une réduction du rapport $\Delta I_s / \Delta I_{ph(max)}$.

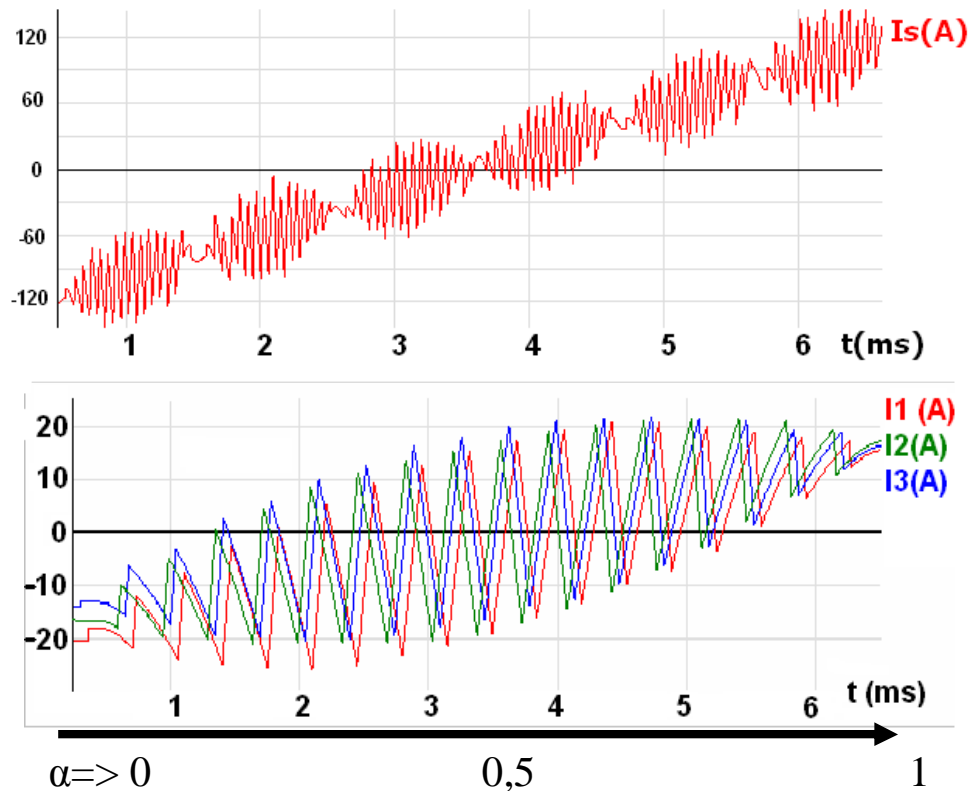


Figure 1-11: Forme d'onde des courants de phases et de sortie en fonction de α

De même, l'ondulation du courant de sortie (ΔI_s) est réduite avec l'augmentation du nombre de cellules, **Figure 1-12**. Cette réduction ΔI_s conduit évidemment à une réduction de la valeur efficace du courant ($I_s(\text{eff})$) et à une capacité de sortie (C_s) plus faible. Ce premier avantage aide à la réduction du volume du convertisseur pour une puissance donnée (augmentation de la densité de puissance). La réduction de $I_s(\text{eff})$ implique également une réduction des pertes dans le condensateur C_s .

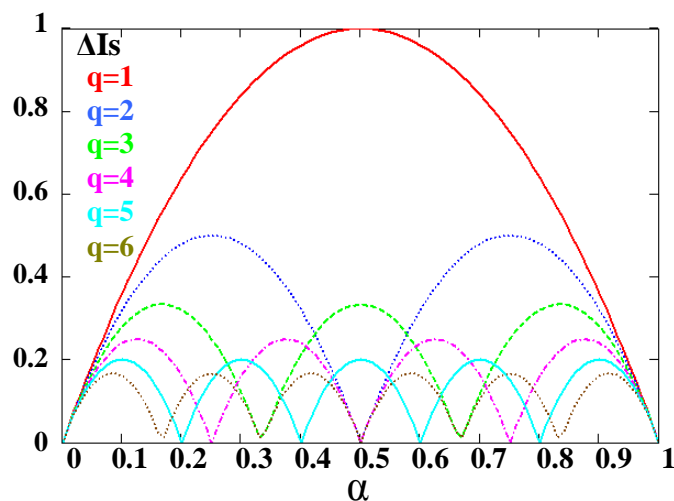


Figure 1-12: Amplitude d'ondulation du courant de sortie en fonction du nombre de cellules en parallèle

1.3.2.4. Etude dynamique des convertisseurs multicellulaires

Les **Figure 1-13** et **Figure 1-14** illustrent la réponse en boucle ouverte du convertisseur à un échelon de tension pour différents nombres de cellules. La comparaison est basée sur un échelon de consigne α . On considère comme hypothèse que la charge ne varie pas et que la fréquence de découpage est constante et identique quel que soit le nombre de cellules représenté.

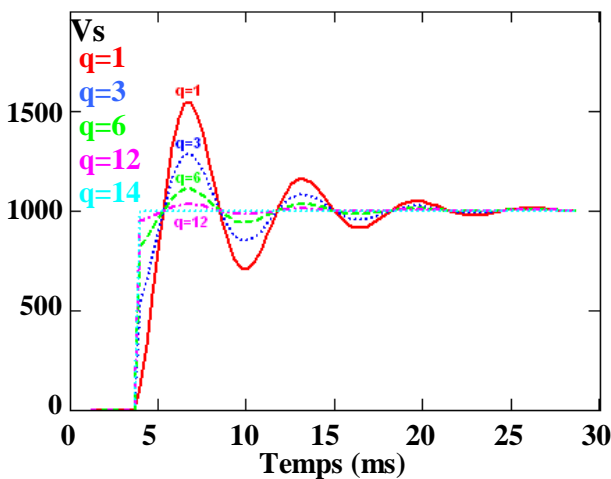


Figure 1-13: Réponse à un échelon de consigne

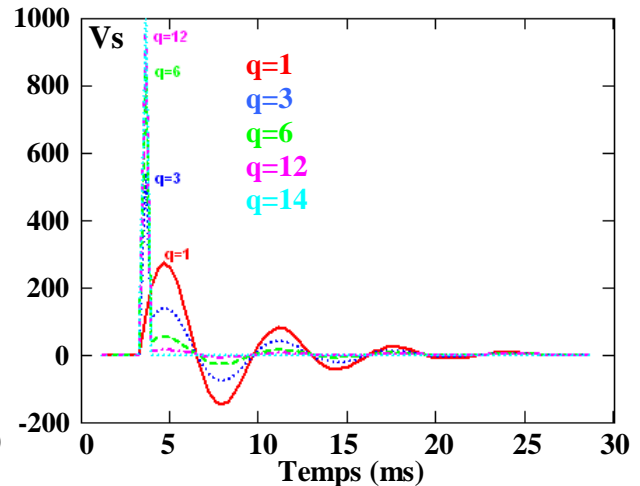


Figure 1-14: Réponse à une impulsion

Ces courbes mettent en évidence l'influence du nombre de cellules sur le temps de réponse du système. Plus le nombre de cellules est important, plus le système est réactif, c'est-à-dire avec un temps de réponse court et des oscillations plus faibles. Il apparaît clairement sur la **Figure 1-13** que la structure avec 12 cellules donne une réponse pratiquement égale à l'échelon de consigne alors que l'ondulation engendrée par le convertisseur à une cellule est très importante.

1.4. Similarité entre convertisseurs Buck et Boost multi-phases

Les convertisseurs Buck et Boost sont composés de la même topologie de circuits avec une transmission de la puissance dans un sens différent. L'entrée du Buck et la sortie du Boost sont les mêmes, **Figure 1-15**. Dans les deux cas, en entrée pour le Buck et en sortie pour le Boost, il apparaît un courant impulsionnel. Dans l'autre sens, la sortie du convertisseur Buck et l'entrée du Boost sont identiques également. Dans ces 2 cas, le courant est continu.

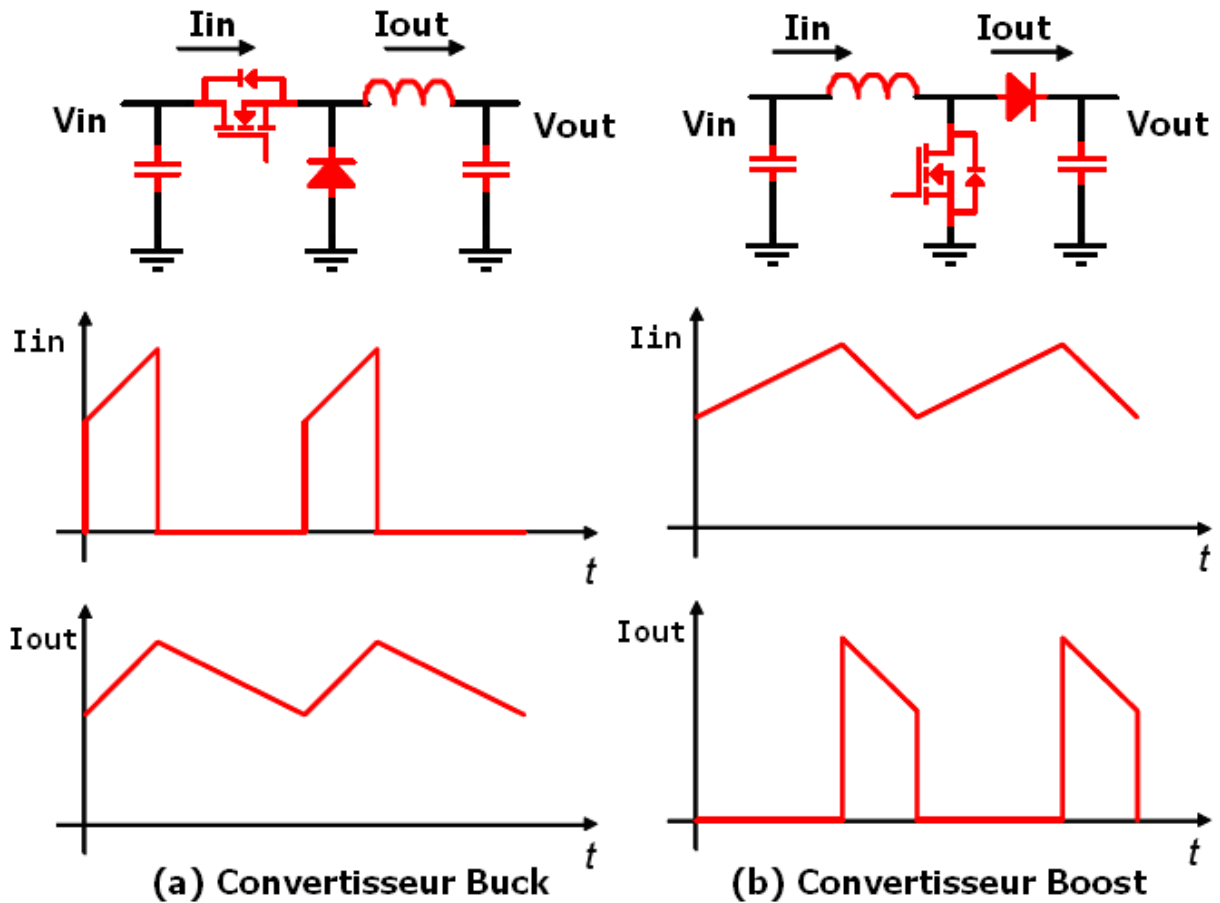


Figure 1-15: Comparaison des tensions et courants d'entrée et de sortie d'un convertisseur Buck et Boost

Puisque ces deux topologies sont similaires, l'impact d'un entrelacement est aussi très semblable, **Figure 1-16**. Le phénomène d'annulation de courant de sortie et d'entrée des convertisseurs multi-phases Buck existe également sur les convertisseurs Boost multi-phases. Etant donnée la similarité entre les deux structures multi-phases, il est possible d'étendre le Boost entrelacé à une application de type PFC. Les apports de l'entrelacement sur les convertisseurs Buck et Boost PFC sont donc les suivants :

- Amélioration de la densité de puissance ;
- Inductance plus faible et temps de réponse plus rapide ;
- Ondulation des courants de sortie faible -> réduction de la masse du filtrage de sortie ;
- Ondulation des courants d'entrée faible -> réduction de la masse du filtrage d'entrée ;
- Pertes thermiques réparties sur une plus grande surface (augmentation du nombre de composants).

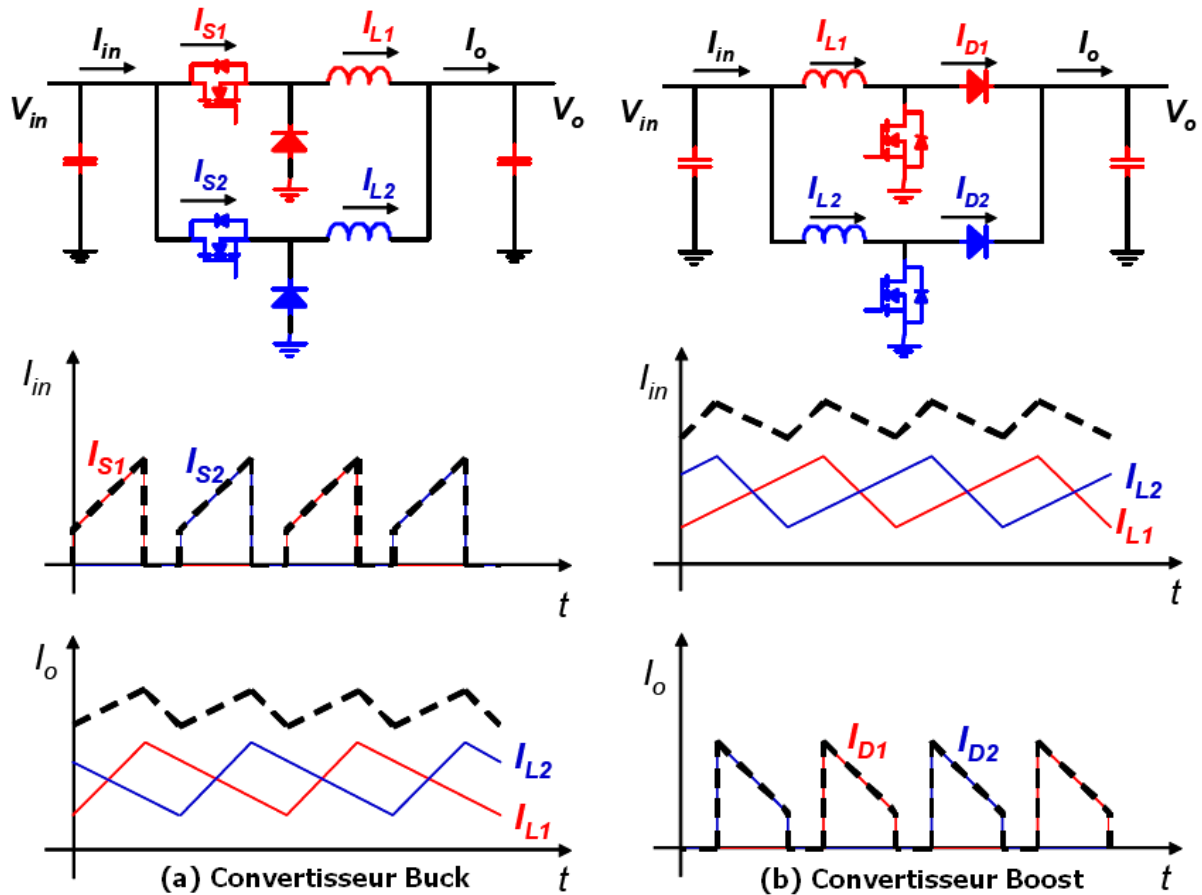


Figure 1-16: Comparaison des tensions et courants d'entrée et de sortie des convertisseurs Buck et Boost entrelacés à 2 phases

L'entrelacement réduit seulement les ondulations de courant en entrée et en sortie des convertisseurs, aussi bien dans le Buck que dans le Boost. Les similitudes entre ces deux types de structures impliquent une bidirectionnalité du convertisseur. Un onduleur triphasé entrelacé à inductances couplées est donc réversible et peut devenir un PFC triphasé entrelacé. Le concept d'inductances couplées peut aussi être introduit dans les convertisseurs Boost entrelacés. L'entrelacement des PFC est très présent dans les publications [Huber 2009], mais l'introduction des inductances couplées est encore très rare. Seules quelques publications introduisent un PFC à inductances couplées à seulement 2 phases, [Yang 2009]. De plus les inductances couplées sont principalement utilisées pour l'alimentation des CPU sur les cartes mères. Ce type d'application ne nécessite que l'utilisation du Buck. Ce type de filtrage est encore inexploité dans les convertisseurs Boost.

1.5. Structure de conversion triphasée

Dans beaucoup d'applications commerciales et industrielles, comme les alimentations alternatives de puissance à rendement élevé, l'UPS, etc... la puissance est distribuée par 3 phases au travers d'un système à 4 bras. Cela permet d'alimenter des charges arbitraires : non équilibrées et/ou équilibrées, linéaires ou non-linéaires. En électronique de puissance, plusieurs méthodes permettent de former le point neutre du réseau triphasé :

- En réalisant un diviseur de tension à condensateurs, le point milieu servira de neutre, **Figure 1-17** ;
- L'ajout d'un quatrième bras comme point neutre, **Figure 1-18** .

Avec un point milieu capacitif, l'onduleur triphasé est composé de trois bras d'onduleurs indépendants, et les condensateurs du pont gèrent directement les courants de neutre. Par conséquent, d'importantes valeurs de capacité sont exigées pour assurer un potentiel de neutre stable. En fonctionnement déséquilibré, ce potentiel doit être surveillé et régulé. En revanche, l'onduleur triphasé 4 bras a plus de flexibilité de commande, car deux semi-conducteurs de puissance supplémentaires doublent le nombre d'états de sortie de l'onduleur. On passe de $8(=2^3)$ à $16(=2^4)$ états possibles. Cette augmentation du nombre d'état améliore la qualité des signaux de sortie.

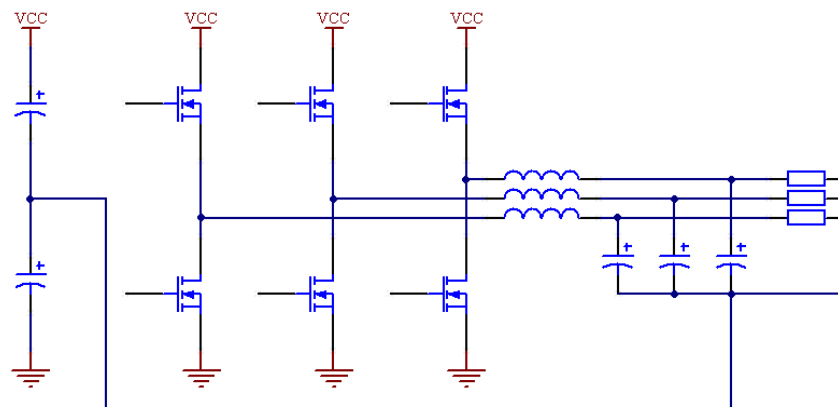


Figure 1-17: Onduleur de tension triphasé avec neutre réalisé par un diviseur de tension capacitif

Les prototypes triphasés réalisés dans cette thèse incluent un quatrième bras pour la reconstruction du neutre. Les onduleurs embarqués dans les avions ont pour contrainte de fonctionner en déséquilibré, le quatrième bras est donc indispensable.

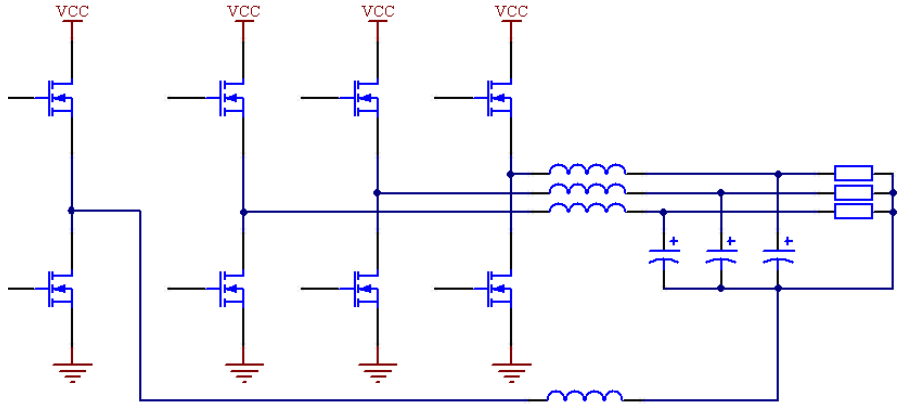


Figure 1-18: Onduleur de tension triphasé 4 bras

Cette structure présente un autre avantage, la réversibilité. Le redresseur MLI est très intéressant, car il permet le contrôle du facteur de puissance (PFC) et la régulation de la tension de sortie. Le principe de fonctionnement d'un redresseur à commande MLI est le même qu'un hacheur élévateur. En effet, la tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée. La tension de sortie doit être corrigée en fonction de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence U_c^* . La sortie du régulateur produit les ordres de commande pour les transistors du redresseur. Le schéma d'un redresseur MLI triphasé est présenté Figure 1-19.

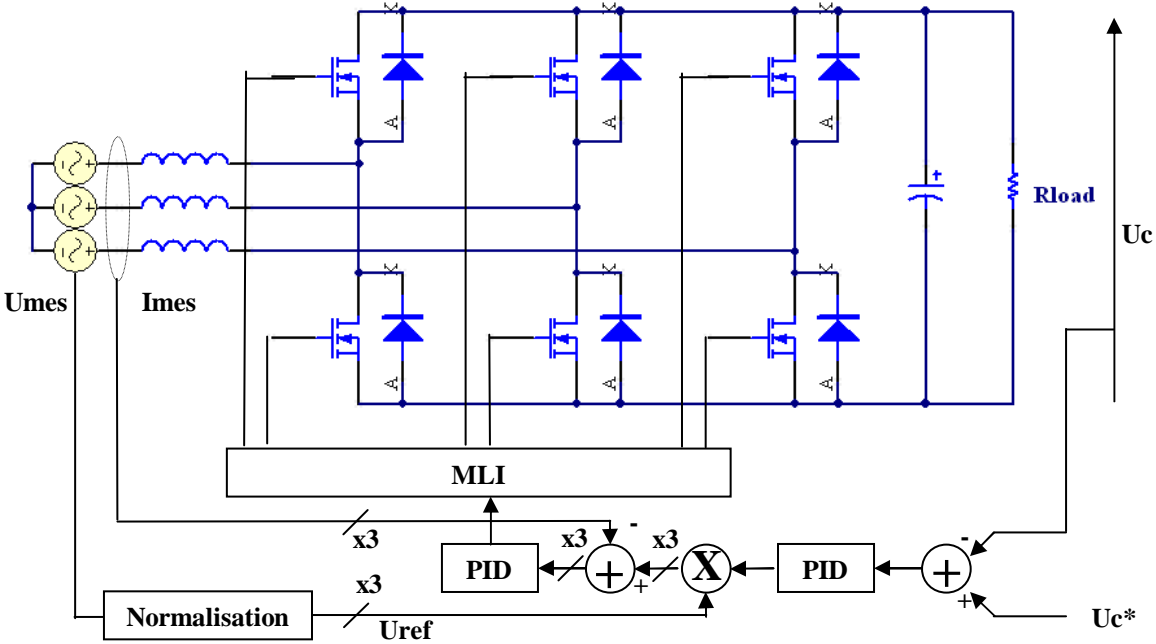


Figure 1-19: Redresseur MLI triphasé PFC

1.6. Conclusion

Nous avons vu dans ce Chapitre 1 que le choix de la topologie du convertisseur a des conséquences significatives sur les performances. Pour un onduleur triphasé, dans l'objectif de l'intégration de puissance, les convertisseurs parallèles entrelacés à inductances indépendantes diminuent la valeur de la capacité de sortie. Ils impliquent aussi une augmentation des performances dynamiques du système par rapport à la solution classique. Une comparaison entre convertisseur DC/AC et AC/DC a démontré que l'entrelacement n'empêche pas la réversibilité. L'inconvénient majeur de cette méthode est l'existence de très fortes ondulations du courant dans chaque cellule. Il est possible de réduire ces ondulations et d'améliorer les performances grâce à l'utilisation de coupleurs magnétiques. Le Chapitre 2 présente l'utilisation de coupleur magnétique sous plusieurs formes. Ces coupleurs mènent à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs de puissance et des pertes cuivre et donc à une amélioration du rendement du convertisseur. Ils assurent de même les bonnes performances dynamiques montrées dans ce Chapitre 1. En revanche, le fait de coupler les phases entre elles impose un lien indissociable nuisible au fonctionnement de la structure en cas de dysfonctionnement. Des solutions existent et sont présentées dans le Chapitre 3.

Chapitre 2. Structures de conversions parallèles

Sommaire :

2.1.	Introduction	44
2.2.	Couplage magnétique (filtre de sortie).....	47
2.2.1.	Méthode d'analyse temporelle	47
2.2.2.	Méthode d'analyse fréquentielle	49
2.2.3.	Alimentation permutée [Costan 2008]	57
2.3.	Couplage par transformateur	61
2.3.1.	Montage matrice complète.....	63
2.3.2.	Montage cascade cyclique (Chaîne fermée)	64
2.3.3.	Conclusion partielle et analyse des montages précédents	65
2.3.4.	Détermination des courants et flux de phases.....	66
2.3.5.	Pertes fer dans les transformateurs de couplage	69
2.4.	Couplage monolithique	77
2.4.1.	Généralités	78
2.4.2.	Topologies connues	80
2.4.3.	Topologies à noyaux standard.....	84
2.5.	Topologies monolithiques circulaires planars	85
2.5.1.	Choix de la forme de la structure	86
2.5.2.	Dimensionnement de la structure.....	88
2.5.3.	Dimensionnement et prise en compte des pertes cuivre.....	90
2.5.4.	Optimum de cellules.....	91
2.5.5.	Réalisation du coupleur	93
2.5.6.	Analyse temporelle et fréquentielle du coupleur planar.....	95
2.5.7.	Caractéristiques et masse du coupleur monolithique planar.....	97
2.6.	Analyse des pertes dans les convertisseurs multicellulaires parallèles.....	98
2.7.	Conclusion.....	101

2.1. Introduction

Le Chapitre 1 montre que les convertisseurs multicellulaires peuvent réduire de manière significative la masse des filtres et accroître leur efficacité. L'association de q cellules identiques, fournissant des tensions régulièrement déphasées, permet l'augmentation apparente de la fréquence de fonctionnement dans le rapport q . A ceci peut éventuellement s'ajouter un accroissement des performances dynamiques. Rappelons que dans de tels systèmes, les q tensions délivrées par chacune des q cellules constituent un système de tensions équilibré non sinusoïdal (tensions de même fréquence fondamentale, de même contenu harmonique et déphasées de $2\pi/q$). Dans ce premier mode d'entrelacement, l'accroissement de fréquence concerne le condensateur de sortie et le filtre d'entrée, l'ondulation de courant dans chaque cellule restant à la fréquence de découpage F_{dec} .

Malgré ces avantages, certains problèmes entravent les performances et le rendement. Notamment, les formes d'ondes des courants de phases imposent des valeurs d'inductances importantes et limitent le temps de réponse. Ces principaux inconvénients peuvent être surmontés en utilisant des inductances couplées, **Figure 2-1**. Ces couplages peuvent être réalisés:

- Par des transformateurs de couplage ;
- Par des enroulements sur un même noyau magnétique, « couplage monolithique ».

Quelle que soit la solution choisie, de nombreux noyaux de formes diverses peuvent être utilisés. En comparaison avec une structure traditionnelle à inductances indépendantes, ces circuits magnétiques, utilisés de manière adéquate, peuvent permettre une diminution importante de la masse des circuits magnétiques ainsi que des pertes.

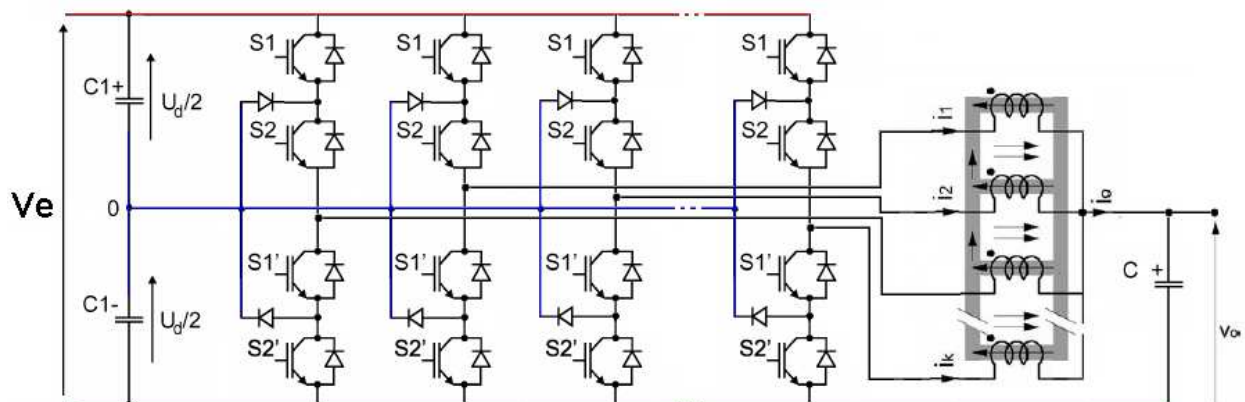


Figure 2-1: Exemple d'inductances couplées sur un convertisseur entrelacé multi-niveaux NPC

La première solution présentée dans ce chapitre est un convertisseur à transformateur de couplage. Elle est basée sur de simples transformateurs à deux enroulements permettant un transfert d'énergie entre phases, **Figure 2-2**. Ces différentes phases sont reliées par des transformateurs séparés qui sont réalisés avec des noyaux standards, comme des tores en ferrite.

Il existe de nombreuses structures de couplage par transformateur. La plus connue est le montage dit en cascade cyclique, **Figure 2-2**. Cette structure permet une bonne performance en termes de filtrage pour un nombre réduit de transformateurs, [Bouhalli 2009].

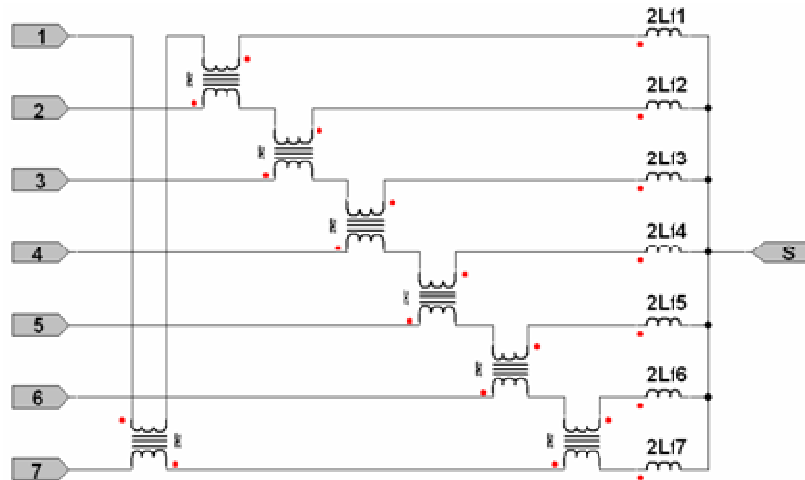


Figure 2-2: Montage cascade cyclique avec les inductances de fuites

Dans la suite du chapitre est présenté le coupleur monolithique, c'est à dire utilisant un seul noyau magnétique, **Figure 2-3**. Il s'agit d'un circuit magnétique comportant q colonnes sur lesquelles sont placés q bobinages identiques à n spires.

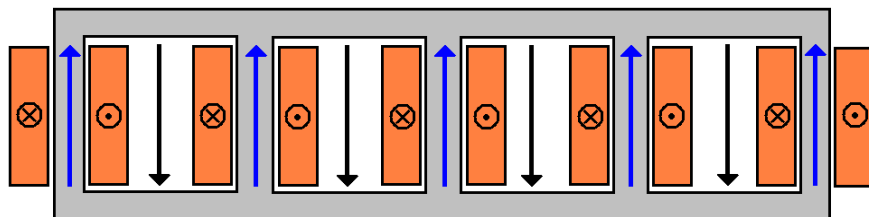
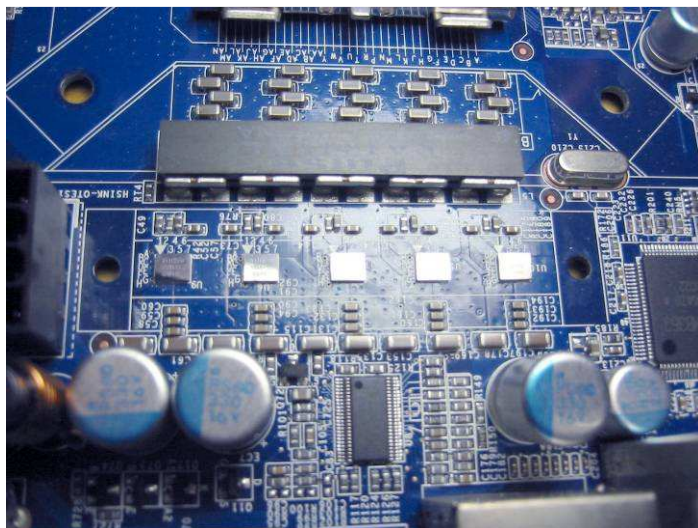


Figure 2-3: Exemple d'inductances couplées à structure monolithique

Ces transformateurs monolithiques peuvent être réalisés avec des noyaux magnétiques standards (U et I). Chaque bobinage est raccordé par une des deux bornes à la sortie d'une des cellules de commutation. L'autre borne est raccordée au point commun du transformateur, **Figure 2-1**. Ce raccordement est fait de telle sorte que tous les bobinages génèrent des flux dans le même sens. La tension aux bornes des bobinages est imposée par la cellule de

commutation. D'après la loi de Faraday, le flux généré par chaque enroulement est imposé par la différence de tension aux bornes des bobinages, la structure du noyau et le nombre de spires. La somme des flux imposés par chaque bobinage est théoriquement nulle, les flux de fuites et les flux conséquents des imperfections (voir chapitre 1.3.2.1) ne peuvent pas se reboucler à travers le noyau magnétique. Ils se referment essentiellement dans les zones d'air autour des bobinages, flèches noires **Figure 2-3**.

Dans l'industrie, les coupleurs magnétiques commencent à voir le jour grâce aux applications informatiques. Les microprocesseurs consomment de plus en plus de puissance et possèdent des besoins énergétiques très irréguliers. Le courant consommé par le microprocesseur peut passer de pleine charge à une charge nulle dans un temps de l'ordre de la nanoseconde. Le système d'alimentation doit fournir rapidement le courant nécessaire à la charge ou l'annuler en gardant une variation de la tension du bus de sortie dans une fourchette définie par le constructeur du microprocesseur. La **Figure 2-4** montre un exemple de carte mère (ABIT AB9 QuadGT) qui intègre un VRM à 5 phases couplées pour alimenter les microprocesseurs "Intel Core 2 Duo". Un exemple de coupleur monolithique de chez *Vitec Electronics Corporation* est présenté. Il existe en 2, 3, 4 et 5 phases. Il s'agit d'une structure dite en échelle, **Figure 2-3**. Un tableau des valeurs des inductances montre que sur les bords du circuit magnétique, les valeurs des inductances sont plus faibles qu'au centre. Ce problème trouve de nombreuses solutions, elles sont présentées dans la suite du chapitre (paragraphe 2.4).



L (1-2)	L (3-4)	L (5-6)	L (7-8)	L (9-10)
nH	nH	nH	nH	nH
MIN	MIN	MIN	MIN	MIN
330	330	-	-	-
360	440	360	-	-
360	440	440	360	-
360	440	440	440	360

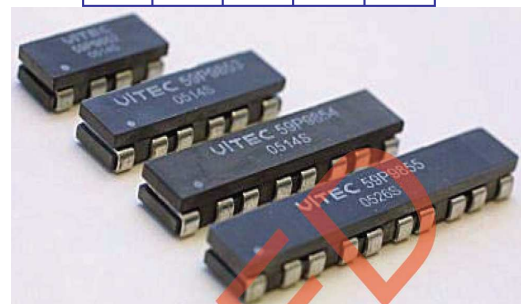


Figure 2-4: Carte mère ABIT AB9 QuadGT pour microprocesseur "Intel Core 2 Duo". Possède un VRM à cinq phases parallèles entrelacées couplées magnétiquement. Exemple de coupleur monolithique de chez *Vitec Electronics Corporation*.

La plupart des travaux réalisés sur les couplages magnétiques sont basés sur des coupleurs monolithiques composés de M branches magnétiques en parallèle. Ces composants permettent de transférer de l'énergie entre chacune des phases, mais il n'existe aucun noyau magnétique standard dédié à ces applications. Il est important de remarquer que les structures monolithiques ou à transformateurs mènent aux mêmes résultats. D'un côté, le couplage est purement magnétique, le mélange des flux s'opère dans le circuit magnétique. Dans le second cas, les couplages passent par des liaisons électriques.

2.2. Couplage magnétique (filtre de sortie)

2.2.1. Méthode d'analyse temporelle

Une inductance est conçue pour réduire l'ondulation de courant à haute fréquence générée dans les convertisseurs de puissance. Par conséquent, le filtrage est d'autant plus efficace que l'inductance a une valeur élevée. L'inconvénient est qu'un courant continu ou alternatif basse fréquence traverse également les inductances de filtrage. Ces composantes continues ou alternatives BF transportent la puissance du convertisseur. Cependant, ces composantes basses fréquences influencent énormément l'énergie emmagasinée par les inductances de filtrage, $W = \frac{1}{2}Li^2$, car ces courants basses fréquences représentent une grande quantité du courant total. Des inductances de faible volume peuvent alors être réalisées en réduisant la valeur des inductances. Ces deux éléments conduisent à des conclusions contraires. Le premier consiste à utiliser un matériau à haute perméabilité, tandis que le second implique un matériau à faible perméabilité qui donne une inductance plus petite offrant une réduction de la taille, mais aussi un rendement de filtrage plus mauvais. On peut remarquer que pour une inductance classique, il s'agit d'un compromis entre ces deux limites. Par conséquent, l'idée principale est de concevoir un dispositif magnétique qui offre deux chemins magnétiques possibles, l'un avec une faible perméabilité pour les composantes DC ou AC basse fréquence et l'autre avec une perméabilité élevée pour filtrer les harmoniques engendrés par les commutations de semi-conducteurs. C'est le principe de base des inductances couplées.

Prenons comme exemple la structure en échelle présentée à la **Figure 2-5**. Chaque bras de la structure magnétique porte un enroulement relié à chacune des phases du convertisseur. Les flux continus dans les quatre bras du noyau sont compensés du fait même de la structure magnétique, si les composantes continues des courants dans les quatre enroulements sont égales.

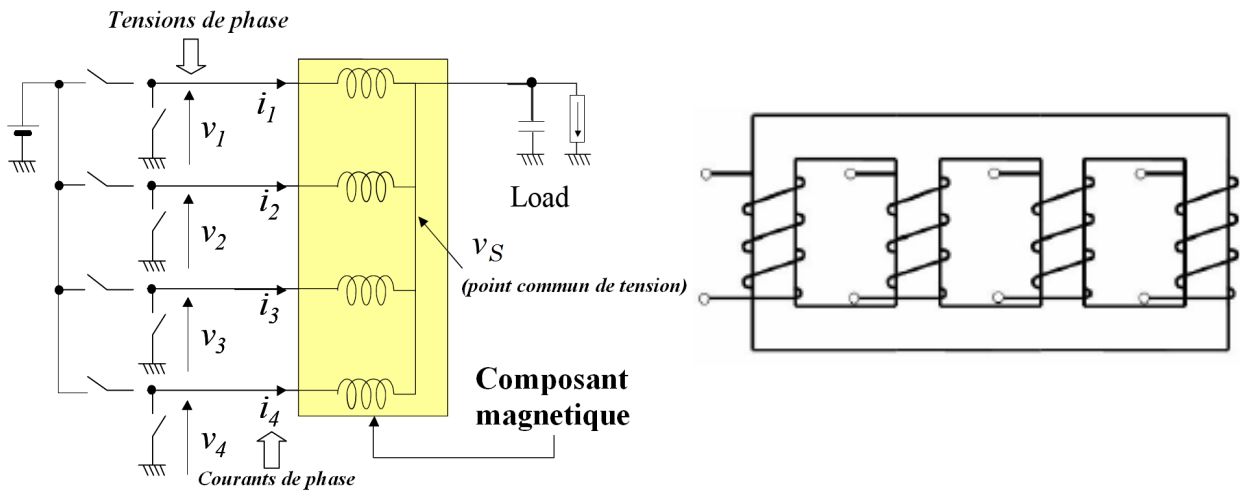


Figure 2-5: Intégration d'un composant magnétique dans un Buck entrelacé, [Zumel 2003]

Les équations régies par ce type de filtrage peuvent être décrites de la manière matricielle suivante :

$$[5] \quad [Vis] = [Vi] - [Vs] = ([M] + [I].Lf) \frac{d}{dt} [Ii]$$

$$\text{Avec } M = \begin{bmatrix} L & -M12 & -M13 & -M14 \\ -M21 & L & -M23 & -M24 \\ -M31 & -M32 & L & -M34 \\ -M41 & -M42 & -M43 & L \end{bmatrix} \text{ et } I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ matrice identité}$$

Dans cette équation, généralisable à un convertisseur à N cellules, le système matriciel est inversible. Le courant [Ii] dans chacune des phases devient :

$$[6] \quad [Ii] = ([M] + [I].Lf)^{-1} \int [Vis] dt$$

Ce convertisseur est parfaitement symétrique et il en est de même pour la matrice M. L'inductance de fuite Lf du circuit de filtrage est représentée dans l'équation par une matrice identité venant s'ajouter aux inductances magnétisantes. Sans cette inductance de fuite, l'équation ne serait pas inversible, du fait du déterminant nul imposé par la matrice de mutuelles. Il en résulterait qu'il n'y a pas le moindre filtrage et que le courant diverge. Pour que le filtre fonctionne avec un minimum de pertes, Lf doit être très inférieure à L, mais de

valeur suffisamment importante pour minimiser l'ondulation de courant. Cependant la valeur de L_f reste très faible par comparaison avec un filtrage à inductances indépendantes. Les ondulations de courants dans chaque enroulement sont en effet de valeurs nettement plus faibles du fait du couplage.

2.2.2. Méthode d'analyse fréquentielle

Nous savons à présent que les convertisseurs entrelacés réduisent l'amplitude d'ondulation des courants par rapport à une solution classique de filtrage. En revanche, il n'est pas trivial de comprendre le comportement en fréquence d'un tel filtrage. Etudier les états stationnaires et transitoires du fonctionnement du transformateur couplé au sein d'une même structure de conversion nécessite l'aide d'outils d'analyses appropriés. L'objectif principal de ces outils est la réduction du nombre d'équations couplées imposé par la structure des transformateurs de couplage.

Les q tensions PWM délivrées par les cellules de commutation, à la fréquence f_{dec} , constituent un système de tensions q -phasé, équilibré, non sinusoïdal. Ces q tensions appliquées au système imposent des courants qui peuvent être décomposés en plusieurs composantes [Park 1997] :

- une composante continue ;
- des composantes sinusoïdales de mode commun ;
- des composantes sinusoïdales de mode différentiel.

Les composantes de mode commun sont liées aux harmoniques de tension PWM de rang q et multiples de q , soit pour des courants de fréquence fondamentale à $q \cdot F_{dec}$. Les composantes de mode différentiel sont liées à l'ensemble des autres harmoniques, comme les fréquences à F_{dec} ou multiples de F_{dec} qui ne sont pas totalement filtrées.

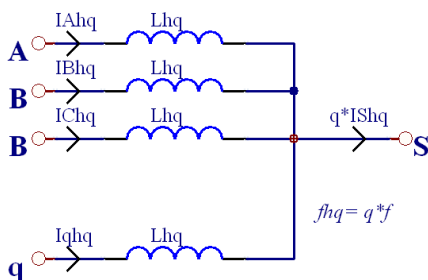


Figure 2-6: Schéma équivalent du coupleur (ordre q) [Sarraute 2006].

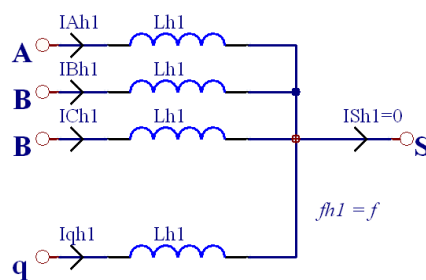


Figure 2-7: Schéma équivalent du coupleur (ordre 1) [Sarraute 2006].

Pour chacun des régimes de fonctionnement harmonique, on peut déterminer l'inductance harmonique équivalente du coupleur. Les **Figure 2-6** et **Figure 2-7** montrent les circuits équivalents obtenus pour deux systèmes d'alimentation, pour les harmoniques d'ordre 1 et q . L'inductance L_{hq} conditionne l'ondulation des courants de mode commun à la fréquence $q \cdot F_{dec}$ tandis que l'inductance L_{h1} conditionne celle des courants de mode différentiel à la fréquence F_{dec} et multiple de F_{dec} . Ces deux inductances représentent donc deux paramètres intéressants, caractéristiques du fonctionnement du coupleur.

La matrice d'inductances et de mutuelles du transformateur peut être exprimée comme la matrice **Figure 2-8**. Une transformation proposée conduit à une matrice diagonale beaucoup plus simple [Labouré 2008]. **Chaque élément diagonal de la matrice conduit à une valeur d'inductance harmonique. Elles représentent les inductances indépendantes équivalentes de la structure de filtrage pour un harmonique multiple de la fréquence de découpage.** Les formules sont données plus en détail dans l'annexe B.

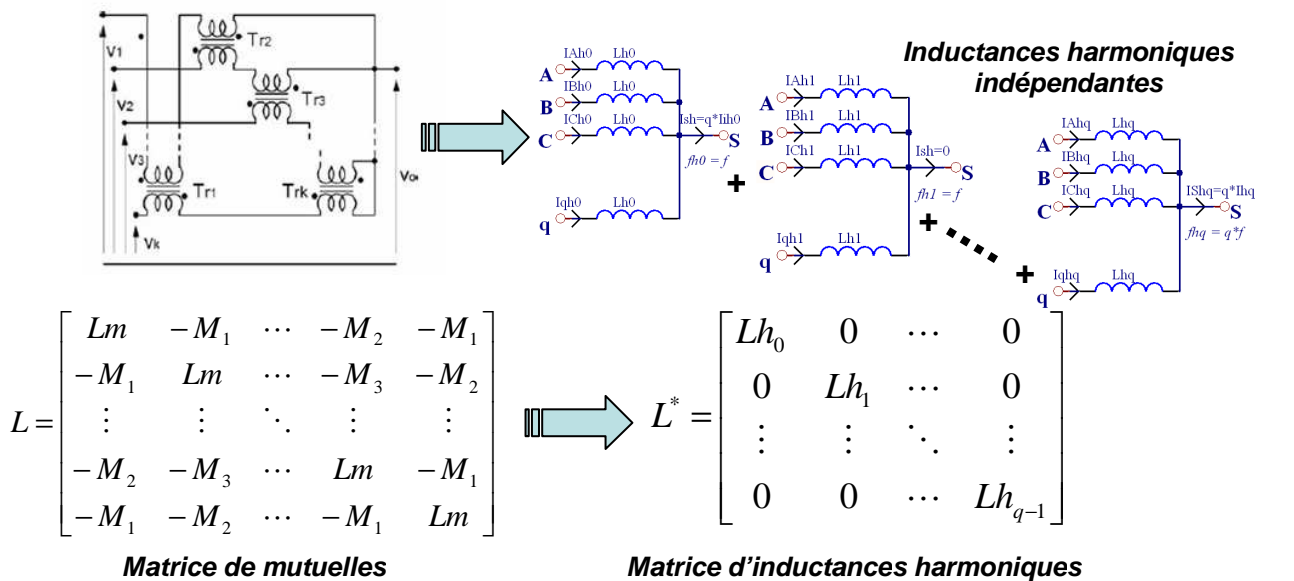
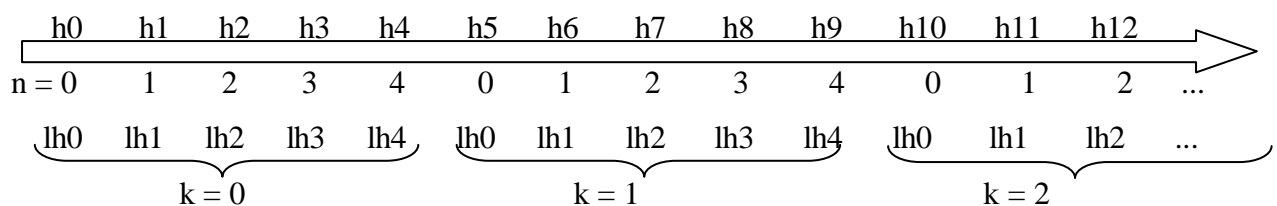


Figure 2-8: Transformation de la matrice de mutuelles en matrice d'inductances harmoniques

Chaque vecteur est réduit à une simple valeur, et est associé à n'importe quel harmonique par $h = k \cdot q + n$, avec k une valeur positive représentant les multiples de q fois l'harmonique fondamental et $n = (0, 1, \dots, q-1)$ pour la position dans la matrice.



Les inductances harmoniques peuvent donc être représentées sur l'ensemble du spectre harmonique comme sur la **Figure 2-9**.

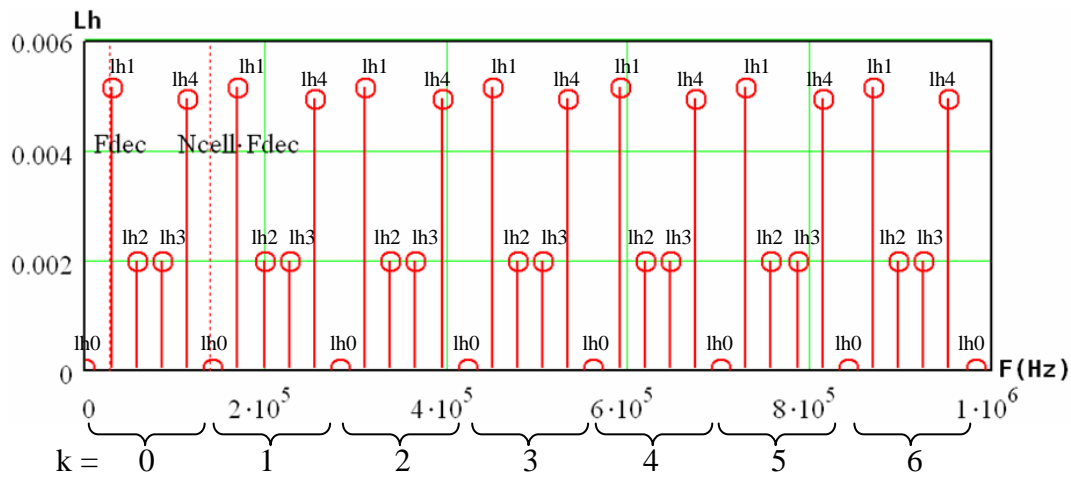


Figure 2-9: Représentation de la valeur des inductances harmoniques en fonction de la fréquence

Les valeurs des inductances sont calculées par les formules en équation [7]. Avec $\alpha = 2\pi/q$ et $n = q/2$ quand q est pair et $q/2-1$ quand q est impair.

$$Lh_0 = L_m - 2 \times M_1 - \dots - 2 \times M_n$$

$$Lh_1 = L_m - 2 \times \cos(\alpha) \times M_1 - \dots - 2 \times \cos(n\alpha) \times M_n$$

[7] \vdots

$$Lh_{q-1} = L_m - 2 \times \cos((q-1)\alpha) \times M_1 - \dots - 2 \times \cos(n(q-1)\alpha) \times M_n$$

L'analyse est maintenant très simple, Lh_0 a une très faible valeur, image de l'inductance de fuite du circuit magnétique, soit l'inductance magnétisante moins les mutuelles inductances. Quand aux Lhn (avec $n \in 1, \dots, q-1$), elles sont beaucoup plus importantes et dépendent des caractéristiques du circuit magnétique. **La composante continue, ainsi que les composantes aux harmoniques $q.h$ dépendent de Lh_0 .** Les autres harmoniques dépendent des différents Lhn , qui ont une bien meilleure efficacité de filtrage. La **Figure 2-10** montre la réponse spectrale du coupleur magnétique pour une fréquence de découpage donnée. Les inductances des enroulements varient selon l'harmonique et sont essentiellement composées de la composante DC ainsi que des harmoniques de rang $k \times q \times f$. Cette occupation spectrale se déplace dans le spectre fréquentiel selon l'axe donné par la flèche bleue dans la **Figure 2-10** en fonction de la fréquence de découpage imposée. La variation des amplitudes de filtrage, donnée par la flèche marron sur la **Figure 2-10**, est représentative de la différence entre $Lhn(max)$ et Lh_0 . Nous avons intérêt à ce que

cette différence soit la plus importante possible. Le ratio $Lhn(max) / Lh0$ est un critère de qualité pour le filtrage, assurant une disparition de la fréquence de découpage dans les courants de phases, **Figure 2-12** et **Figure 2-13**.

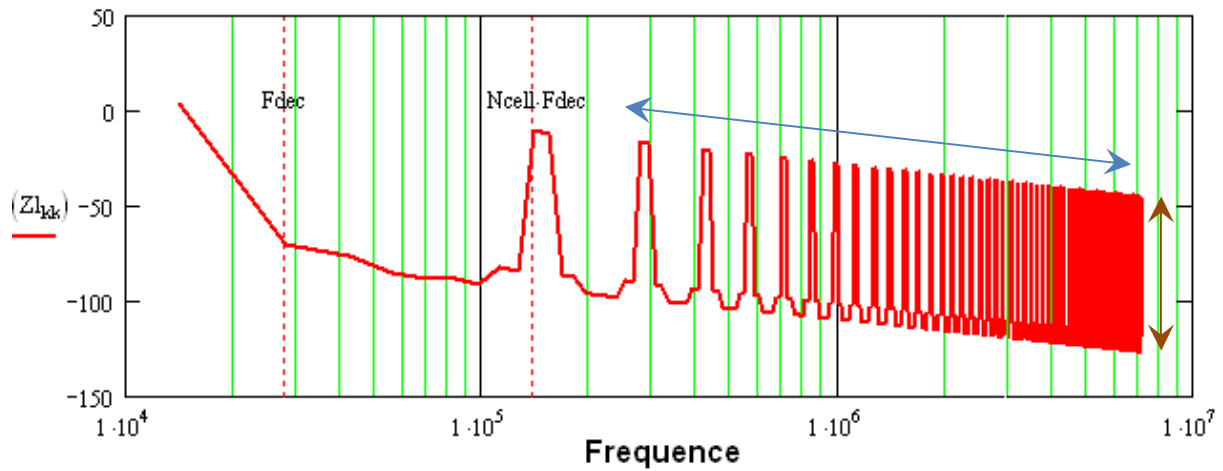


Figure 2-10: Impédances appliquées aux courants de phases

Considérons la tension carrée **Figure 2-11**, imposée par le convertisseur et déphasée sur chaque enroulement. La fréquence de découpage est de 28kHz. Le convertisseur entrelacé est connecté à des transformateurs couplés à 6 cellules. Supposons que la fréquence de découpage soit très supérieure à la fréquence de la porteuse sinusoïdale. La tension de sortie peut alors être considérée comme constante sur une période de découpage. Dans l'optique d'une évaluation en condition réelle, les signaux carrés provenant du convertisseur sont perturbés et contiennent d'importants dépassements lors des phases de commutations.

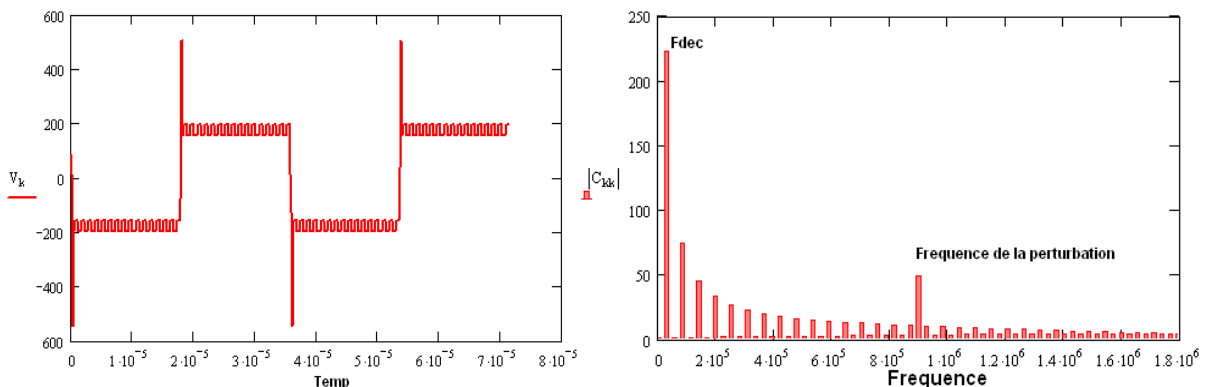


Figure 2-11: Représentation temporelle et spectre de la tension imposée aux enroulements d'un coupleur magnétique (monolithique planar paragraphe 2.5)

Comme il apparaît dans la **Figure 2-12**, les courants dans les enroulements sont essentiellement composés des harmoniques de rang $k \times q \times f$.

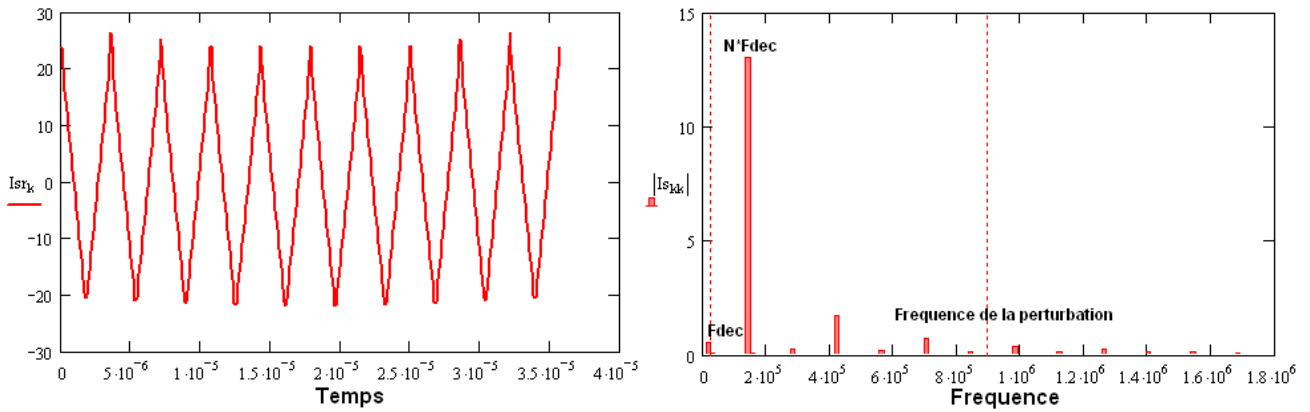


Figure 2-12: Courant de phase dans un coupleur monolithique planar avec un ratio $Lh1/L0(4\mu H)$ de 500

Il est intéressant d'observer l'impact du ratio inductance de fuite sur inductances magnétisantes. Il semble évident que plus la valeur de l'inductance $Lh0$ sera forte, plus les ondulations de courant seront faibles et le temps de réponse important. Les valeurs des inductances Lhn (avec $n \in 1, \dots, q-1$) représentent le couplage entre les différentes phases du convertisseur, mais n'ont aucun impact sur les ondulations de courant. Ceci reste vrai uniquement si le ratio $Lh1/Lh0$ est très grand, soit de quelques centaines. La **Figure 2-13** donne un exemple de l'impact d'un ratio faible. Une composante à la fréquence de découpage apparaît sur le spectre du courant. Cet harmonique crée une ondulation de courant supplémentaire de 50%. Ceci va impliquer plus de pertes semi-conducteurs, plus de pertes cuivre et une élévation des amplitudes des flux dans les circuits magnétiques, donc une augmentation des pertes fer. Ce ratio montre l'importance du choix du circuit magnétique. L'inductance de fuite doit pouvoir être maîtrisée et l'inductance magnétisante doit être la plus forte possible.

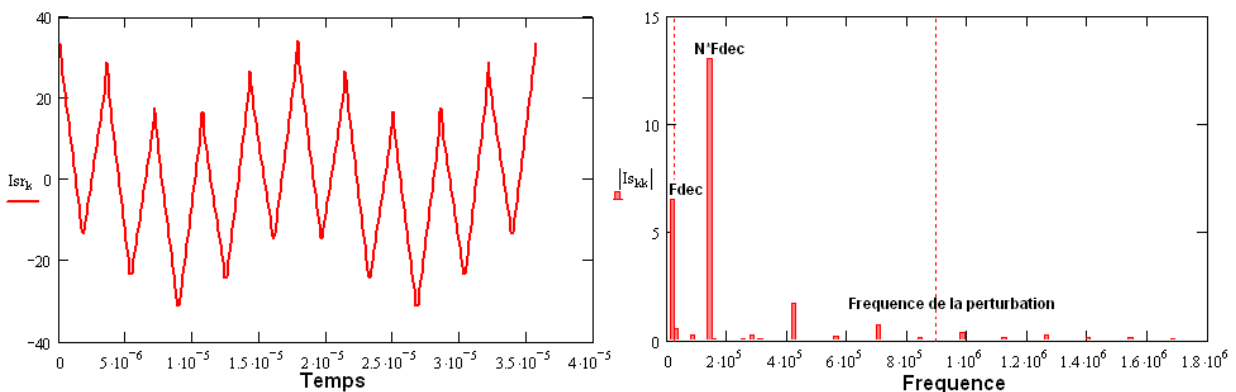


Figure 2-13: Courant de phase dans le coupleur monolithique planar avec un ratio $Lh1 / L0(4\mu H)$ de 50

Nous avons vu que le filtrage des tensions carrées imposées par les cellules de commutation ne filtre pas de la même façon tous les harmoniques. Les harmoniques de rang $k \times q \times f$ sont légèrement filtrés, alors que les autres sont presque éliminés. De plus lorsque le rapport cyclique varie, **il existe une variation des amplitudes d'ondulation avec annulation de ces amplitudes pour q-1 valeurs de α compris dans] 0, 100% [**, **Figure 2-14**. Cette variation est à prendre en compte dans le développement de convertisseurs DC/DC. Le choix du nombre de cellules a une importance cruciale sur l'amplitude du courant de sortie et donc sur les capacités de filtrage. La **Figure 2-15** montre les différentes amplitudes d'harmoniques des tensions carrées en fonction du rapport cyclique sous forme de périodogramme. **Les amplitudes des courants de phases correspondent aux amplitudes des harmoniques de rang q de la tension PWM pour les mêmes valeurs de rapport cyclique.**

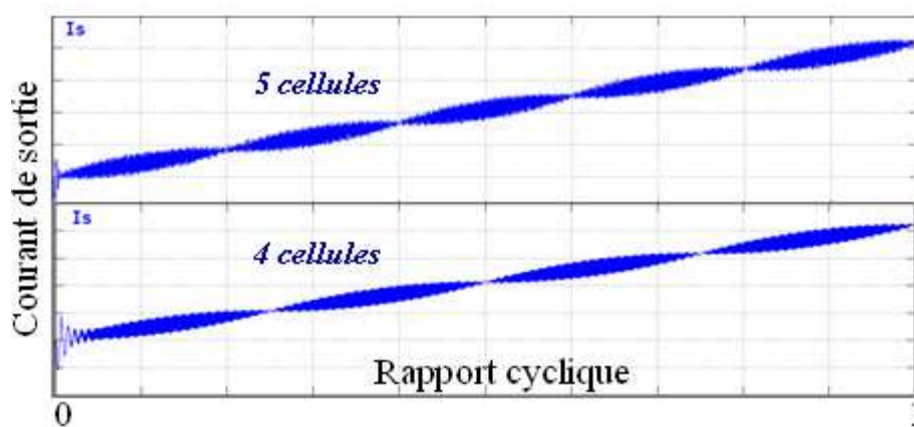


Figure 2-14: Variation des ondulations du courant I_s en fonction du rapport cyclique pour 4 et 5 cellules

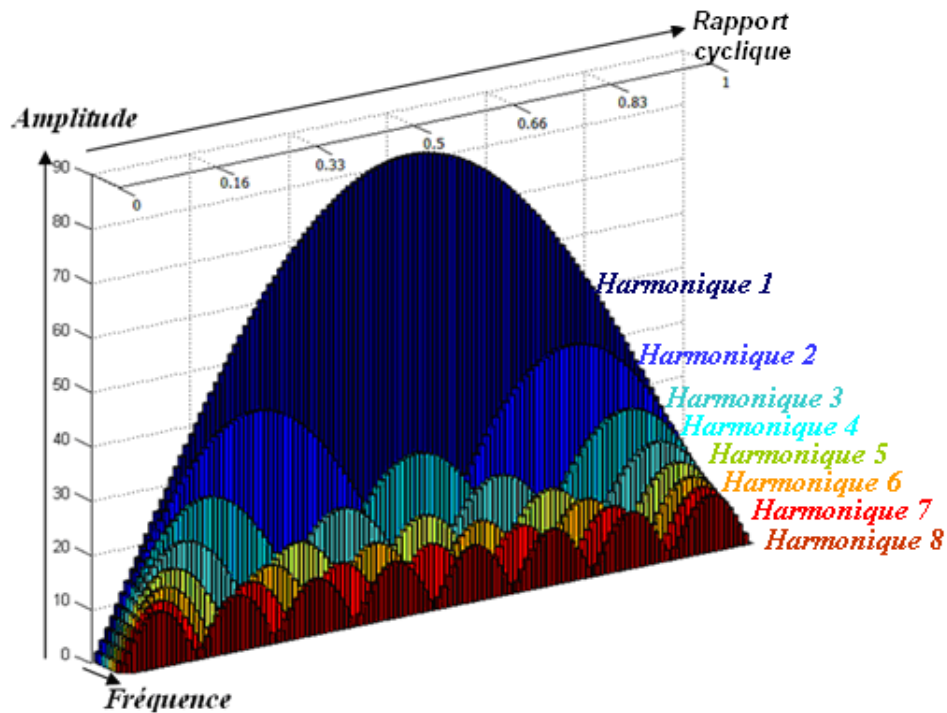


Figure 2-15: Périodogramme des harmoniques des tensions de PWM en fonction du rapport cyclique. L'axe de fréquence présente les différents harmoniques de h1 à h8. La forme particulière de ces harmoniques de tensions explique l'allure des courants de phases **Figure 2-14**, à l'image des harmoniques de tensions 4 et 5. Ces harmoniques sont très peu filtrés par l'inductance harmonique de valeur faible $Lh0$

Au rapport des inductances près, les courants sont directement proportionnels à ces valeurs d'harmoniques. L'harmonique 1 est le plus grand, il est maximal pour un rapport cyclique de 0,5. Il s'agit de l'harmonique fondamental filtré par une structure à inductances indépendantes. Les harmoniques suivants ont des caractéristiques particulièrement intéressantes. Ils contiennent un nombre de maxima égal au rang de l'harmonique ainsi qu'un nombre de minima égal au rang plus un. L'utilisation des inductances couplées permet de filtrer ces harmoniques.

Nous pouvons extraire plusieurs informations de cette figure :

1. L'harmonique d'ondulation principale des courants dépend de l'inductance harmonique $q \times f$. Donc, plus le nombre de phases du convertisseur est grand, plus les amplitudes des ondulations de courants sont faibles.
2. De plus, l'harmonique principale des courants se trouve périodisée en fonction du rapport cyclique (alpha), comme on peut le voir sur la **Figure 2-16**. Le courant s'annule complètement pour $q-1$ valeurs du rapport cyclique. Dans le cas d'un convertisseur DC/DC, ce phénomène est à prendre en compte. En choisissant un

nombre de cellules approprié en fonction du rapport V_s/V_e , on a une influence sur l'ondulation de sortie. En effet cela permet un gain en rendement important ainsi qu'un gain en volume.

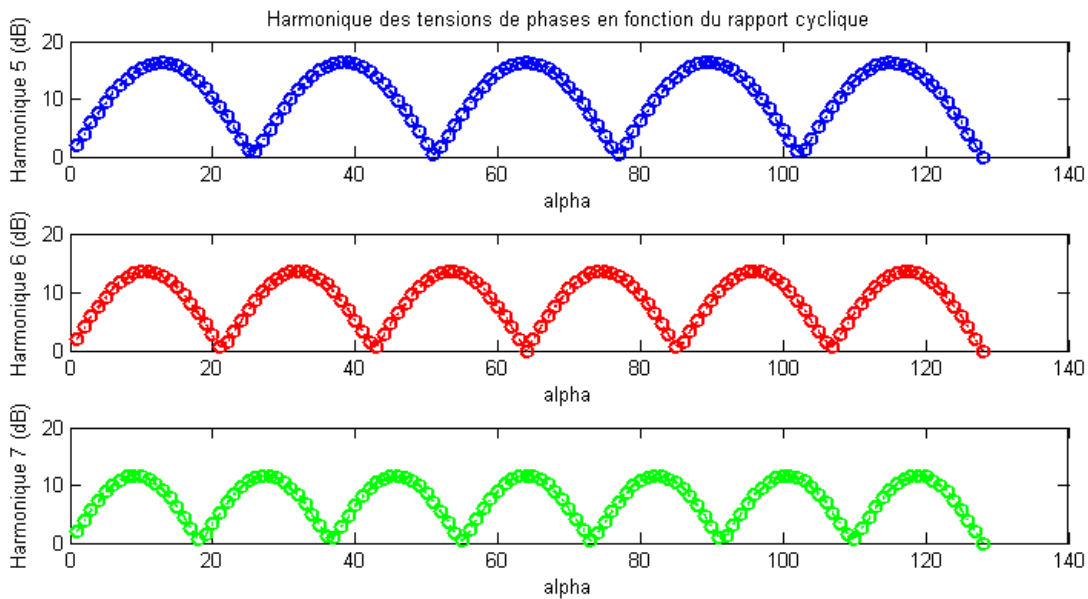


Figure 2-16: Amplitude des harmoniques de rang 5, 6 et 7 des tensions de PWM en fonction du rapport cyclique

Les calculs et les simulations montrent que les ondulations du courant à ces instants particuliers sont à la fréquence de découpage, **Figure 2-17**. En réalité, l'harmonique q de la tension est nul. En revanche, l'harmonique 1 ne l'est pas. A ce moment précis, le filtre fonctionne comme une structure à inductances indépendantes. Il ne reste que l'ondulation à la fréquence de découpage engendrée par les inductances harmoniques L_h . Heureusement ces inductances sont généralement de valeur si importantes, comparées à L_0 , que l'on peut considérer cette ondulation nulle. Le flux est directement proportionnel aux tensions imposées par les cellules de commutation et la tension de sortie. Il est toujours à la fréquence de découpage, **Figure 2-18**.

Ces techniques peuvent également améliorer les temps de réponse du système et la densité de puissance. Prenons en comparaison un filtre à inductances indépendantes et à inductances couplées avec une même amplitude d'ondulation du courant de sortie. Un filtrage à inductances indépendantes est dimensionné pour filtrer les harmoniques de rang 1 des tensions de chaque cellule. Alors que les inductances couplées sont dimensionnées pour filtrer les harmoniques de rang q , d'amplitudes beaucoup plus faibles et de fréquences q fois plus élevées. Pour un même résultat sur le courant de sortie, les valeurs des inductances de filtrage

sont d'un rapport $2.q$ plus importantes dans le premier cas, équation [8], que dans le second, équation [9]. Avec des valeurs d'inductances plus faibles, le système présente un temps de réponse plus rapide.

[8]
$$\Delta I_{phase} = \frac{V_e \cdot \alpha (1 - q \cdot \alpha)}{L \cdot F_{dec}}$$
 inductances indépendantes

[9]
$$\Delta I_{phase} = \frac{V_e \cdot \alpha (1 - q \cdot \alpha)}{2 \cdot q \cdot L_f \cdot F_{dec}}$$
 inductances couplées

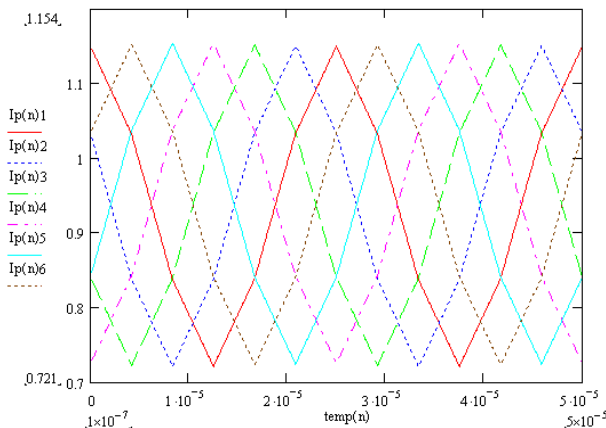


Figure 2-17: Courants de phases pour un rapport cyclique donnant une ondulation minimum.

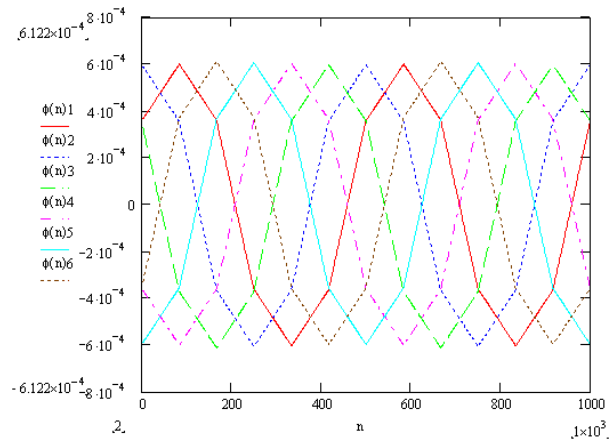


Figure 2-18: Flux de phases pour un rapport cyclique donnant une ondulation minimum.

2.2.3. Alimentation permutée [Costan 2008]

L'alimentation permutée consiste à réorganiser l'ordre des déphasages appliqués aux différentes cellules de commutation. D'une manière générale, cette règle de permutation des phases a pour objectif d'appliquer les déphasages les plus grands (les plus proches de 180°), entre deux cellules de commutation successives, **Figure 2-24** [Costan 2008]. Cela implique que cette règle évolue en fonction du nombre de cellules mises en jeu.

1. Lorsque q est impair :

Le déphasage entre les tensions appliquées à deux bobinages appartenant au même couple doit être égal à $(\pi - \pi/q)$,

2. Lorsque q est pair :

a. Si q est multiple de 4, le déphasage entre les tensions appliquées à deux bobinages appartenant au même couple doit être égal à $(\pi - 2\pi/q)$,

b. Si q n'est pas multiple de 4, le déphasage entre les tensions appliquées à deux bobinages appartenant au même couple doit être égal à :

- i. $(\pi-2\pi/q)$ pour les premiers $(q/2 - 1)$ couples de bobinages,
- ii. π pour le $q/2$ -ième couple de bobinages,
- iii. $-(\pi-2\pi/q)$ pour les autres couples de bobinages.

Pour un convertisseur à 7 cellules, l'ordre de succession des tensions de phase qui répond aux conditions décrites précédemment est présenté dans le **Tableau 1** par la partie intitulée « alimentation permutée ». En comparatif, le tableau représente l'ordre de succession des phases pour l'alimentation régulière.

	<i>Alimentation régulière</i>						
Déphasage	0	$2\pi/7$	$4\pi/7$	$6\pi/7$	$8\pi/7$	$10\pi/7$	$12\pi/7$
Tension de phase	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7

	<i>Alimentation permutée</i>						
Déphasage	0	$6\pi/7$	$12\pi/7$	$4\pi/7$	$10\pi/7$	$2\pi/7$	$8\pi/7$
Tension de phase	V1	V4	V7	V3	V6	V2	V5

Tableau 1 : Succession des phases dans un convertisseur à 7 cellules pour l'alimentation régulière et permutée

L'ordre de succession des phases de l'alimentation permutée, pour un convertisseur à 8 cellules, est montré dans le **Tableau 2**.

	<i>Alimentation régulière</i>							
Déphasage	0	$2\pi/8$	$4\pi/8$	$6\pi/8$	$8\pi/8$	$10\pi/8$	$12\pi/8$	$14\pi/8$
Tension de phase	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8

	<i>Alimentation permutée</i>							
Déphasage	0	$6\pi/8$	$12\pi/8$	$2\pi/8$	$8\pi/8$	$14\pi/8$	$4\pi/8$	$10\pi/8$
Tension de phase	V1	V4	V7	V2	V5	V8	V3	V6

Tableau 2 : Succession des phases dans un convertisseur à 8 cellules pour l'alimentation régulière et permutée

Une modification judicieuse de l'ordre de succession des phases d'alimentation rend possible l'amélioration des performances du filtrage sur plusieurs points. Le ratio L_h/L_0 est directement lié aux déphasages appliqués sur les différentes cellules. Pour un montage cascade cyclique à 5 phases, les équations des L_h prennent les formes suivantes :

Pour une alimentation standard

$$L_0 = L_m - 2 \times M_1 - 2 \times M_2$$

$$L_2 = L_m - 2 \times \cos(\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(2\alpha) \times M_2$$

$$L_3 = L_m - 2 \times \cos(2\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(4\alpha) \times M_2$$

$$L_4 = L_m - 2 \times \cos(3\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(6\alpha) \times M_2$$

$$L_5 = L_m - 2 \times \cos(4\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(8\alpha) \times M_2$$

Pour une alimentation permutée

$$L_0 = L_m - 2 \times M_1 - 2 \times M_2$$

$$L_2 = L_m - 2 \times \cos(2\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(4\alpha) \times M_2$$

$$L_3 = L_m - 2 \times \cos(4\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(8\alpha) \times M_2$$

$$L_4 = L_m - 2 \times \cos(1\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(2\alpha) \times M_2$$

$$L_5 = L_m - 2 \times \cos(3\alpha) \times M_1 - 2 \times \cos(6\alpha) \times M_2$$

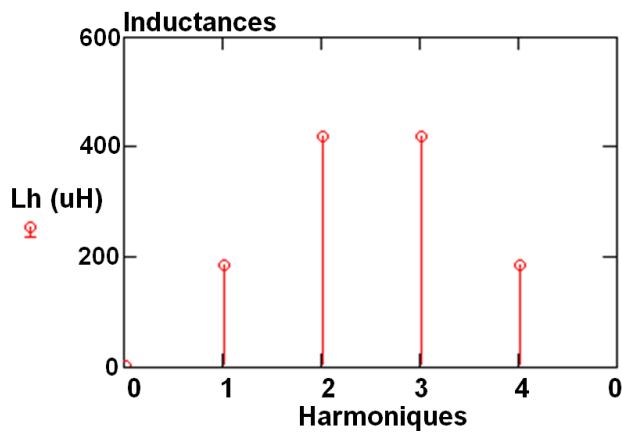
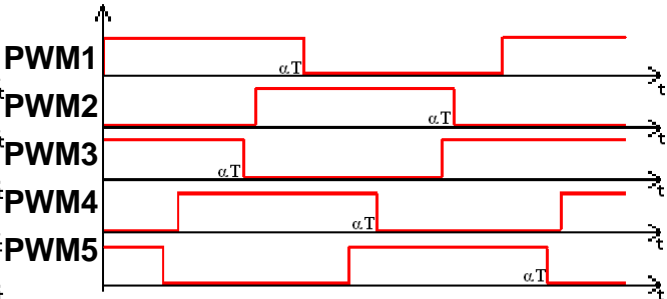
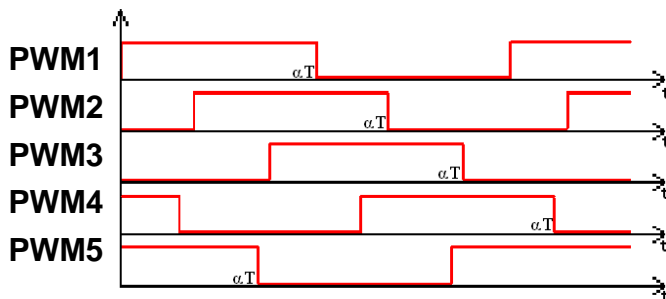


Figure 2-19: Ratio Lh/L0 pour une alimentation standard

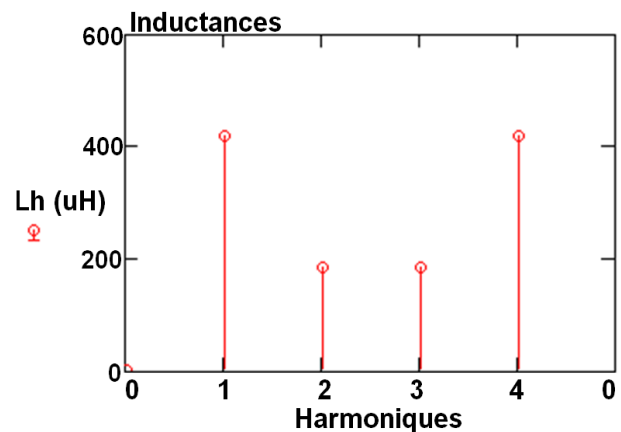


Figure 2-20: Ratio Lh/L0 pour une alimentation permutée

Sur cet exemple, le ratio L1/L0 passe du simple au double, **Figure 2-19** et **Figure 2-20**. En conséquence, les ondulations indésirables à la fréquence de découpage seront divisées par 2. Les **Figure 2-21** et **Figure 2-22** montrent plus précisément les répercussions de la permutation des alimentations sur les ondulations de courant. Entre alimentation standard et permutée, l'atténuation passe d'environ -50dB à -60dB. Dans cet exemple une division par 2,6 de l'ondulation à Fdec est observée. En revanche, ce type d'alimentation n'a aucune répercussion sur l'amplitude d'ondulation à $q \times f_{dec}$.

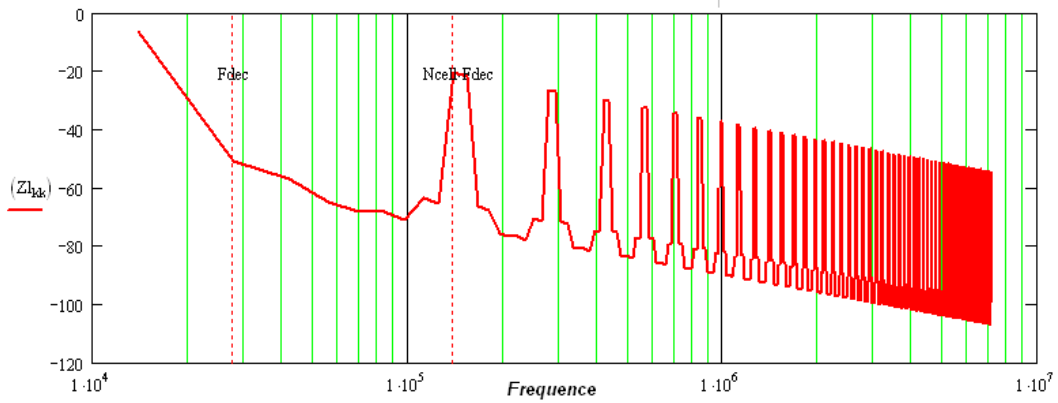


Figure 2-21: Impédances appliquées aux courants de phases, alimentation standard

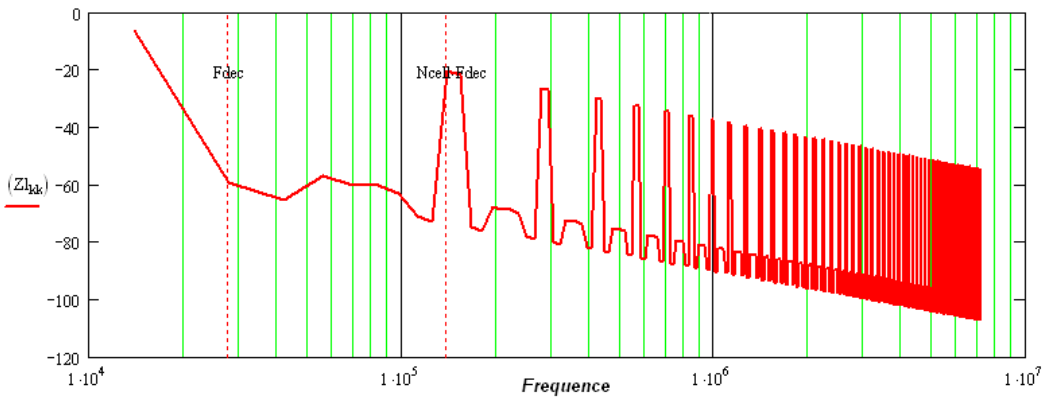


Figure 2-22: Impédances appliquées aux courants de phases, alimentation permutée

Nous verrons dans la suite du manuscrit (§ 2.3.5 page 69 par exemple), qu’il existe des colonnes de liaison dans lesquelles plusieurs flux principaux s’additionnent (**Figure 2-23**), ce qui conduit à une forte concentration de flux d’où des risques de saturation. D’après la permutation des tensions proposée sur la **Figure 2-24**, les concentrations de flux observées dans ces colonnes de liaison sont éliminées.

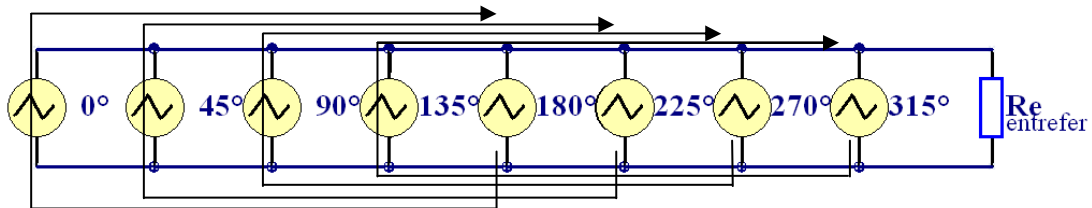


Figure 2-23: Concentration des flux dans un transformateur inter-cellules, topologie linéaire

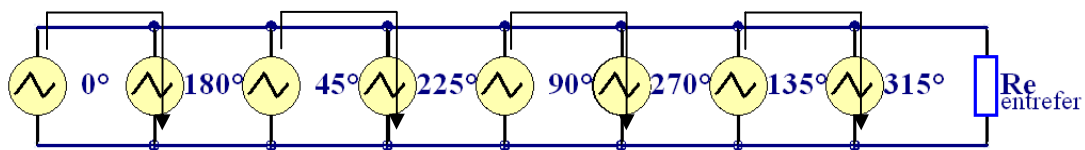


Figure 2-24: Elimination des concentrations de flux après une permutation des bobines

Ce réarrangement des déphasages suscite des réactions variées des différentes structures de filtrage. Pour certaines structures, la permutation n'apporte rien alors que dans certains cas, la parité du nombre de phases influe sur l'efficacité de filtrage et sur les pertes fer, **Figure 2-25** et **Figure 2-26**.

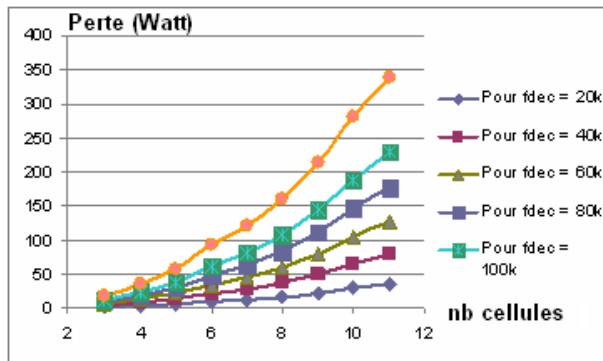


Figure 2-25: Pertes fer avec une alimentation standard.

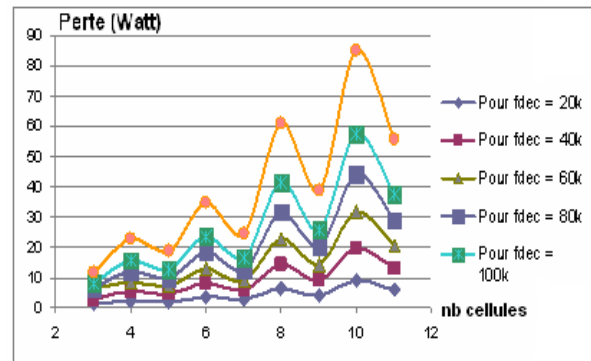


Figure 2-26: Pertes fer avec une alimentation permutée.

2.3. Couplage par transformateur

La plupart des travaux réalisés sur les couplages magnétiques sont basés sur des transformateurs composés de M branches magnétiques en parallèle. Ces composants permettent de transférer de l'énergie entre chacune des phases, mais il n'existe aucun noyau magnétique standard dédié à ces applications. L'étude que nous allons présenter maintenant est basée sur de simples transformateurs à deux enroulements permettant un transfert d'énergie entre phases. Ces différentes phases sont reliées par des transformateurs séparés qui sont réalisés avec des noyaux standards.

Quand deux phases différentes sont reliées par un transformateur, les bornes correspondantes doivent être placées de sorte que le courant qui traverse la phase 1 soit le même que celui qui traverse la phase 2. Une représentation graphique simple qui décrit la liaison entre deux enroulements de transformateur est présentée **Figure 2-27**. Chaque phase est représentée avec un rond et le transformateur par un trait de liaison réalisant le lien entre les deux phases [Zumel 2005].

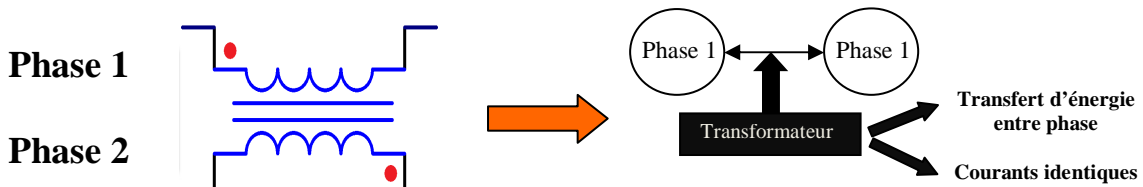


Figure 2-27: Représentation graphique de l'utilisation d'un transformateur pour réaliser une connexion entre phases [Zumel 2005].

Les différentes structures doivent être optimisées en nombre de transformateurs, en taille et en perte. Dans certains cas, un grand nombre de transformateurs peut induire une augmentation des pertes et une augmentation du volume pour une puissance donnée. Nous verrons que l'inverse est aussi possible.

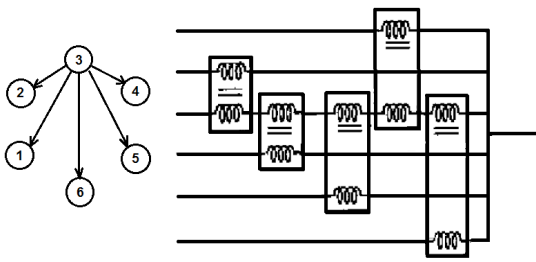


Figure 2-28: Centralisé

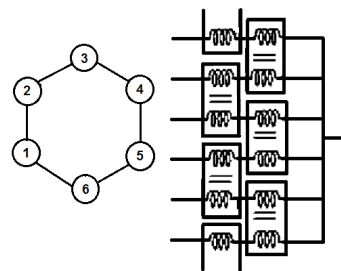


Figure 2-29: Chaîne fermée (Cascade cyclique)

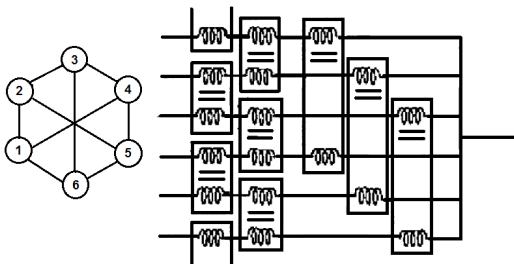


Figure 2-30: Matrice partielle

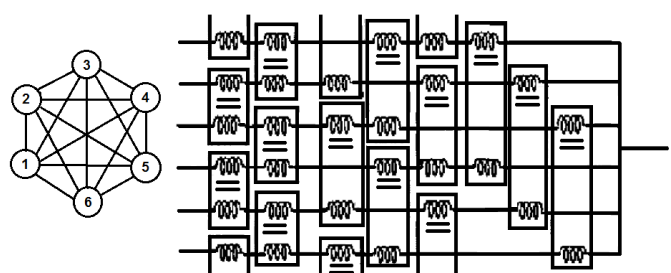


Figure 2-31: Matrice complète

Les **Figure 2-28** à **Figure 2-31**, [Zumel 2005], présentent quelques montages classiques par transformateurs. La structure *centralisée*, **Figure 2-28**, a l'avantage d'utiliser moins de transformateurs que de cellules de commutation. L'inconvénient est que les transformateurs nécessitent une section de fer importante pour supporter la tension sur chaque enroulement. De plus les couplages entre phases sont nécessairement relayés par la phase 3. Dans le cas de la structure en chaîne fermée, **Figure 2-29**, une partie de l'énergie transférée de la phase 1 à 4 est perdue dans les phases 2 et 3. Dans la structure matrice partielle, **Figure 2-30**, trois transformateurs ont été ajoutés à la structure chaîne fermée sur les chemins les plus

longs. En **Figure 2-31**, la structure à matrice complète relie directement chacune des phases. Ainsi, elle élimine les liaisons indirectes et limite les pertes, **Figure 2-32**.

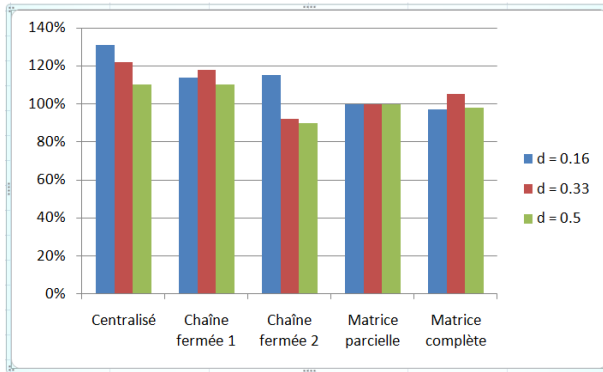


Figure 2-32: Pertes relatives aux différentes structures pour différents rapports cycliques, [Zumel 2005].

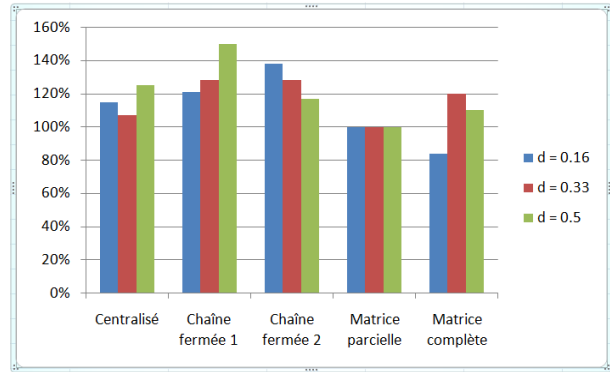


Figure 2-33: Volume relatif aux différentes structures pour différents rapports cycliques, [Zumel 2005].

Sur les **Figure 2-32** et **Figure 2-33**, on compare les différentes structures en termes de pertes et de volume total pour différents rapports cycliques. Deux différentes séquences de mesures doivent être prises en compte pour le montage à chaîne fermée. Les mesures donnent les mêmes résultats pour d variant de 0 à 0.5 et pour $(1 - d)$ variant de 1 à 0.5.

2.3.1. Montage matrice complète

La **Figure 2-31** montre le montage matrice complète pour 4 phases. La tension entre phase et sortie V_{1s} s'écrit en fonction des courants par :

$$V_{1s} = L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_3}{dt} + L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_4}{dt}$$

$$[10] \quad V_{1s} = 3L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt} - L \frac{di_3}{dt} - L \frac{di_4}{dt} + (L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_1}{dt})$$

$$V_{1s} = 4L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_s}{dt}$$

De manière plus générale, l'équation peut s'écrire de la manière suivante :

$$V_{1s} = q.L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_s}{dt}$$

$$[11] \quad V_{1s} = q.L \frac{di_2}{dt} - L \frac{di_s}{dt}$$

$$\vdots$$

$$V_{qs} = q.L \frac{di_q}{dt} - L \frac{di_s}{dt}$$

Les équations régies par ce type de filtrage peuvent être décrites de la manière matricielle suivante :

$$[12] \quad [V_{1s}] = ([M] \cdot L + [I] \cdot L_f) \frac{d}{dt} [I_i]$$

$$\text{Avec } M = \begin{bmatrix} qL & -M1 & -M1 & -M1 \\ -M1 & qL & -M1 & -M1 \\ -M1 & -M1 & qL & -M1 \\ -M1 & -M1 & -M1 & qL \end{bmatrix} \text{ avec } q = 4 \text{ et } I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ matrice identité}$$

Le nombre de transformateurs imposés par cette structure est :

$$[13] \quad N_{transfo} = q \frac{(q-1)}{2}$$

2.3.2. Montage cascade cyclique (Chaîne fermée)

La **Figure 2-29** montre le montage cascade cyclique pour 6 phases. La tension V_{1s} s'exprime en fonction des courants par :

$$[14] \quad V_{1s} = L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_q}{dt}$$

$$V_{1s} = 2L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt} - L \frac{di_q}{dt}$$

Plus généralement, l'équation peut s'écrire de la manière suivante :

$$[15] \quad \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{2s} \\ \vdots \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \ddots & & \\ -1 & 0 & \dots & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_q \end{bmatrix}$$

Cette équation considère notre transformateur comme idéal, l'ondulation de courant de phases sera théoriquement infinie. Cela signifie que d'un point de vue filtrage, ce filtre ne contient pas d'inductance de mode commun (inductances harmoniques à la composante DC et $q.Fdec$). D'un point de vue plus général, nous arrivons au résultat suivant :

$$[16] \quad \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{2s} \\ \vdots \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L & -M & 0 & \dots & 0 & -M \\ -M & 2L & -M & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \ddots & & \\ -M & 0 & \dots & 0 & -M & 2L \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Id1 \\ Id2 \\ \vdots \\ Idq \end{bmatrix}$$

Le nombre de transformateurs imposé par cette structure est q . Dans un cas non idéal [Sarraute 2006], où les coefficients des mutuelles inductances (M) sont différents de 1, l'inductance de mode commun est :

$$[17] \quad L1 = 2(L - M)$$

2.3.3. Conclusion partielle et analyse des montages précédents

Dans un contexte d'intégration, il est intéressant d'étudier l'influence de différents montages d'inductances couplées sur le fonctionnement global du dispositif, lorsqu'on cherche à augmenter le nombre de phases entrelacées afin de discrétiser et diminuer la puissance commutée. Un montage intéressant est celui qui met en œuvre le moins d'inductances couplées (N faible) possibles, dont l'inductance de mode commun qui augmente avec le nombre de phases.

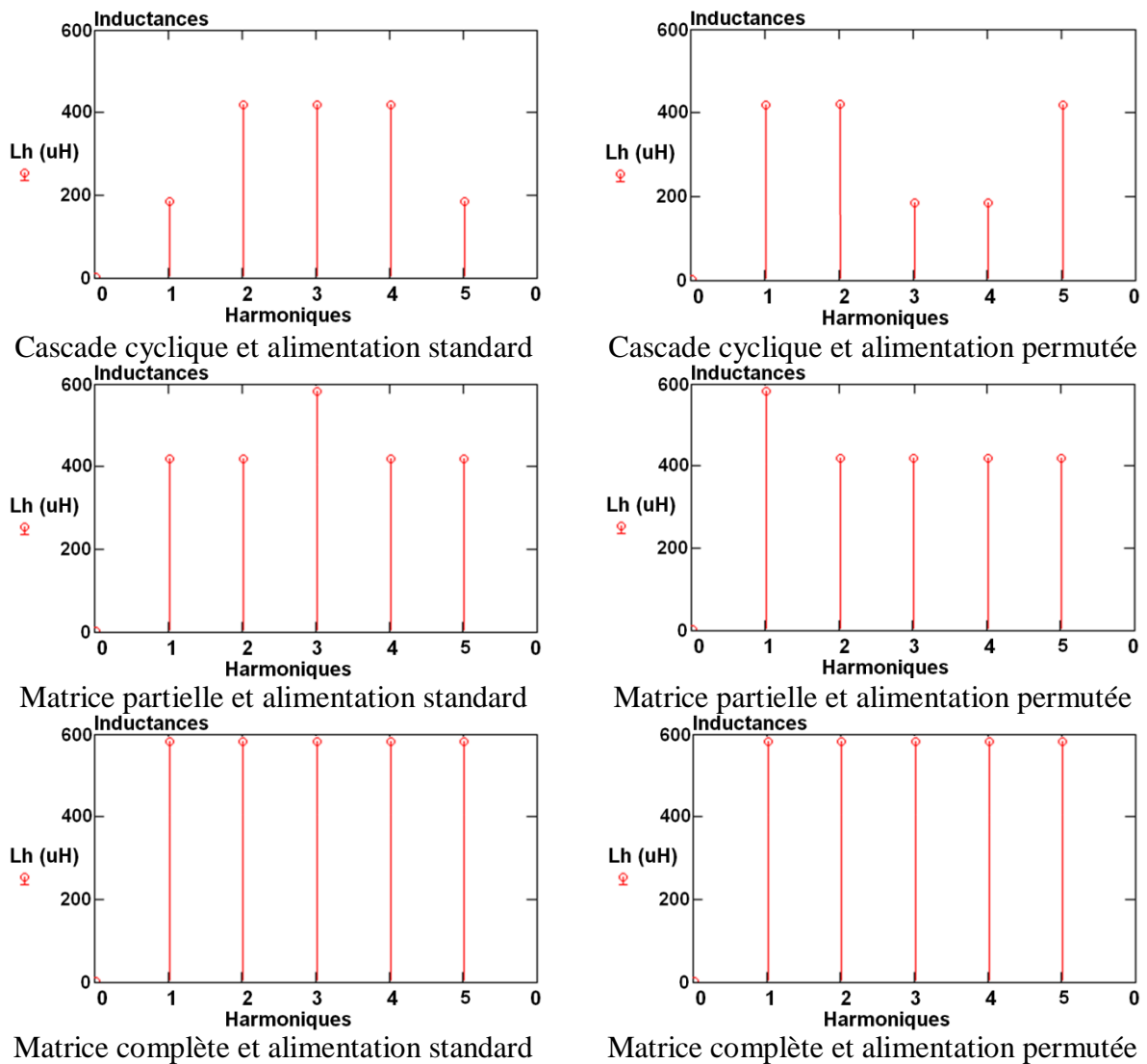


Figure 2-34: Permutation des inductances harmoniques

Le montage matrice complète **Figure 2-31** est le plus avantageux du point de vue filtrage. En effet, les inductances harmoniques de rang 1 à $q-1$ sont de valeurs plus élevées que dans les autres structures et toutes de mêmes amplitudes, **Figure 2-34**. La permutation des alimentations n'a aucun effet dans cette configuration. Cette structure est tout de même très désavantageuse à la vue du nombre de transformateurs à mettre en œuvre. En comparaison, le montage cascade cyclique met en œuvre peu d'inductances couplées et ses caractéristiques peuvent être améliorées par le choix d'une alimentation permutée, **Figure 2-34**. Il est un bon compromis entre nos contraintes de simplicité (faible nombre d'inductances couplées) et de performances. Il sera privilégié par la suite.

2.3.4. Détermination des courants et flux de phases

Avec des transformateurs couplés, les flux dépendent des courants de mode différentiel, équation [22]. Dans la thèse de [Costan 2008], une approche du calcul des flux est mise en œuvre avec des transformateurs sans inductances de fuites. Nous partons avec un onduleur à 7 cellules et avec un filtre de sortie réalisé avec des transformateurs en cascade cyclique, **Figure 2-35**. Les inductances de fuites ne sont pas négligées et sont représentées sur le schéma à l'extérieur des transformateurs. Les transformateurs sont donc considérés comme parfaits.

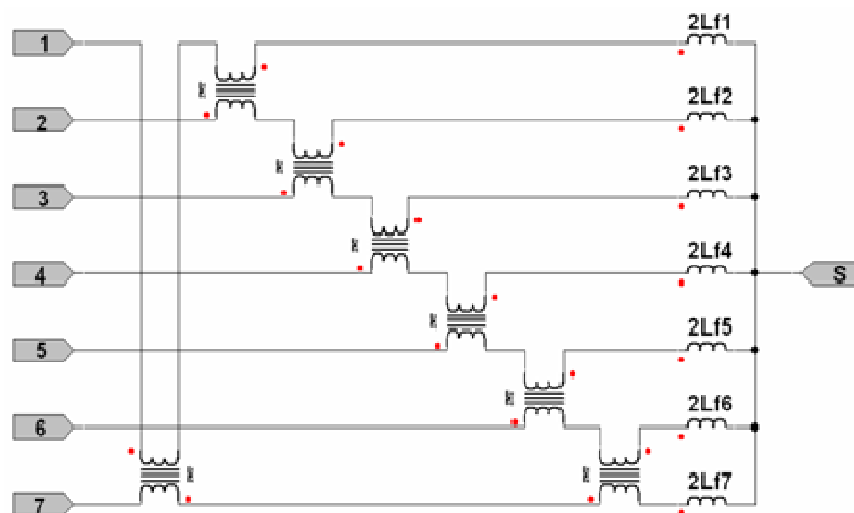


Figure 2-35: Montage cascade cyclique avec les inductances de fuites

Les tensions V_{is} entre l'entrée de chaque phase du filtre et la sortie sont :

$$[18] \quad \begin{aligned} Vis &= 2L \frac{dI_i}{dt} - L \frac{dI_{i-1}}{dt} - L \frac{dI_{i+1}}{dt} + 2.Lf \frac{dI_i}{dt} \\ Vis &= 2(L + Lf) \frac{dI_i}{dt} - L \frac{dI_{i-1}}{dt} - L \frac{dI_{i+1}}{dt} \end{aligned}$$

De manière matricielle nous obtenons :

$$[19] \quad [Vis] = ([M].L + [I].Lf) \frac{d}{dt} [Ii]$$

Avec $M = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$ et $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ matrice identité

Dans cette équation, généralisable à un convertisseur à N cellules, le système matriciel est inversible. Le courant [Ii] dans chacune des phases devient :

$$[20] \quad [Ii] = ([M].L + [I].Lf)^{-1} \int [Vis] dt$$

Après avoir exprimé le courant de phase dans les transformateurs, nous allons nous intéresser au flux dans les différents circuits magnétiques.

$$[21] \quad \mathfrak{R}.\phi = n_1.i_1 + n_2.i_2$$

Avec \mathfrak{R} la réluctance du circuit magnétique, n1 et n2 le nombre de spires primaires et secondaires (que nous considèrerons identiques). Etant donnée la manière dont le transformateur est utilisé, le courant de la seconde phase vaut $-i_2$. Notre équation devient :

$$[22] \quad \phi = \frac{n}{\mathfrak{R}}.(i_1 - i_2) = \frac{\mu_0.\mu_r.Ae.n}{l}.(i_1 - i_2)$$

μ_0 : Perméabilité du vide

μ_r : Perméabilité du matériau

Ae : Section du circuit magnétique

l : Longueur du circuit magnétique

Les courbes **Figure 2-36** et **Figure 2-37** représentent les courants et flux de phases dans notre convertisseur 7 phases. Les courants sont tous identiques et de même fréquence, à $pFdec$. Du fait que les inductances de fuites sont négligeables devant les inductances magnétisantes, le flux ne change pas d'amplitude.

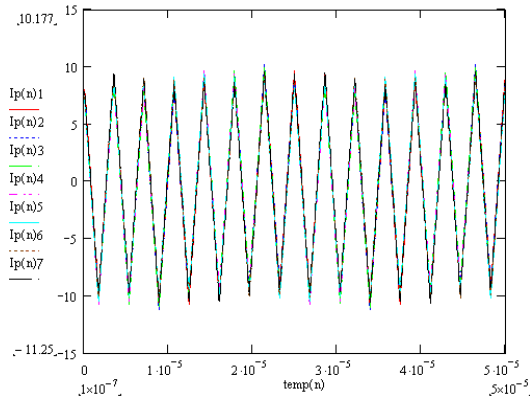


Figure 2-36: Courants de phases

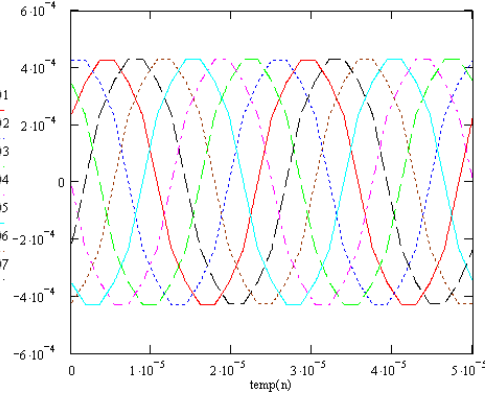


Figure 2-37: Flux de phases

Malgré tout, il est nécessaire d'avoir des inductances de fuites suffisamment grandes pour que le courant de sortie soit filtré. Cela impose des inductances magnétisantes de valeurs importantes. Les **Figure 2-38** et **Figure 2-39** montrent un exemple où le rapport inductance de fuite sur inductance magnétisante est faible, soit un rapport de 1/60 pour 1/600 précédemment (**Figure 2-36** et **Figure 2-37**). Les ondulations de courants à la fréquence de découpage ainsi que les amplitudes des flux sont multipliées par 10.

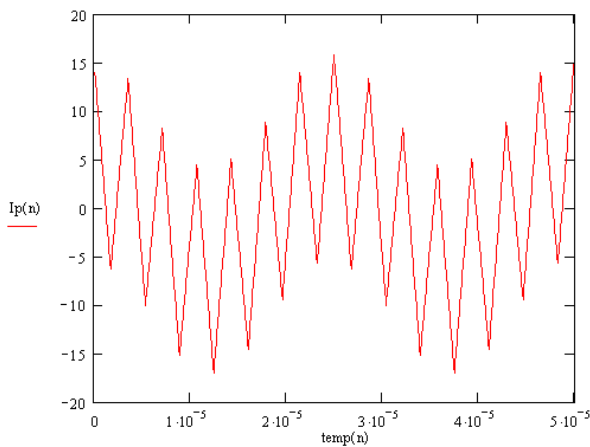


Figure 2-38: Courants de la phase 1

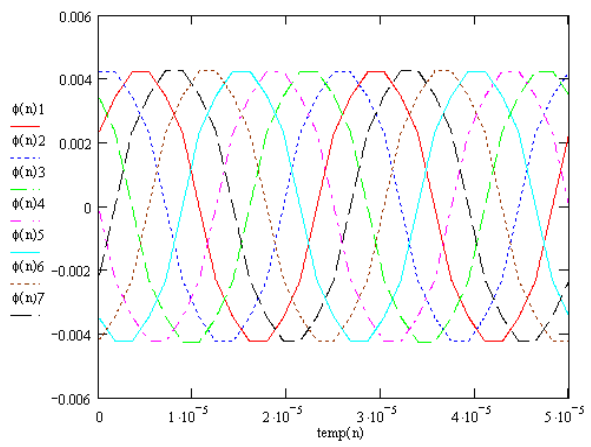


Figure 2-39: Flux de phases

Afin de pallier à cet inconvénient, nous avons vu précédemment que nous pouvions avoir recours aux alimentations permutées. En choisissant des déphasages proches de 180° entre les différentes phases, les flux tendent à s'opposer. Il en résulte un meilleur couplage entre les phases et le rapport inductance de fuite sur inductance magnétisante est moins influant. Sur les **Figure 2-40** et **Figure 2-41**, les ondulations des courants à la fréquence de

découpage et les amplitudes des flux sont divisées par 2, par rapport aux résultats des **Figure 2-38** et **Figure 2-39**. Ces résultats montrent que ce type de permutation a une influence positive sur les pertes fer. Les amplitudes des flux sont conditionnées uniquement par les inductances de mode différentiel L_{hn} (n de 1 à $q-1$). Les amplitudes des courants, qui sont conditionnées par L_{h0} , n'ont aucune influence sur les flux dans les circuits magnétiques. Les pertes fer sont donc constantes quelle que soit la puissance de fonctionnement.

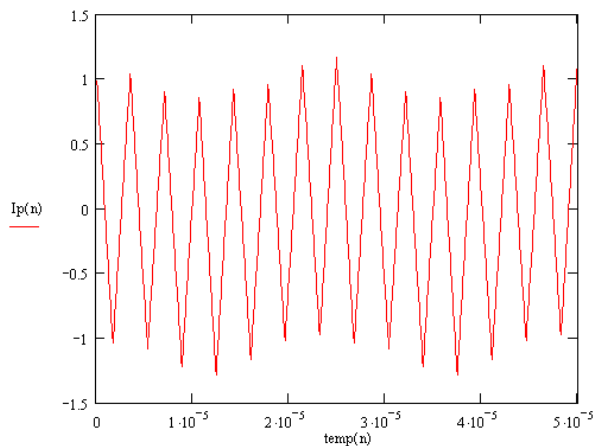


Figure 2-40: Courants de la phase 1

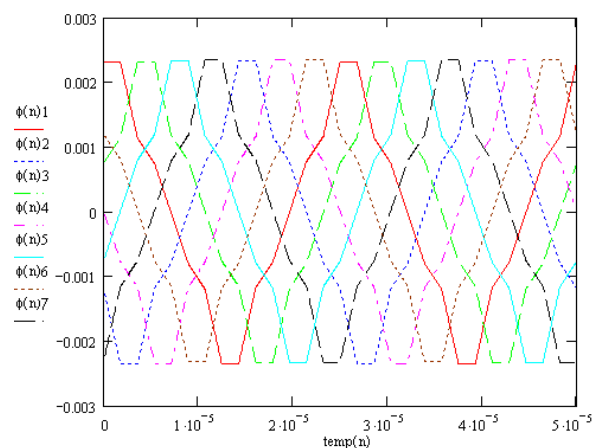


Figure 2-41: Flux de phases

2.3.5. Pertes fer dans les transformateurs de couplage

Les transformateurs de couplage multicellulaire existent sous de nombreuses formes, montage cascade symétrique, montage cascade cyclique, etc... Ces montages nécessitent un nombre plus ou moins grand de transformateurs et donnent des performances très variables. Ces transformateurs peuvent être réalisés de nombreuses manières, avec des noyaux ETD standards ou tout simplement avec des tores. Quoiqu'il en soit, ce qui fait la différence du point de vue du volume et du rendement est le matériau. Le critère de choix pour le dimensionnement des transformateurs inter-cellules découle de la performance des matériaux magnétiques dans la gamme de fréquence souhaitée.

A présent, nous nous intéressons aux pertes fer dans les filtrages de sortie. Pour un même montage (cascade cyclique), différentes configurations permettant de minimiser les pertes sont comparées. Dans cette étude, les transformateurs sont réalisés avec des circuits planars. Ce type de noyaux a l'avantage de présenter des barres de bobinages très courtes. Nous verrons que ces noyaux peuvent être associés de sorte que les pertes se centralisent dans ces barres de bobinages et non dans l'ensemble de la structure magnétique.

Trois stratégies de commande et de structure en particulier sont comparées :

- 1) La commande permutée. Les choix des déphasages à appliquer à chaque cellule de notre convertisseur entrelacé impliquent des compensations de flux plus ou moins importantes.
- 2) Le collage des circuits planars, **Figure 2-44**. On crée ainsi une sorte de circuit hybride entre transformateur de couplage et coupleur monolithique. Cette stratégie met en commun certaines parties des circuits magnétiques des transformateurs, et minimise d'avantage la masse et les pertes fer.
- 3) Le sens de bobinage des enroulements. Ce sens peut avoir une influence sur les compensations de flux magnétique dans le cas du collage des circuits magnétiques, **Figure 2-46**.

Les pertes fer sont calculées en fonction de la température, de l'induction magnétique maximale, du volume de fer, du matériau choisi ainsi que pour l'ensemble des fréquences constituant les harmoniques du flux dans les circuits magnétiques. Les formules ainsi que les coefficients pour chaque type de matériau sont présentés dans le document [Plandes].

1. Référence : montage planar E58

La **Figure 2-43** représente les pertes fer pour un montage en cascade cyclique réalisé avec des circuits planars E58, comme montré **Figure 2-42**. Les deux graphes présentent les pertes fer pour un nombre variable de cellules entrelacées et pour différentes fréquences de découpage. Ces résultats vont nous servir de référence pour la suite de l'étude. Il faut 7 E et 7 I pour réaliser cette structure de filtrage composée de 7 transformateurs. Une alimentation standard des cellules de commutations est appliquée à la structure. Plus il y a de cellules, plus le volume de fer et les pertes augmentent. Il en est de même quand la fréquence de découpage augmente, car les matériaux magnétiques ont une moins bonne induction à saturation dans les hautes fréquences.

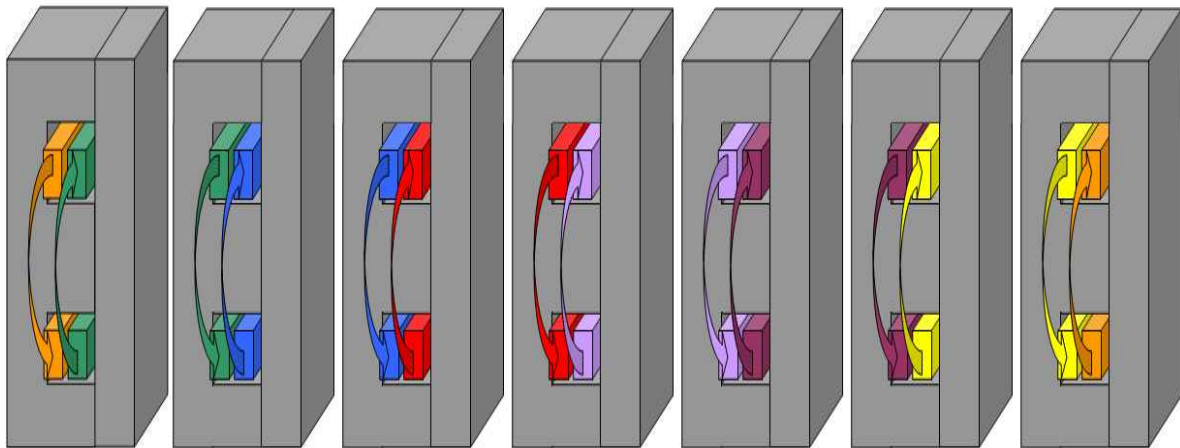


Figure 2-42: Coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58

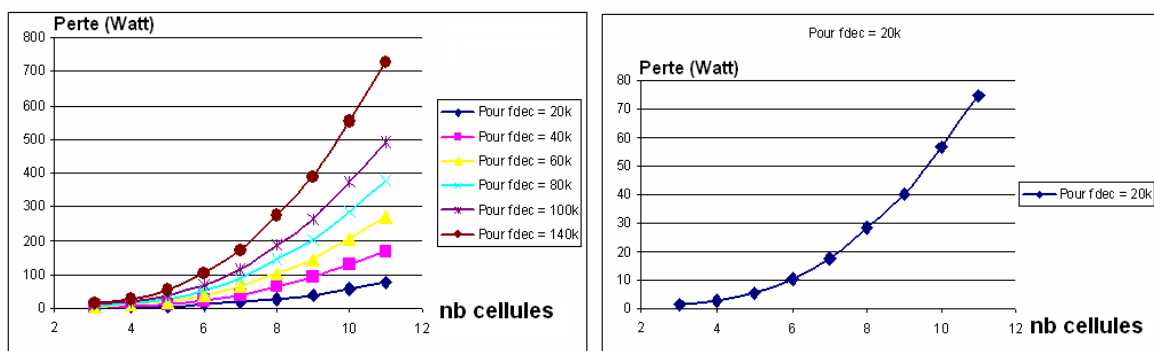


Figure 2-43: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases standard (permutation : 1 2 3 4 5 6 7)

2. Cas 1 : collage

Dans l'optique d'un gain de masse plus important, on colle les E planars pour utiliser la partie supérieure du E comme I, et ainsi supprimer les 6 I, **Figure 2-45**. Cela représente 39.2% du volume total de fer. Les flux générés par les transformateurs directement voisins vont se mélanger. A présent, les flux se soustraient, ce qui fait chuter les pertes fer. Les flux sont presque nuls dans les parties intérieures du circuit magnétique, là où le volume est le plus important. En revanche il n'y a pas de compensation de flux sur les parties extérieures, les pertes se concentrent donc dans cette zone. Ceci est un point intéressant, car c'est justement la partie qui a le plus d'échanges thermiques avec l'environnement, ce qui facilite aussi le refroidissement du composant. Cette méthode implique une diminution de 54% des pertes par rapport à notre référence, **Figure 2-43**.

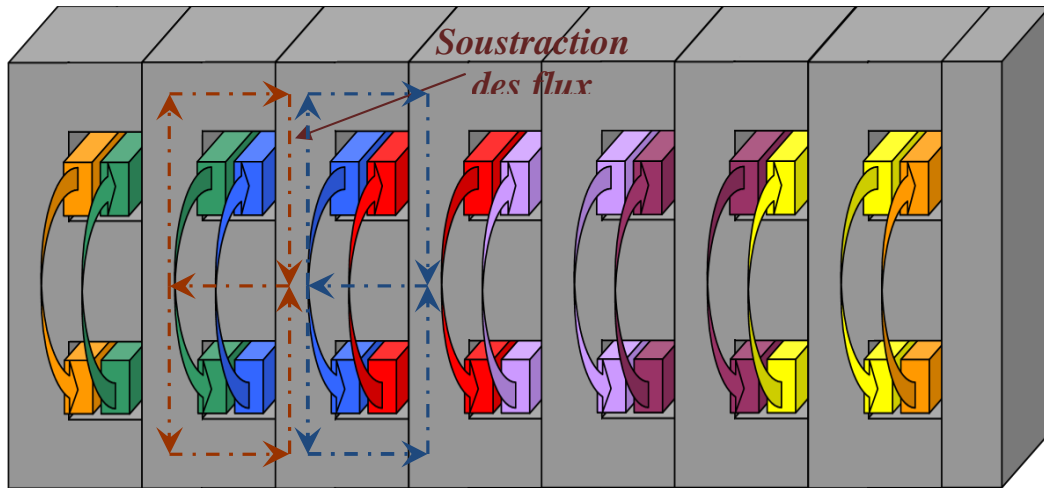


Figure 2-44: Coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé

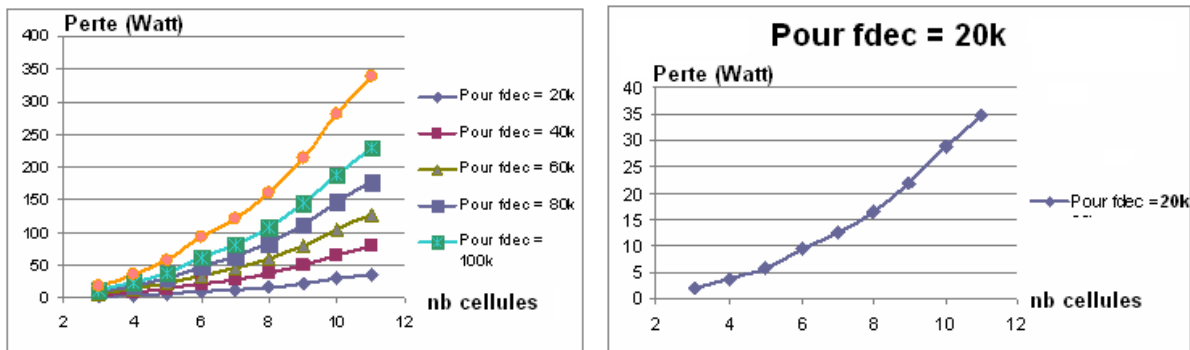


Figure 2-45: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases standard (permutation : 1 2 3 4 5 6 7)

3. Cas 2 : collage et inversion des enroulements

Le sens des enroulements dans un transformateur monophasé peut facilement être inversé sans modifier le comportement électrique et magnétisant du montage, ceci s'appelle une permutation des enroulements, [Costan 2008]. Dans le cas suivant, on inverse le sens des bobinages d'un transformateur sur deux (2 4 6), de sorte à inverser le sens de circulation du flux dans les branches centrales. Sur les résultats **Figure 2-47**, on remarque que les pertes sont autour de +20% supérieures qu'avec la solution de référence. Cela est dû au fait que, les flux s'additionnant dans les branches communes des transformateurs côte à côte, les parties communes sont alors en saturation. La section de fer nécessaire au passage du flux a été réduite de 50%. Dans le cas présent, un déphasage standard est toujours appliqué aux cellules de commutations.

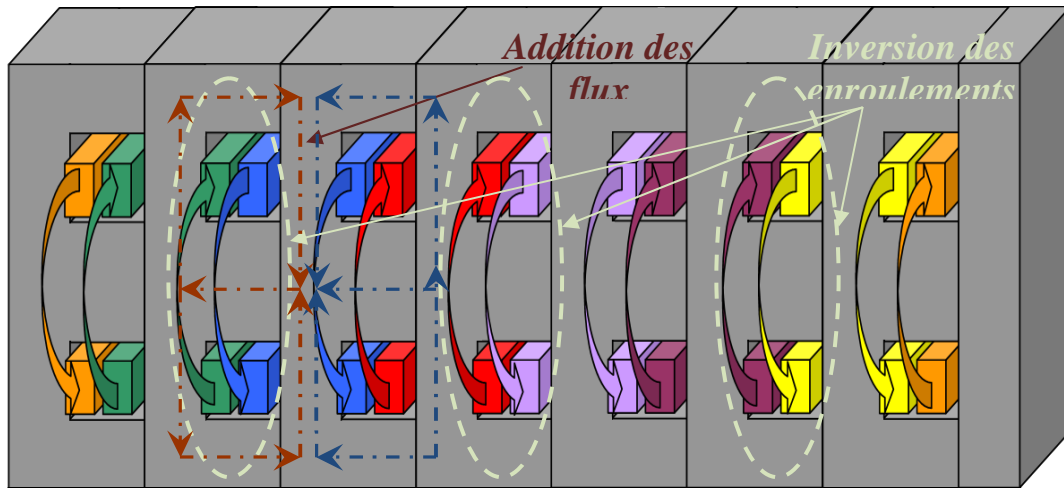


Figure 2-46: Coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé avec inversion des enroulements d'un circuit sur deux (circuit 2, 4 et 6)

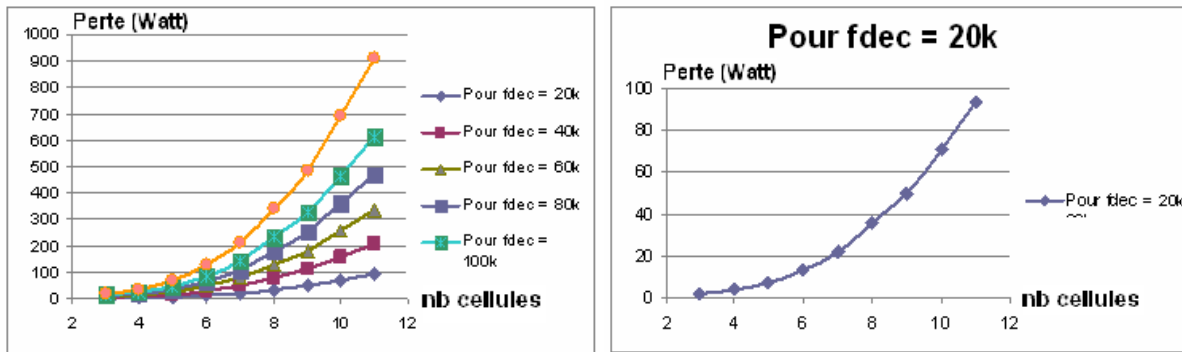


Figure 2-47: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé avec inversion des enroulements en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases standard (permutation : 1 2 3 4 5 6 7)

4. Cas 3 : collage et permutation des phases

Les transformateurs sont toujours collés et les enroulements réalisés à l'identique, **non** inversés, **Figure 2-44**. En revanche, on permute les déphasages des cellules de commutation. On applique l'ordre 1 4 7 3 6 2 5. Le but est d'avoir les déphasages les plus éloignés possibles entre chaque transformateur côte à côte. Les déphasages étant éloignés au maximum, la structure tendra à annuler les flux dans les colonnes centrales. Pour cela, il faut qu'ils soient le plus près possible de 180°. Cette méthode implique une diminution de 82% des pertes par rapport à notre référence, **Figure 2-43**.

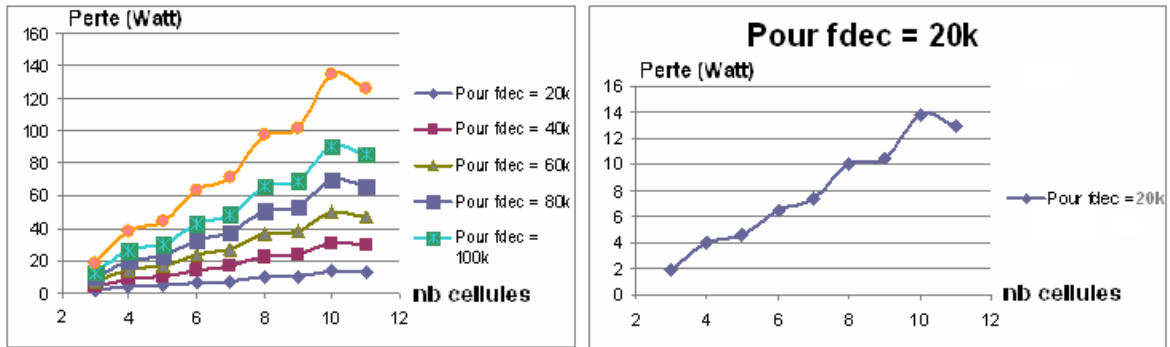


Figure 2-48: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé (Figure 2-44) en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases non standard (permutation : 1 4 7 3 6 2 5)

5. Cas 4 : collage, permutation des phases et inversion des enroulements

Les transformateurs sont toujours collés et les enroulements inversés, Figure 2-46. En collant deux circuits magnétiques et en utilisant une alimentation permutée, les flux des jambes collées vont se compenser. Cette compensation sera d'autant plus importante si les amplitudes des flux sont en opposition de phase. Cette compensation des flux varie selon la parité du nombre de phases, Figure 2-49. C'était déjà le cas précédemment, mais cela est beaucoup plus visible dans le cas présent. Ceci s'explique de la manière suivante : la parité va imposer que les flux s'annulent dans le cas d'un nombre de phases impair alors qu'ils ne font que se compenser partiellement dans le cas d'un nombre de phases pair. Cette méthode implique une diminution de 85% à 92% des pertes (selon la parité du nombre de cellules) par rapport à notre référence.

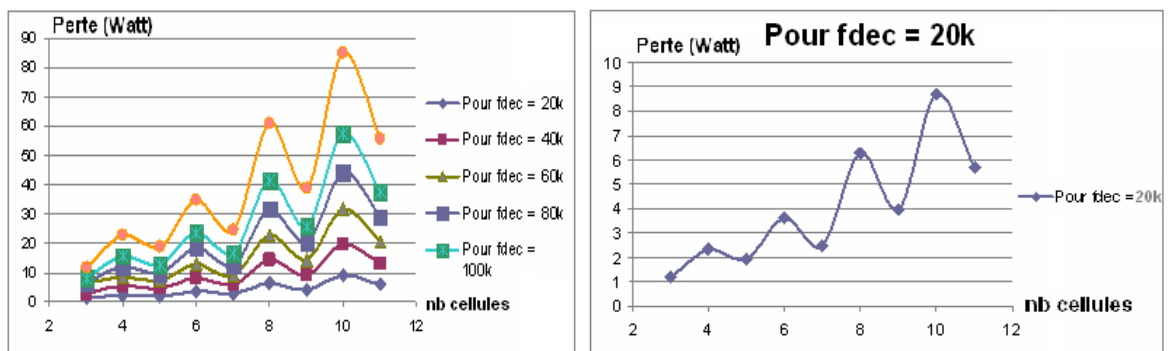


Figure 2-49: Pertes calculées dans le coupleur en cascade cyclique à circuit planar E58 collé (Figure 2-46) avec inversion des enroulements en fonction du nombre de cellules pour différentes fréquences de découpage et avec un déphasage des phases non standard (permutation : 1 4 7 3 6 2 5)

La Figure 2-50 présente un récapitulatif des pertes fer pour les différentes structures. On se rend compte que le collage des transformateurs est un point important. Il permet de

limiter l'amplitude des flux dans les parties centrales, à condition de choisir le sens de bobinage des transformateurs et les déphasages les mieux appropriés au nombre de cellules utilisées. En jouant sur l'annulation des flux dans les branches centrales, le collage cumulé à l'alimentation permutée permet un gain important de rendement par rapport à notre référence, ceci est représenté en **Figure 2-50** et **Figure 2-51**. L'utilisation de la permutation des déphasages apporte une notion de parité. Le choix du nombre de cellules et la parité a des répercussions sur les pertes fer.

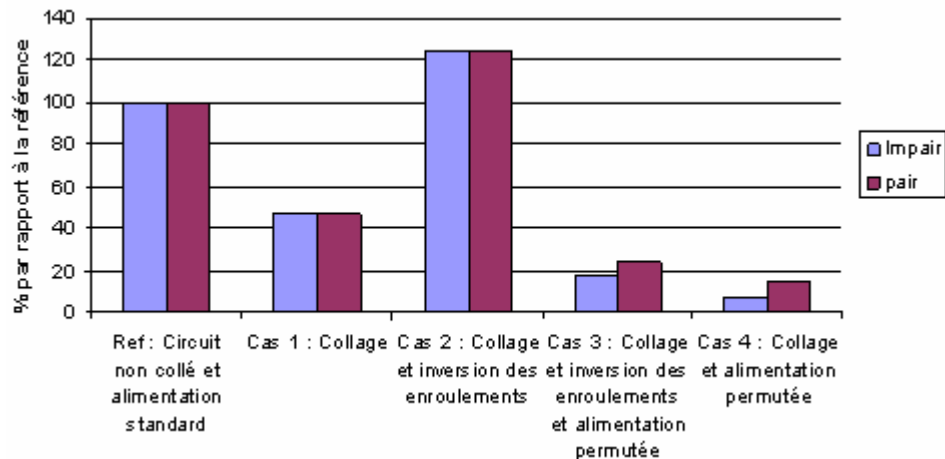


Figure 2-50: Récapitulatif des pertes en % pour chaque structure. Les cas pairs et impairs du nombre de cellules sont distingués

Sur les graphes de la **Figure 2-51**, les pertes semi-conducteur et cuivre sont ajoutées aux pertes fers. L'entrelacement a l'avantage de diminuer la fréquence de découpage et donc les pertes par commutation. Dans les deux dernières structures, les pertes fer sont pratiquement négligeables par rapport aux autres pertes, il est même difficile d'observer l'impact de la parité. Plus le nombre de cellules augmente, plus l'impact des pertes fers est important. Quelle que soit la solution choisie, on trouve toujours un optimum de rendement qui se situe autour de 5 à 6 cellules.

La **Figure 2-52** présente la comparaison des pertes fer entre les différentes solutions de filtrage classique utilisées avec la meilleure de celles présentées **Figure 2-50**, la numéro 4, avec collage et permutation des phases. Ces comparaisons sont faites pour des convertisseurs de même caractéristique de sortie, même puissance, même ondulation de tension et même fréquence d'ondulation.

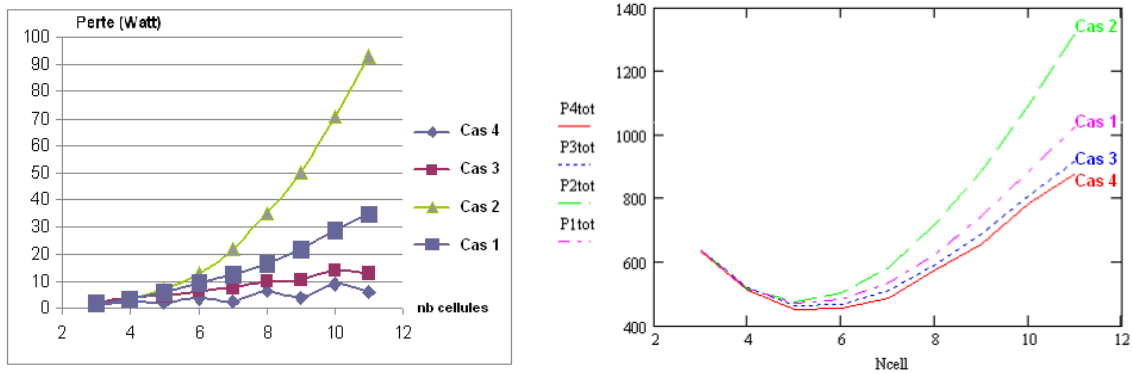


Figure 2-51: A gauche : Récapitulatif des pertes fer pour les 4 structures étudiées à la fréquence de découpage de 20kHz.

A droite : Comparaison des pertes totales dans le convertisseur à la fréquence de découpage de 20kHz.

Les pertes engendrées par les inductances des structures Buck et Buck entrelacés à inductances indépendantes sont bien plus importantes que celles avec couplage. Dans le cas du convertisseur à 2 niveaux, l'ondulation de courant à l'intérieur de la self est importante et induit davantage de pertes fer et cuivre que les autres structures. La configuration parallèle (entrelacé à inductances indépendantes), quant à elle, est pénalisée par le nombre d'inductances utilisées, ainsi que par l'ondulation importante qui les traverse. Les pertes cuivre ainsi que les pertes semi-conducteur sont beaucoup plus importantes que dans le cas de l'utilisation d'inductances couplées. Cette ondulation est d'autant plus importante que la fréquence de découpage est réduite du fait de l'entrelacement. La valeur des inductances est aussi réduite afin de respecter les caractéristiques de sortie imposées.

Dans le cas du multi-niveaux, la section de fer nécessaire et les pertes sont réduites. Des niveaux de tensions supplémentaires diminuent les amplitudes des tensions aux bornes des inductances. Les flux ainsi que les ondulations de courants diminuent.

En comparaison, l'entrelacement avec couplage, collage et permutation des déphasages apporte un gain de rendement important. Cette solution profite des gains en ondulation de courants dans les cellules pour diminuer les pertes cuivre et semi-conducteur. De plus, elle bénéficie des flux compensés à l'intérieur des circuits magnétiques, ce qui a pour effet de pratiquement annuler les pertes dans les parties concernées.

Le collage des transformateurs revient à placer l'ensemble des enroulements sur un même circuit magnétique. Mais il ne faut pas confondre avec un coupleur monolithique (présenté paragraphe 2.4). Les différences se trouvent sur deux points en particulier :

- Chaque bras contient deux enroulements pour former un transformateur, et non une inductance couplée ;
- La géométrie de la structure ne permet pas les échanges de flux entre cellules. Même si bobiné sur un même circuit magnétique, le couplage se fait toujours par liaison électrique.

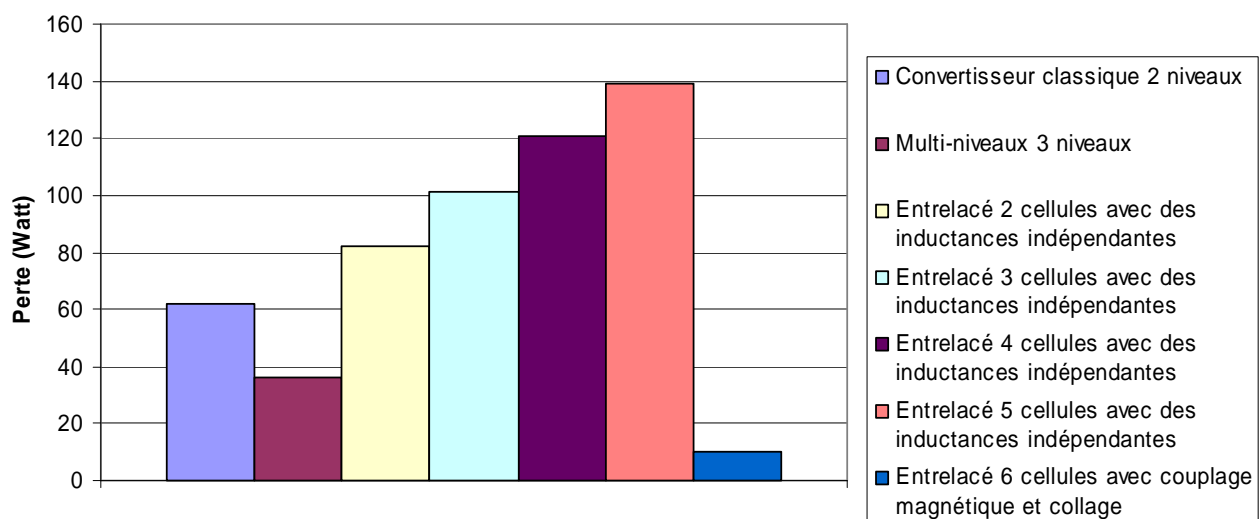


Figure 2-52: Comparaison des pertes fer dans les filtres de sortie pour différents types de structures

En conclusion, ont été présentées plusieurs solutions de filtrage par transformateurs. Ces transformateurs peuvent être réalisés facilement avec de simples tores ou des ferrites dédiées aux circuits imprimés, comme les « cores » ETD par exemple. Les circuits planars présentent un fort gain de masse et de rendement s'ils sont correctement assemblés et que les alimentations sont permutées. Cependant, ce type d'implémentation nécessite beaucoup de circuits imprimés ainsi que de nombreuses connexions. Le packaging collé d'un tel système représente un coût important et risque d'amoindrir la fiabilité mécanique.

2.4. Couplage monolithique

Dans les topologies de transformateurs monolithiques, les inductances utilisent le même circuit magnétique. Le concept d'entrelacement est étendu aux flux magnétiques où des flux avec les mêmes signaux déphasés sont additionnés ou soustraits. Le composant magnétique se comporte principalement comme une simple inductance en stockant de

l'énergie dans le noyau. Ces topologies présentent les mêmes propriétés électriques en sortie que le transformateur de couplage présenté précédemment :

- les courants de phases ont la même ondulation relative que le courant de sortie ;
- les ondulations des courants de phases ont une fréquence égale $p.F_{dec}$;
- l'annulation des ondulations des courants de phases et du courant de sortie pour des valeurs du rapport cyclique égales à m/p ($m \in \{1 \dots p-1\}$) ;

2.4.1. Généralités

Un noyau en E avec entrefer épais est utilisé et chaque bobine est enroulée autour d'une jambe du circuit magnétique. Ce dispositif ne peut se représenter par des inductances seules, puisqu'un couplage existe entre les différents enroulements. Magnétiquement, l'inductance se comporte comme un transformateur à q enroulements.

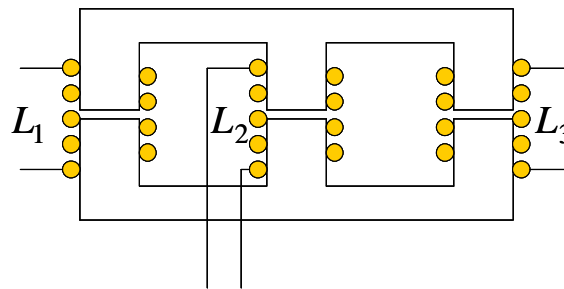


Figure 2-53: Inductance couplée monolithique à 3 phases

En pratique, les entrefers des bras d'enroulements sont suffisamment épais pour régir entièrement le partage du flux, si bien que celui créé par une colonne se partage équitablement entre les deux autres. Les réluctances des branches transversales sont négligeables devant les réluctances des bras d'enroulements. Ce fonctionnement se traduit par une matrice inductance très simple définie par un paramètre unique.

$$[23] \quad [M] = \begin{bmatrix} (q-1) \times L & -L & \dots & \dots & -L \\ -L & (q-1) \times L & \dots & \dots & -L \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ -L & -L & \dots & \dots & (q-1) \times L \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad L = \frac{N_{spires}^2}{q \cdot \mathcal{R}}$$

N : nombre de spires d'une bobine et R : réluctance de l'entrefer.

La matrice inductance $[M]$ est réelle et symétrique. Pour l'exemple **Figure 2-53**, 3 phases avec entrefer, la matrice devient :

$$[24] \quad [M] = \begin{bmatrix} 2.L & -L & -L \\ -L & 2.L & -L \\ -L & -L & 2.L \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad L = \frac{N_{spires}^2}{3.\mathfrak{R}}$$

Un circuit équivalent simple des inductances couplées pour trois enroulements met en évidence la similitude avec les montages par transformateurs, **Figure 2-54**. Sur trois phases, ce schéma équivalent peut faire penser à un montage cascade cyclique, mais en réalité, il est équivalent à un montage matrice complète.

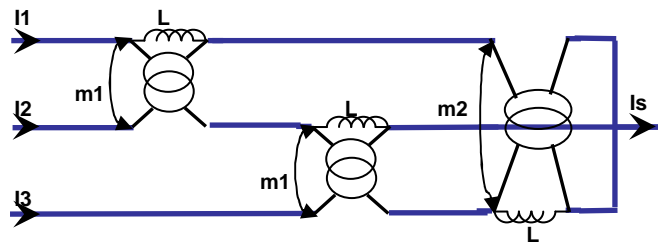


Figure 2-54: Schéma équivalent du coupleur monolithique 3 phases

La formule de l'énergie s'écrit :

$$[25] \quad W = \frac{1}{2}L(I_1 - I_2)^2 + \frac{1}{2}L(I_2 - I_3)^2 + \frac{1}{2}L(I_3 - I_1)^2$$

Utiliser des entrefers sur les bras d'enroulement est très intéressant. Les réluctances deviennent négligeables et les flux sont équitablement répartis dans la structure. En revanche, l'entrefer impose des pertes supplémentaires. Les valeurs des inductances magnétisantes sont beaucoup plus faibles, alors que celles des inductances de fuites sont beaucoup plus importantes. Le rapport inductance de fuite sur inductance magnétisante est alors très faible. De plus, d'après l'équation [25], l'énergie transmise d'une phase à une autre est proportionnelle à la valeur des inductances magnétisantes. Ce type de couplage n'apporte pas de performances intéressantes. Les ondulations de courant à la fréquence de découpage font que les courants de phases sont très déséquilibrés et les pertes cuivre et semi-conducteur plus importantes.

2.4.2. Topologies connues

On dénombre plusieurs types de topologies pour les transformateurs intercellulaires monolithiques :

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

Dans cette partie du chapitre, on se concentre uniquement sur les topologies de base. En Annexe F, des détails supplémentaires sont présentés, comme les équations des flux ainsi que les schémas de réductances. On y aborde aussi d'autres structures.

La **Figure 2-55** représente un transformateur inter-cellules monolithique réalisé sur un **noyau magnétique standard** (U et I) comportant q colonnes verticales sur lesquelles sont placés les p bobinages (dans notre cas, q est égal à 7).

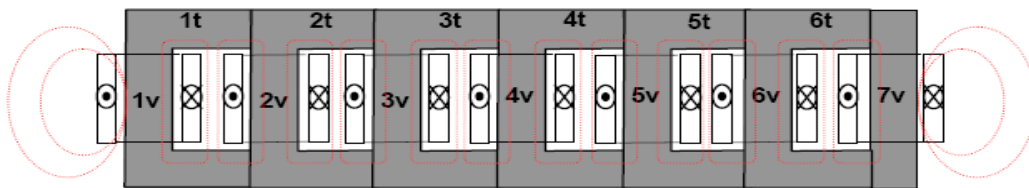


Figure 2-55: Topologie en échelle, flux réparti, [Costan 2008].

Les bobinages sont réalisés de manière à générer des flux dans le même sens. La tension aux bornes des bobinages est imposée par l'électronique de puissance (la cellule de commutation). D'après la loi de Faraday, le flux généré par chaque bobinage est directement proportionnel à la tension à ses bornes. Les flux sont donc soumis au même déphasage que les tensions de phases. L'énergie engendrée par chaque enroulement se mélange aux autres, et par conséquent, chaque bobinage doit être parcouru par le même courant alternatif à $p.Fdec$. Sur la **Figure 2-55** tous les flux générés par les bobinages sont représentés. Les flux de fuites se referment essentiellement dans les zones d'air autour des bobinages. Une structure planar semble avantageuse pour favoriser ces inductances de fuites.

La **Figure 2-57** montre l'évolution du flux dans les différentes parties du circuit magnétique présenté en **Figure 2-56**. Les flux sur les bords du circuit sont d'amplitude plus faible et de forme différente de ceux proches du centre. La **Figure 2-58** présente la répartition du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique. Elle met en évidence

que le circuit doit être surdimensionné sur les bords pour permettre un flux plus important dans les parties centrales.

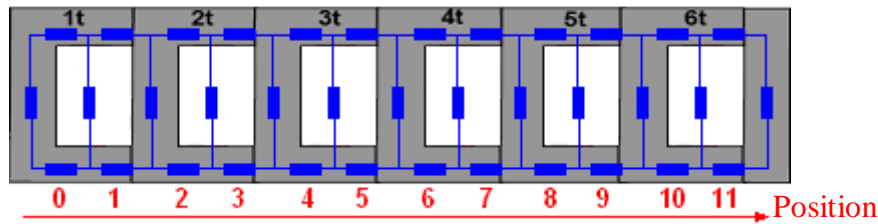


Figure 2-56: Schéma de réluctance et position des flux transversaux magnétiques dans le coupleur

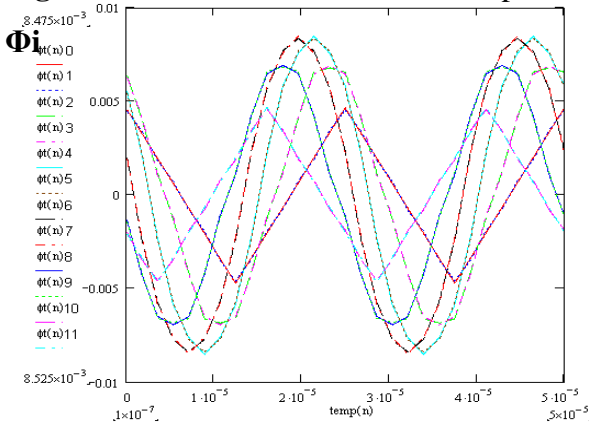


Figure 2-57: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

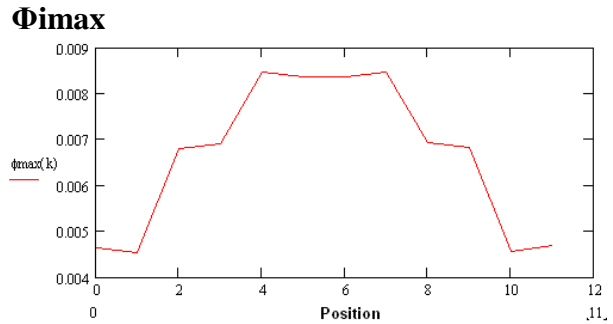


Figure 2-58: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

Le partage des flux entre les différentes colonnes de bobinages n'est absolument pas équilibré. De plus, sur les bords du circuit magnétique, les flux sont totalement triangulaires et sinusoïdaux au centre de la structure. Ce mode de fonctionnement se traduit par une matrice d'inductance complexe, qui mène à des courants de phases déséquilibrés. Les répercussions sur les pertes fer, cuivre et semi-conducteur sont importantes. Equilibrer cette structure impose que le nombre de spires à appliquer sur chaque enroulement soit différent et dimensionné précisément. Elle reste malgré tout la plus simple à mettre en œuvre et la plus utilisée, **Figure 2-4** page 46.

Les **Figure 2-59** et **Figure 2-60** représentent des transformateurs intercellulaires réalisés sur des noyaux magnétiques comportant p colonnes verticales (de section ronde ou carrée) sur lesquelles sont placés les q bobinages (q est ici égal à 7). Deux structures circulaires sont présentées :

1. La structure circulaire à flux canalisé est réalisée autour de deux disques de matériau magnétique raccordés par les colonnes d'enroulements. Au milieu de cette structure, il

existe une colonne centrale (commune) prévue avec un entrefer, c'est le bras de canalisation du flux, idéal pour contrôler les inductances de fuites.

2. La structure circulaire à flux réparti est réalisée avec deux anneaux qui forment un circuit magnétique fermé reliant toutes les colonnes bobinées (sans entrefer). Les flux de fuites se referment essentiellement dans les zones d'air autour des bobinages.

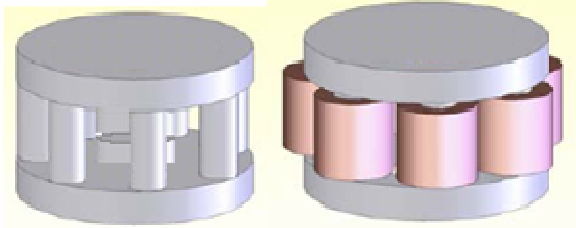


Figure 2-59: Structure 1 : circulaire à flux canalisé [Costan 2007].

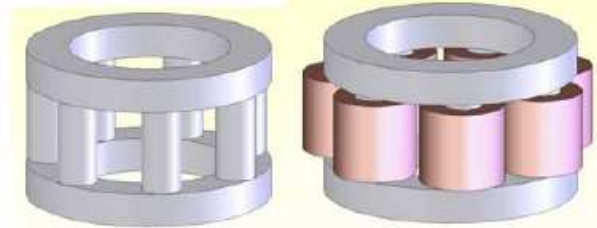


Figure 2-60: Structure 2 : circulaire à flux réparti [Costan 2007].

L'obstacle à la mise en œuvre pratique de ces structures vient de la géométrie des noyaux magnétiques, car ils ne sont pas basés sur des noyaux standards. Ces deux topologies peuvent donner rigoureusement les mêmes performances électriques [Schultz 2002].

La **Figure 2-61** montre l'évolution du flux dans les différentes parties du circuit magnétique présenté en **Figure 2-60**. Les flux sont tous de formes et d'amplitudes identiques et déphasés de $2.\pi/N$. La **Figure 2-62** montre la répartition des amplitudes du flux dans le circuit magnétique. Cette topologie donne une répartition parfaitement uniforme en tous points de la structure. Aucun surdimensionnement n'est à prévoir.

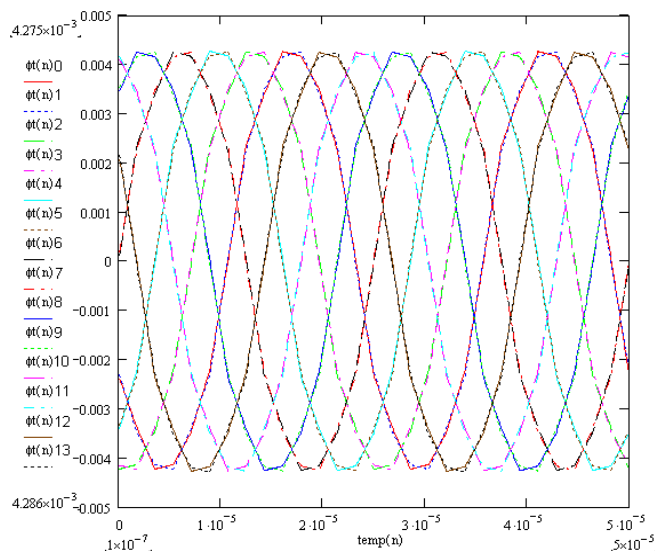


Figure 2-61: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

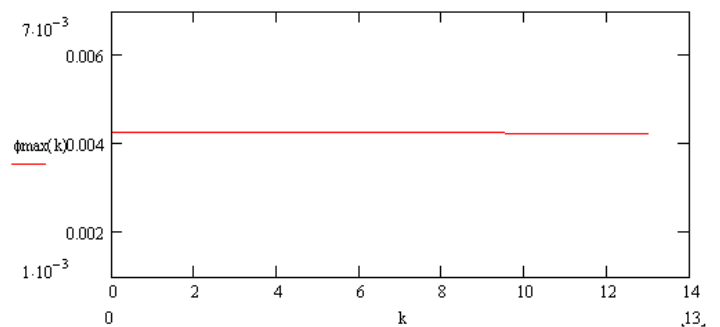


Figure 2-62: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

La topologie circulaire présentée par la suite est basée sur des noyaux standards. De part sa géométrie particulière, elle ne peut être utilisée que pour un nombre pair de cellules, supérieur ou égal à 4 [Costan 2007]. Le but des structures circulaires est de supprimer l'effet de bord observé dans les structures en échelle. Nous obtenons ainsi une répartition uniforme du flux dans toute la structure magnétique.

Considérons un convertisseur à 8 cellules entrelacées. La topologie proposée est illustrée dans la **Figure 2-63**. Le transformateur intercellulaire comporte huit bobinages, dont six réalisés autour des axes verticaux et deux autour de l'axe horizontal.

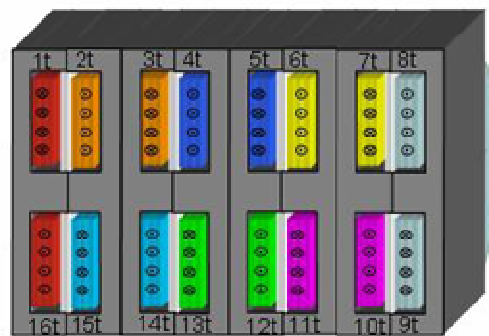


Figure 2-63: Topologie 1 : E verticaux bobinages concentriques [Costan 2007].

Les **Figure 2-64** et **Figure 2-65** montrent l'évolution du flux dans les différentes parties du circuit magnétique. Les flux sont tous de formes identiques. On distingue 4 familles, composés chacune de flux traversant 4 différentes barres transversales.

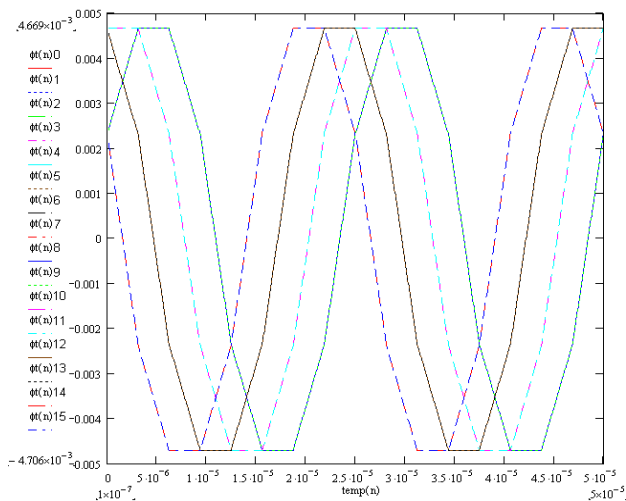


Figure 2-64: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

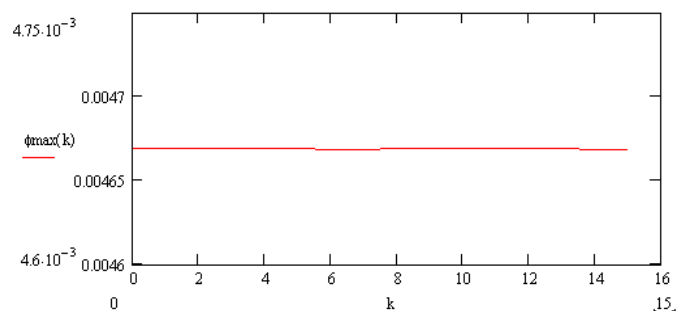


Figure 2-65: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

Comme dans le cas des transformateurs de couplage, les calculs analytiques montrent la réduction des valeurs crêtes des flux transversaux en mode permuté. La réduction du flux

crête traversant les colonnes de liaison conduit évidemment à une réduction de la section de fer. Cette diminution des amplitudes est observée dans toutes les structures. De plus, ce type d'alimentation modifie la répartition des flux dans les barres transversales des circuits magnétiques, exemple **Figure 2-58** et **Figure F-21** (en annexe). Les flux sont plus équitablement répartis dans la structure, la variation des amplitudes maximales est nettement atténuée ainsi que les effets de bord.

2.4.3. Topologies à noyaux standard

Toutes les structures à noyaux standards présentées dans [Costan 2007] montrent 2 enroulements sur les bords des circuits qui sont particulièrement difficiles à réaliser, **Figure 2-66**. La structure peut être modifiée pour ne contenir que des enroulements identiques. Pour maintenir le couplage entre les différents enroulements, les 2 E sur les bords doivent avoir le bras central le plus court possible. Deux U seraient l'idéal. En revanche, l'ajout de plusieurs I est indispensable pour faire la liaison entre les barres transversales de dessus et dessous.



Figure 2-66: Topologies circulaires à noyau standard modifié. *A gauche* : topologie présentée dans [Costan 2007] ; *A droite* : topologie modifiée

Dans la pratique, il est souhaitable que ces deux I aient la plus faible réluctance possible. Elle peut être atténuée en augmentant les épaisseurs des I, par exemple, en plaçant plusieurs I en parallèle, **Figure 2-66**. Si cette réluctance de bord n'est pas négligeable, il est alors nécessaire d'ajuster légèrement le nombre de spires pour rééquilibrer les courants. Ainsi dans le cas présent, les 4 enroulements des bords de la structure comportent une ou deux spires de plus que les deux enroulements centraux. La **Figure 2-67** présente les courants de phases et flux dans les barres transversales de la structure pour un I et deux I de chaque côté de la structure. Dans le premier cas, les courants ne sont pas du tout équilibrés et les flux sont très irréguliers. L'ajout des I en parallèle équilibre la structure, offrant une répartition des flux plus équitable et plus stable.

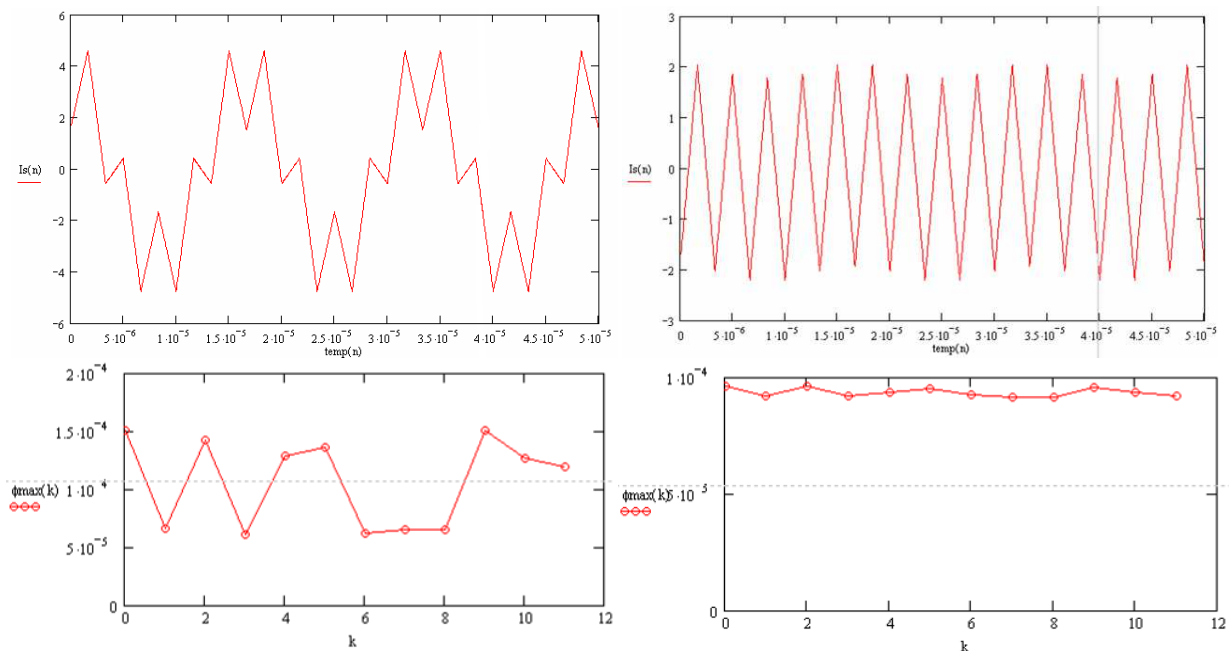


Figure 2-67: Topologie circulaire à noyau standard modifié, courant de phases et flux transversal. *A gauche* : un seul I de chaque côté; *A droite* : deux I en parallèle.

2.5. Topologies monolithiques circulaires planars

Jusqu'à présent, nous nous sommes intéressés à l'étude des différentes structures de couplage bobinées avec du fil de cuivre ou du fil de Litz. Nous cherchons à présent à estimer le gain en termes de volume, de masse et de rendement qu'une solution planar apporte par rapport aux structures étudiées jusqu'à maintenant. Le planar permet d'intégrer le bobinage directement sur le circuit imprimé, **Figure 2-68**. Ainsi, la connectique est éliminée et les éléments parasites sont atténués, cela permet de profiter d'une intégration maximale. A présent, un coupleur de type planar fortement intégré est étudié et doit répondre aux différentes exigences suivantes :

- Dans l'objectif de diminuer les pertes fer ainsi que le volume et la masse, le volume de fer doit être minimisé au maximum ;
- Minimiser le nombre de connexions pour limiter les inductances de fuites induites, d'où l'intérêt d'une structure planar ;
- Faciliter et optimiser l'intégration du système. Le fait de n'utiliser qu'un seul PCB permet une intégration plus importante de l'ensemble et une diminution des éléments parasites. Cette intégration a l'inconvénient de complexifier l'évacuation de calories engendrées par les pertes cuivre.

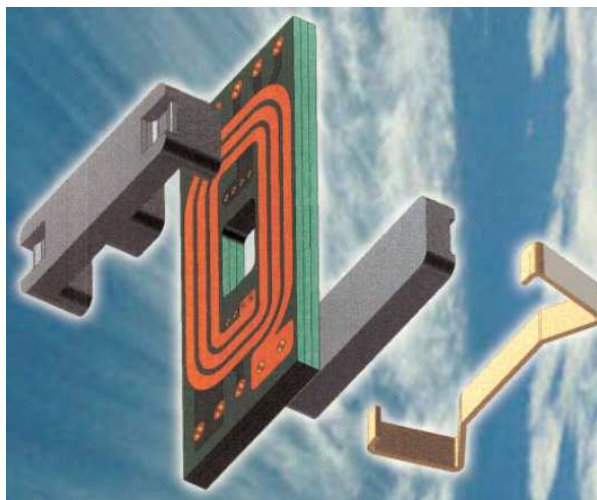


Figure 2-68: Exemple de réalisation planar

2.5.1. Choix de la forme de la structure

Le choix de la structure géométrique du circuit magnétique est prépondérant dans l'optimisation du volume du convertisseur. Elle permettra une meilleure répartition des flux dans l'ensemble de la structure et de s'affranchir des effets de bord engendrant une dissymétrie des courants traversant les différents enroulements. Nous décidons donc d'utiliser des structures répondant aux exigences suivantes :

- Structure à inductances couplées et non à transformateurs pour éviter les inductances parasites engendrées par les liaisons entre transformateurs ;
- Structure circulaire pour s'affranchir des effets de bord, les distances entre bras doivent être identiques et le circuit magnétique doit se refermer sur lui-même.

Pour répondre à ces contraintes, le type de géométrie réalisable dépend du nombre de cellules mises en œuvre. Bien entendu, quel que soit le nombre de cellules employées, la structure idéale est la structure circulaire réalisant un rond parfait. Ainsi aucun angle pouvant gêner la circulation des flux n'est présent sur l'ensemble du contour.

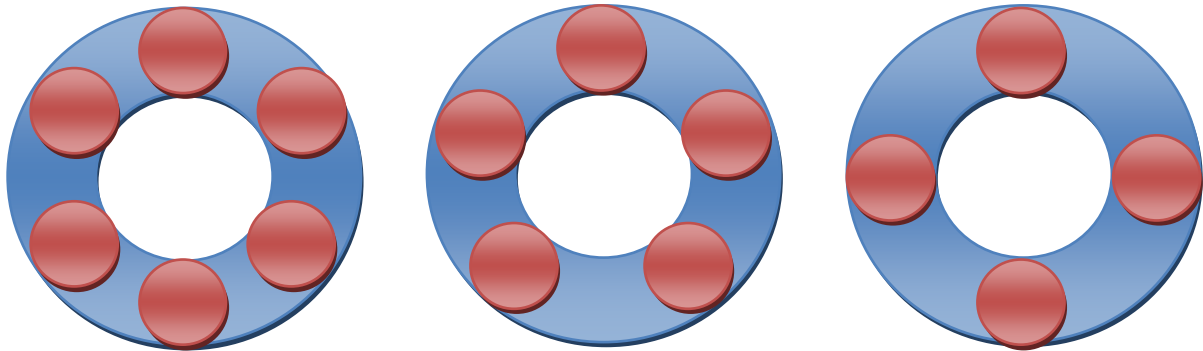


Figure 2-69: Réalisation de coupleurs circulaires en rond pour différents nombres de cellules

La réalisation d'un coupleur parfaitement rond est très compliquée et coûteuse, il est donc intéressant d'étudier les autres géométries possibles. On distingue des contraintes de réalisation différentes, selon le nombre de cellules nécessaires à la réalisation. Dans le cas d'un nombre pair de phases, deux types de réalisations sont envisageables :

- Avec des réalisations du type hexagone, octogone, décagone. Ces structures sont des variantes qui tendent vers la géométrie ronde ;
- Avec des réalisations de structures carrées ou rectangulaires :
 - Si 2^N phases, une structure carrée peut être utilisée ;
 - Sinon, seules des structures rectangulaires sont réalisables.

Dans le cas d'un nombre impair de phases, il ne peut y avoir d'angle droit, cette contrainte complique la réalisation du circuit magnétique. Même si des structures circulaires font leur apparition, la plupart des circuits magnétiques du commerce sont réalisés de manière carrée ou rectangulaire. Il faut dire que ces noyaux sont réalisés avec des moules et non par usinage d'un matériau brut. L'usinage de pièces spécifiques est généralement réalisé avec des angles droits uniquement, ce qui complexifie la réalisation du coupleur. Donc, si la structure en rond n'est pas réalisable, on peut envisager de réaliser un pentagone ou heptagone ...

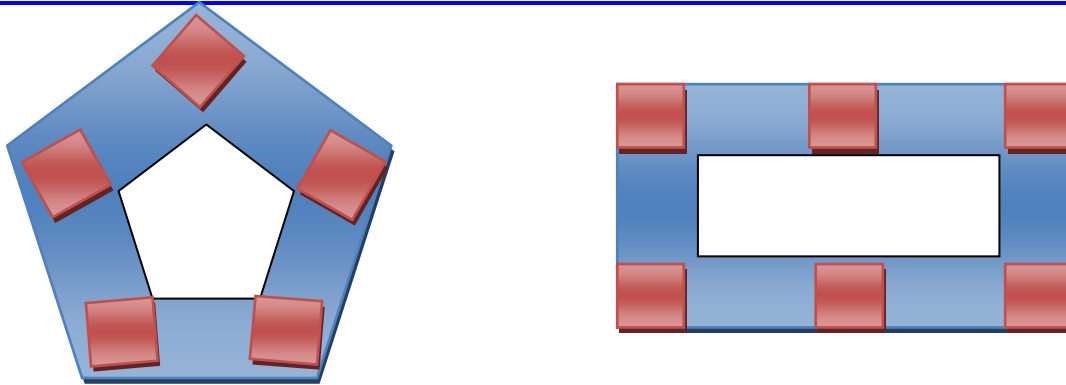


Figure 2-70: Exemple de réalisation de circuits circulaires en cas impair (gauche) et cas paire (droite)

2.5.2. Dimensionnement de la structure

Dans les coupleurs monolithiques, les sections de fer sont toutes dimensionnées pour une induction magnétique maximale constante dans l'ensemble de la structure. On peut donc en déduire que les pertes fer sont directement proportionnelles au volume de fer de l'ensemble du circuit magnétique. Pour minimiser les pertes au maximum, nous devons estimer le volume de fer optimal en fonction des différents paramètres à notre disposition. Nous avons vu que :

1. Les sections de fer des bras d'enroulement sont directement proportionnelles à la tension d'alimentation et au nombre de spires.
2. Les sections de fer transversales sont directement proportionnelles aux bras d'enroulement. La proportionnalité est dépendante de la matrice des flux imposée par la géométrie.
3. Pour une même section de cuivre, la largeur des spires et le nombre de spires en parallèle modifient :
 - a. L'épaisseur du PCB et donc la longueur des bras d'enroulements ;
 - b. L'espacement entre les bras et donc la longueur du contour du circuit magnétique ;
 - c. L'inductance de fuite, qui dépend de la géométrie des circuits planar.

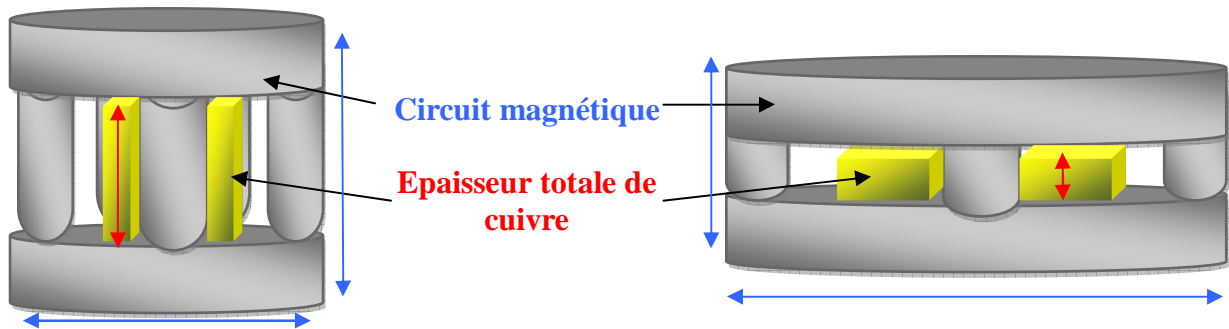


Figure 2-71: Pour une même section de cuivre, la variation de la largeur de piste modifie la géométrie du circuit magnétique

Le nombre de couches du PCB est donc un paramètre très sensible du dimensionnement et doit être estimé en prenant en compte tous les paramètres. Un paramètre important, permettant un gain de volume significatif, à l'image du fil de Litz, est le nombre de spires en parallèle. A section de cuivre égale, ce nombre diminue la largeur des spires et augmente le nombre de couches, soit l'épaisseur du PCB. Elle diminue aussi le volume de fer. Pour différentes valeurs du nombre de spires avec un nombre variable de spires en parallèle, nous arrivons aux résultats suivants :

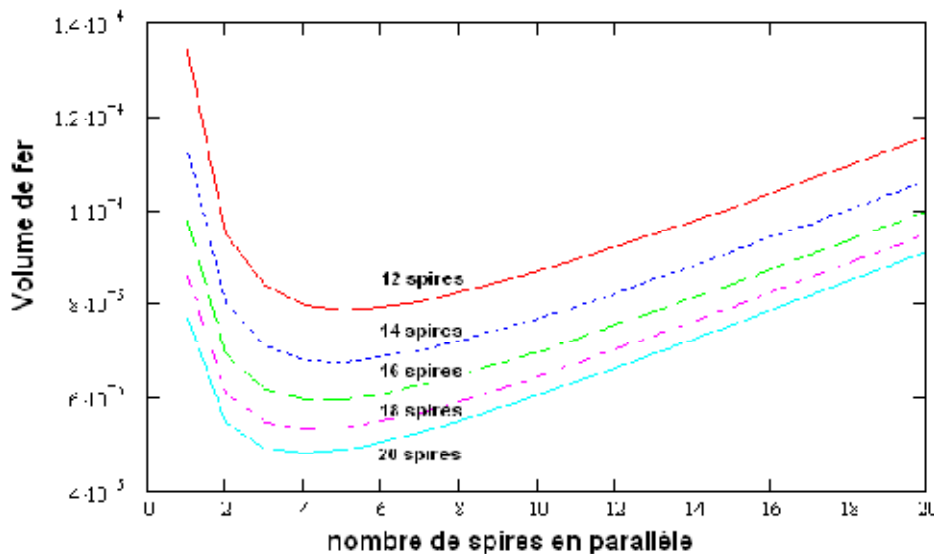


Figure 2-72: Volume de fer en fonction de l'épaisseur du PCB (varie en fonction du nombre de spires en parallèle) pour différents nombres de spires

En plus de limiter les effets de peau, ce résultat montre que le nombre de spires en parallèle modifie de manière significative le volume de fer et doit être judicieusement estimé. Il montre aussi qu'un grand nombre de spires a un impact positif sur le volume de fer. Mais les contraintes physiques de réalisation sur PCB restreignent ce choix. Un compromis entre pertes cuivre et pertes fer permet de fixer ce nombre. La réalisation physique des spires

implique de nombreux problèmes, notamment la génération de courant de circulation entre couches, voir Annexe G.1.II.

2.5.3. Dimensionnement et prise en compte des pertes cuivre

Les pertes cuivre dépendent directement du nombre de spires. On obtient une équation linéaire passant par zéro. Les contraintes de densité de puissance imposent une section de cuivre importante. En mettant le maximum de cuivre on peut espérer réduire la résistance, mais on réduit ainsi l'inductance de fuite, ce qui entraîne une augmentation des ondulations de courant.

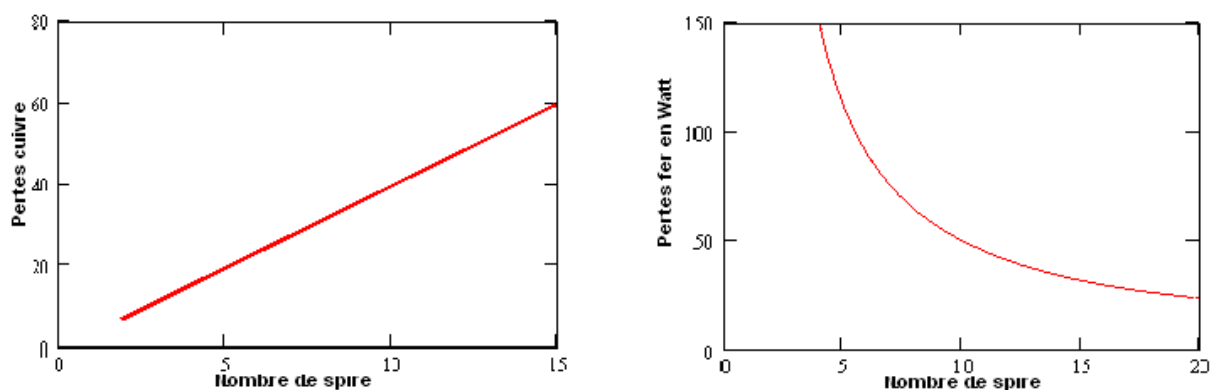


Figure 2-73: Représentation des pertes cuivre et des pertes fer en fonction du nombre de spires

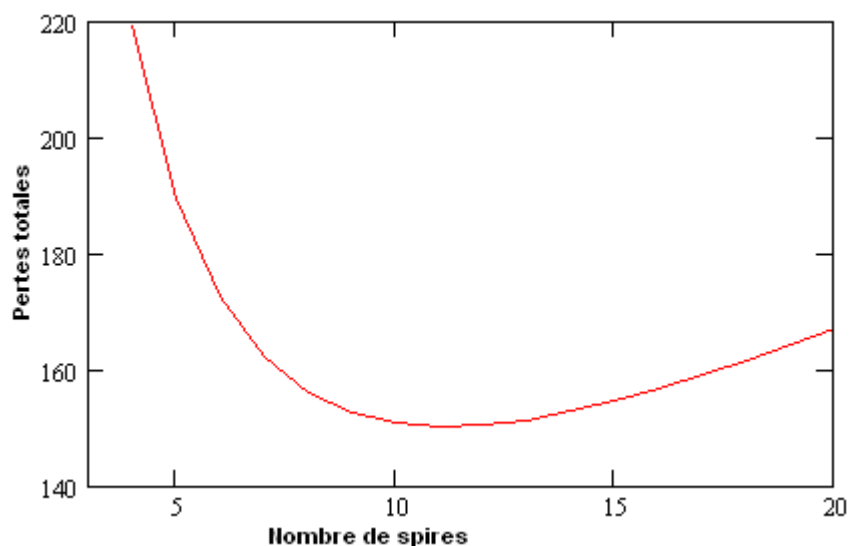


Figure 2-74: Représentation des pertes totales en Watt par rapport au nombre de spires

Ce résultat nous montre que les pertes totales sont optimales pour un nombre de spires de 12. En réalité, si on utilisait 12 spires fois 5 en parallèle, comme nous le montrent les courbes **Figure 2-72**, nous obtiendrions un nombre de couches sur le PCB supérieur à ce qu'il

nous est possible de réaliser. Il faut donc choisir les caractéristiques de notre PCB en faisant varier les paramètres en concordance avec nos critères de faisabilité. L'ondulation de courant est prépondérante dans le dimensionnement. Une forte ondulation implique un accroissement des pertes cuivre, pertes semi-conducteur, de la surface de cuivre et du volume du dissipateur. Les courbes de la **Figure 2-72** montrent que choisir un nombre de couches en parallèle de 3 à 6 minimise les pertes, même si le point optimal se trouve exactement à 5. En choisissant un nombre de spires à 12 pour 3 spires en parallèle, on obtient un PCB de 36 couches de spires soit 5.4mm d'épaisseur.

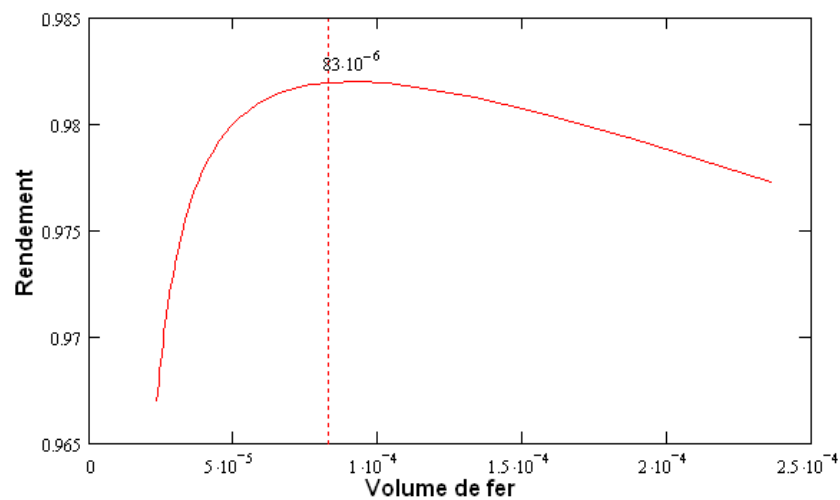


Figure 2-75: Rendement en fonction du volume de fer en m³

Le curseur sur la courbe de la **Figure 2-75** montre la cohérence de ce choix. Cette courbe représente le rendement du convertisseur en fonction du volume de fer du circuit magnétique. Le véritable optimum est pour 10 spires avec 5 spires en parallèle. Cet optimum impose un minimum de 50 couches sur le PCB pour une ondulation de courant qui sera plus importante. Ces choix imposent une perte de rendement de l'ordre de 0,003% pour un gain de volume de fer de 8,9%, soit de 83,8cm³ au lieu de 92cm³. Selon les contraintes de l'application, un compromis entre rendement et volume peut être fait.

2.5.4. Optimum de cellules

Nous nous sommes intéressés jusqu'à maintenant au dimensionnement du circuit magnétique sans nous préoccuper d'un aspect important des structures entrelacées, à savoir le nombre de cellules à mettre en oeuvre. Les calculs précédents ont permis d'extraire des caractéristiques optimales en fonction des paramètres souhaités, fréquence d'ondulation de

sortie fixe, tension d'entrée, matériau magnétique, rendement ... La **Figure 2-76** présente les pertes fer calculées en fonction du nombre de cellules dans 2 cas distincts :

- Alimentation standard : Accroissement presque linéaire des pertes en fonction du nombre de cellules du convertisseur.
- Alimentation permutée : Ondulation des pertes avec un accroissement en fonction du nombre de cellules. On remarque que les volumes les plus faibles sont pour les nombres de phases impairs.

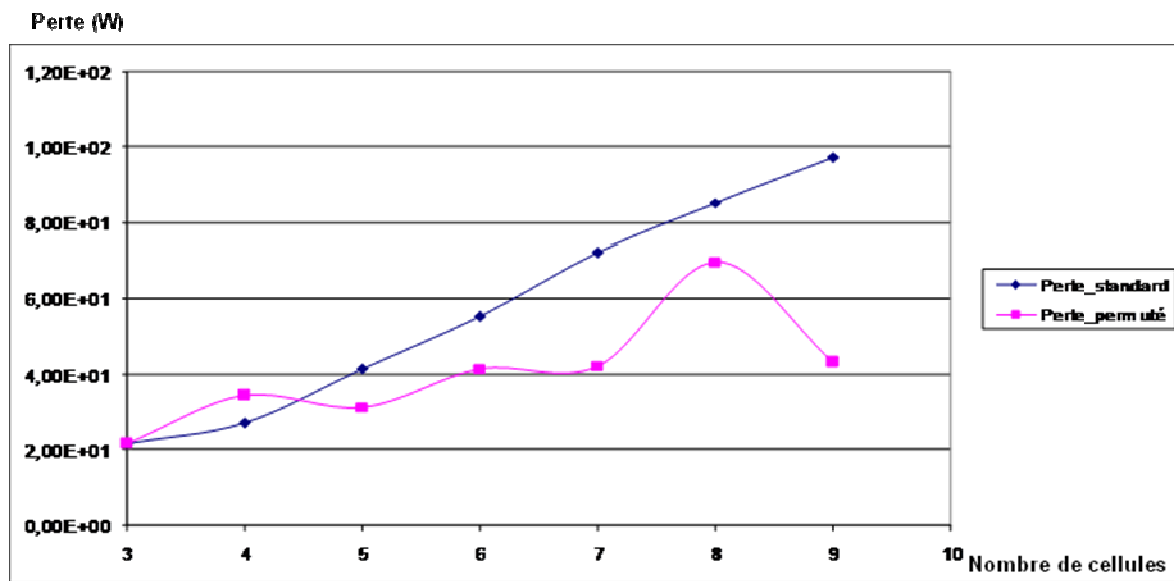


Figure 2-76: Pertes fer en fonction du nombre de cellules avec une alimentation standard et permutée

La **Figure 2-76** montre que l'entrelacement donne de meilleurs résultats pour les pertes fer avec un nombre impair et le plus faible possible de cellules, soit pour 3 cellules. Ceci est vrai lorsque l'on ne tient pas compte de l'ensemble des pertes du convertisseur. Si l'on ajoute les pertes semi-conducteur ainsi que les pertes cuivre, l'optimum ne se trouve plus à 3 cellules, mais à 5 **Figure 2-77**. Les fréquences de découpage étant inférieures dans ce second cas, les pertes semi-conducteur seront réduites et beaucoup mieux réparties.

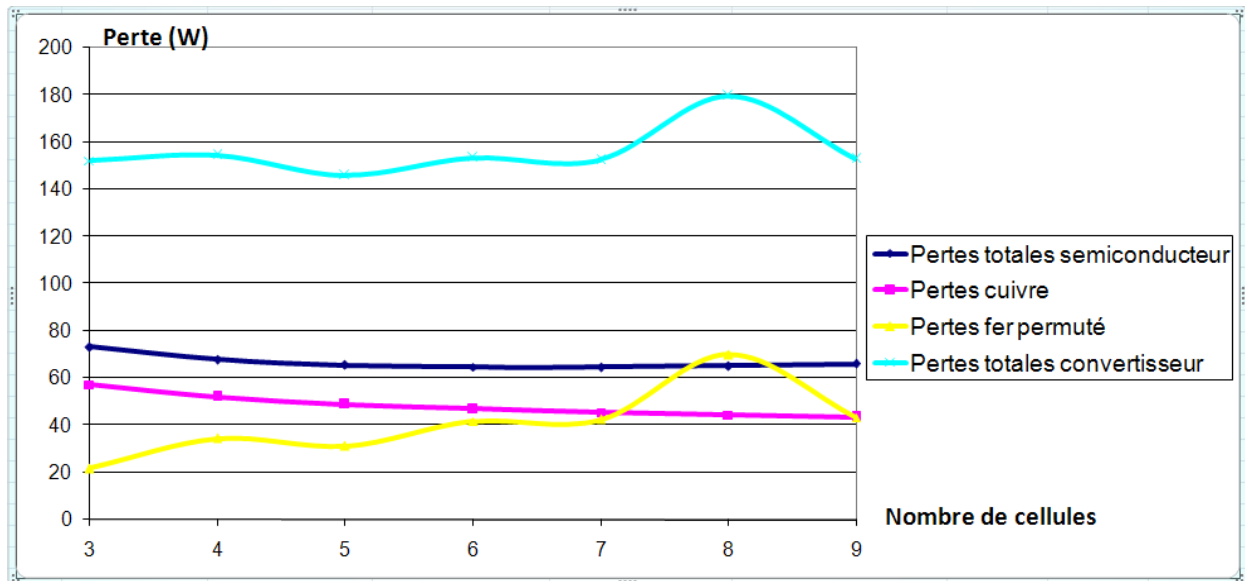


Figure 2-77: Pertes totales en fonction du nombre de cellules avec une alimentation permutée

2.5.5. Réalisation du coupleur

Maintenant que nous connaissons les caractéristiques du coupleur, section de fer des bras d'enroulements et transversals, écartement entre les bras, nombre de phases et épaisseur du PCB, il reste à définir la forme exacte du circuit magnétique. Dans un cas pair de cellules, la forme est très simple à représenter, **Figure 2-78**. Tout est réalisable avec des angles droits. La forme des bras d'enroulements est carrée, ainsi que celle de la structure qui est soit carrée soit rectangulaire. Le dessin du coupleur est représenté à l'aide d'un logiciel de mécanique en 3 dimensions (Solidworks).

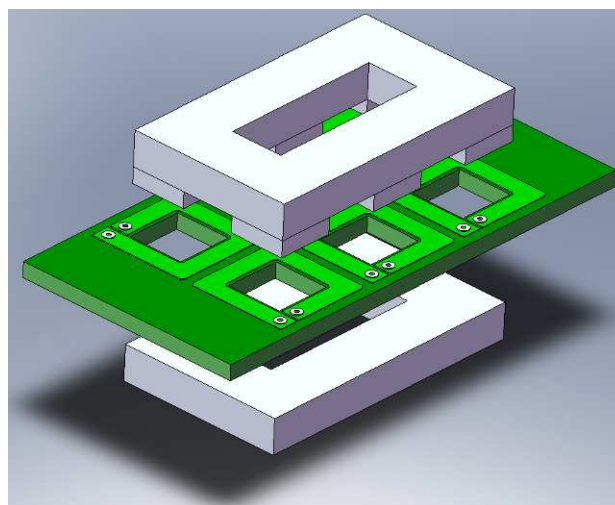


Figure 2-78: Visualisation 3D du coupleur 6 phases et du PCB

Les spires seront toutes parfaitement parallèles les unes aux autres, **Figure 2-79**. Cette forme géométrique simple est particulièrement adaptée à ce genre d'application et ne pose pas de difficulté pour la réalisation. Ces spires occupent près de 100% de la surface disponible, aux distances d'isolement près, ce qui en fait la solution la plus compacte.

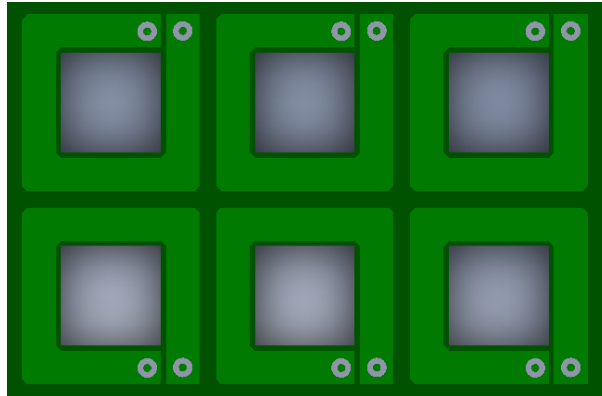


Figure 2-79: Réalisation des spires pour 6 phases

Le second cas, celui qui nous intéresse, est celui d'un nombre de cellules impair. La forme géométrique est plus compliquée à réaliser. Cette forme contient un côté par phase. Pour réaliser 5 cellules, il faut un pentagone, **Figure 2-80.a**. Dans ce cas, les bras d'enroulements ne peuvent pas être réalisés en carré comme dans le cas précédent. La structure proposée est proche du pentagone, avec le côté intérieur tiré vers le centre pour remplir l'espace vide, **Figure 2-80.b**. Avec cette solution, les distances entre bras sont raccourcies. Les pertes engendrées par les barres transversales sont ainsi limitées. L'occupation de l'espace est moindre qu'avec la solution à 6 cellules, mais elle approche tout de même les 100%.

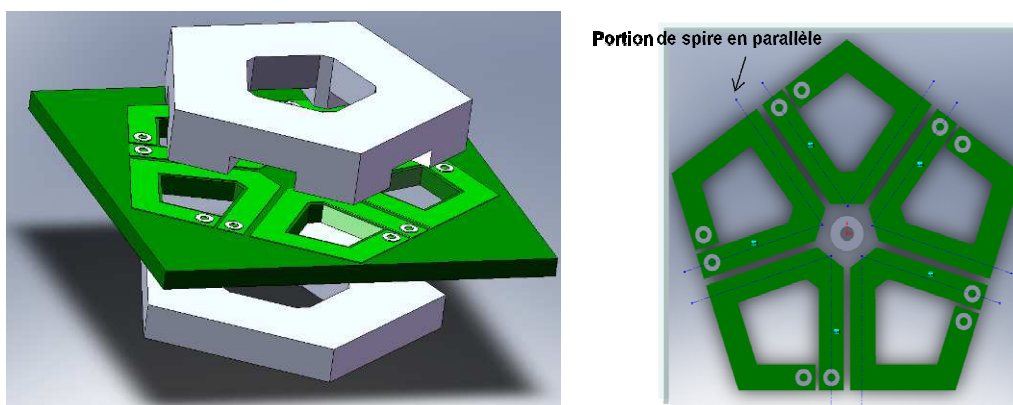


Figure 2-80: a. Visualisation 3D du coupleur 5 phases et du PCB b. Représentation des spires

2.5.6. Analyse temporelle et fréquentielle du coupleur planar

Ce paragraphe présente le comportement et l'efficacité de la structure de filtrage dont les éléments peuvent être étudiés par deux types d'approche : temporelle et fréquentielle. Les calculs précédents ont identifié les différents paramètres physiques et géométriques du coupleur. Ainsi, les valeurs des réductances, les inductances propres et les mutuelles inductances sont connues. A cause des importantes surfaces planes de fer très proches imposées par les structures planars, ces circuits magnétiques sont particulièrement favorables du point de vue des inductances de fuites. Comme nous l'avons vu précédemment, c'est l'inductance de fuite qui fixe l'amplitude des ondulations de courant. Mais si cette inductance est trop grande, une ondulation à la fréquence de découpage vient s'ajouter au courant de phase, ce qui a pour conséquence d'accroître les pertes cuivre et semi-conducteur.

Les courbes, **Figure 2-81**, présentent les tensions de phases appliquées au coupleur dans les domaines temporel et fréquentiel. Afin de s'approcher au plus près des signaux réels, on a volontairement ajouté du bruit et d'importants dépassements pendant les phases de commutations.

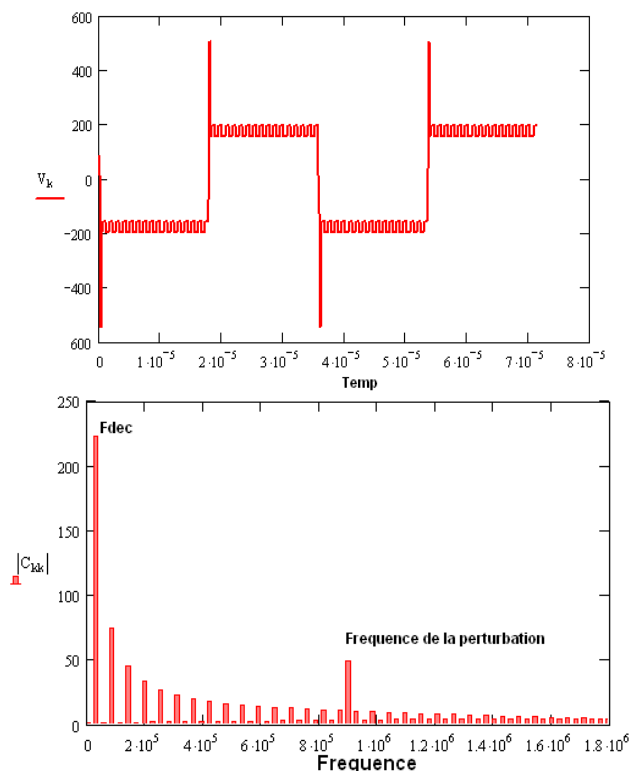


Figure 2-81: Tension imposée aux enroulements du coupleur planar dans les domaines temporel et en fréquentiel

Les courbes (**Figure 2-82**) présentent les courants de phases correspondants aux tensions appliquées. Les perturbations hautes fréquences engendrées par la tension sont bien filtrées. Le courant présente une légère ondulation à la fréquence de découpage, mais celle-ci sera très fortement atténuée par l'utilisation d'alimentation permutée.

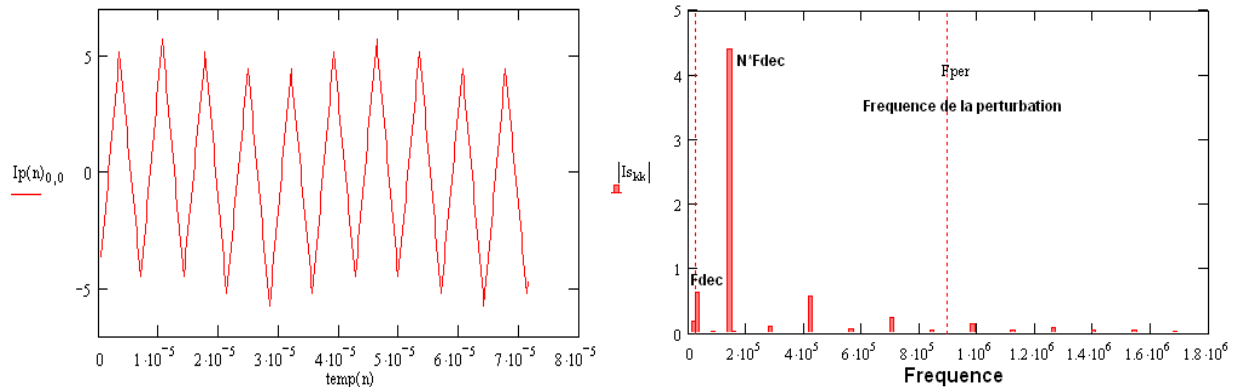


Figure 2-82: Courants de phases dans le coupleur planar en temporel et en fréquentiel

Les courbes, **Figure 2-83**, présentent les flux dans les barres transversales du coupleur planar ainsi que la répartition de ses amplitudes sur l'ensemble de la structure. Sans surprise, les flux sont idéalement répartis.

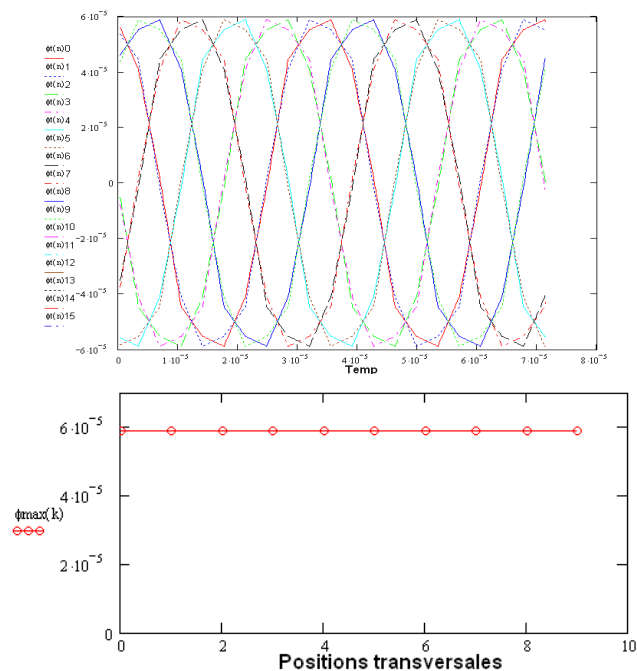


Figure 2-83: A gauche : Flux dans les barres transversales du coupleur planar ; A droite : Répartition du flux dans l'ensemble des barres transversales

Les courbes, **Figure 2-84**, présentent l'analyse fréquentielle du coupleur. A gauche, la valeur du filtrage en fonction de la fréquence comparée avec le gabarit aéronautique. A droite, le spectre de la tension de sortie.

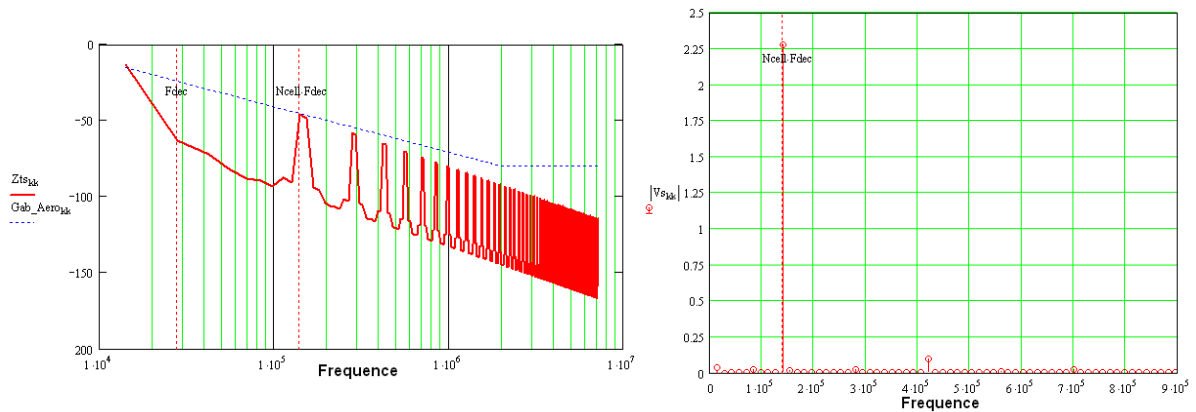


Figure 2-84: Atténuation de sortie (rouge) comparée avec le gabarit aéronautique (bleu) ; Spectre de la tension de sortie du filtrage

2.5.7. Caractéristiques et masse du coupleur monolithique planar

Voici les différentes caractéristiques optimales calculées pour le coupleur monolithique planar à 5 cellules :

- Caractéristiques générales
 - Entrée : 350Vdc, sortie : 115Vac 25kVA
 - Densité de courant dans les bobinages du transformateur : 15A/mm²
 - Courant dans chaque enroulement pour 5 cellules : 20.5A
 - Enroulement : 12x3 spires de 7.6mm de large
 - Poids total du coupleur : 690grs
- Caractéristique magnétique
 - Matériau : 3C96
 - Surface de fer : 375mm²
 - Volume de fer : 83.822cm³
 - Poids du fer : 410g
- Caractéristique du PCB
 - 36 couches (pour 36 spires)
 - Epaisseur : 5.4mm
 - Epaisseur de cuivre : 75μm
 - Poids estimé par TSA-CEN : 280grs

La **Figure 2-85** présente la comparaison des masses de fer pour différentes solutions de filtrage. Le coupleur monolithique planar est comparé aux coupleurs monolithiques à noyaux standards et à la meilleure des solutions à transformateur, le collage de transformateur en cascade cyclique.

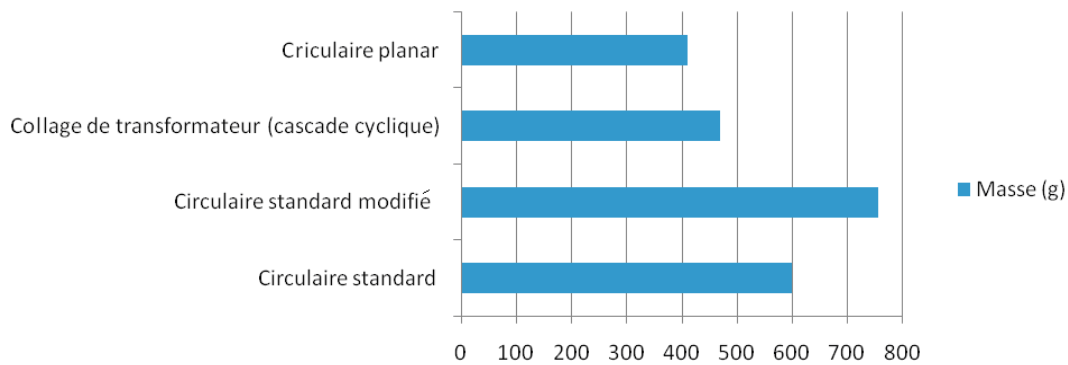


Figure 2-85: Comparaison de la masse des circuits magnétiques

La **Figure 2-85** compare des structures composées uniquement du même matériau, le 3C96. Sans surprise, le fait de réaliser un circuit magnétique dédié à l'application permet de fortement atténuer le volume de fer. Il est possible d'imaginer que dans l'avenir de nouveaux matériaux avec des caractéristiques similaires au nanocristallin (Poids faible, perméabilité très élevée) fassent leur apparition. Dans ce cas, toutes les structures présentées dans la **Figure 2-85** seront bien meilleures en termes de volume, de pertes et de masse.

2.6. Analyse des pertes dans les convertisseurs multicellulaires parallèles

Afin de réaliser cette étude, nous allons figer un certain nombre de paramètres du cahier des charges (en particulier, tension, fréquence de découpage, nombre de cellules, noyau magnétique et matériau magnétique).

1. Les dimensions du noyau étant connues, on estime la quantité de pertes acceptables à partir de la surface d'échange et de l'élévation de température maximale acceptable.
2. A partir des pertes fer admissibles, de la tension, de la fréquence et des modèles de pertes des différents matériaux, on détermine le nombre de spires.
3. Une fois le nombre de spires fixé, on doit déterminer les caractéristiques dimensionnelles des bobinages et leur position dans la fenêtre, afin d'estimer l'inductance de fuite et les résistances alternatives.

En mettant le maximum de cuivre, on peut espérer réduire la résistance, mais on réduit ainsi l'inductance de fuite ce qui entraîne une augmentation des ondulations de courant.

Une solution à base de tores en matériau nanocristallin 500F permet un gain significatif en masse et en pertes pour un volume équivalent à toute autre solution. Les tores en matériaux à forte perméabilité tel que le 500F sont inadaptés pour la réalisation d'inductances dans les onduleurs standards, car ils ne contiennent pas d'entrefer. Mais ils

peuvent convenir, du fait des compensations de flux, pour réaliser les transformateurs inter-cellules dans les convertisseurs parallèles entrelacés. Le matériau 500F autorise des inductions bien plus élevées pour un poids identique à la ferrite. En contre partie, leurs performances se dégradent rapidement lorsque la fréquence augmente au dessus de 100kHz.

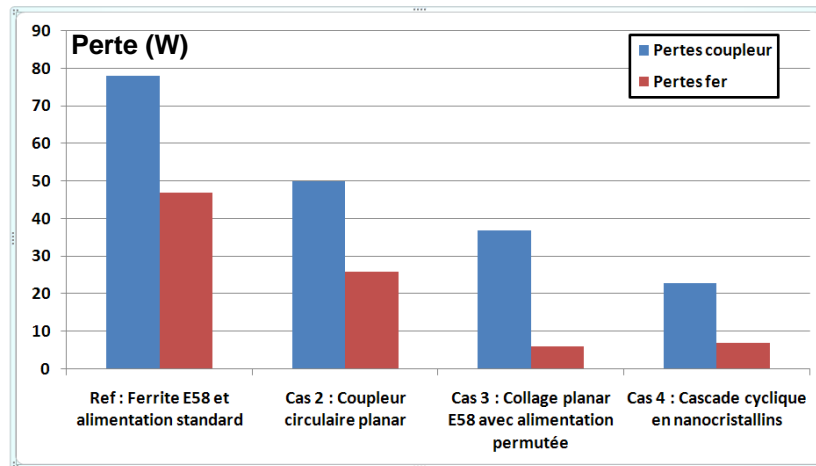


Figure 2-86: Comparaison des pertes dans les différents coupleurs réalisés en matériau 3c96 et nanocristallin pour 6 cellules

La **Figure 2-86** présente les pertes « fer » et « fer + cuivre » pour différentes structures de filtrage, transformateur simple, coupleur monolithique circulaire, collage de transformateur planar et montage à nanocristallin. Le « cas 4 » réalisé avec des tores nanocristallins est en fait la méthode à transformateur simple, seul le matériau change. L'induction magnétique maximale de ce matériau, dans les gammes de fréquences de quelques kilo hertz, mène à une réduction des sections de fer ainsi qu'à une réduction du nombre de spires. Les pertes fer sont nettement inférieures à la solution à ferrite, mais sont tout de même très légèrement supérieures à la méthode par collage. Les pertes très nettement inférieures permettent d'avoir des pertes totales (fer + cuivre) inférieures.

La **Figure 2-87** montre que ce matériau est un atout précieux pour ce type d'applications, les gains de poids sont très importants. Les tores nanocristallins offrent un gain de masse d'un rapport de plus de 4 par rapport à la meilleure solution proposée à base de ferrites.

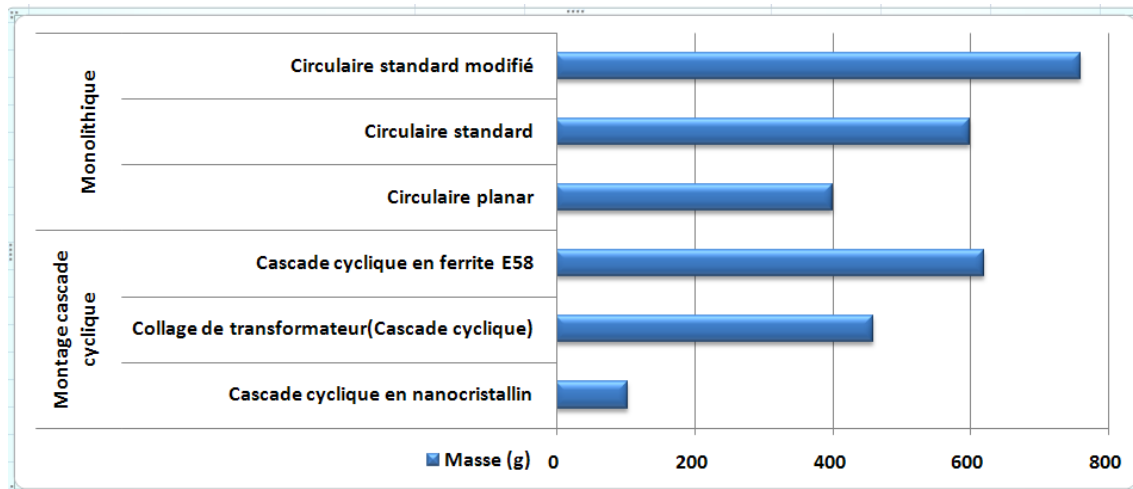


Figure 2-87: Comparaison de la masse des circuits magnétiques

A présent, nous tenons compte des pertes semi-conducteur. Un premier jeu de coupleurs a d'abord été dimensionné en envisageant des fréquences de découpage de 30, 50 et 80kHz. La tendance générale est une réduction du volume des transformateurs inter-cellules. Les pertes dans les semi-conducteurs se décomposent en pertes par conduction dans les IGBT et les diodes, pertes à l'amorçage des IGBT avec prise en compte du recouvrement des diodes, et pertes au blocage dans les IGBT. Les pertes sont calculées pour une température de jonction, une tension d'alimentation et une fréquence de découpage données et une même modulation de largeur d'impulsion. Il est alors possible de calculer un volume et une masse de dissipateur dans le cas d'un refroidissement en convection forcée ou simplement de considérer la valeur des pertes dans le cas d'un refroidissement par plaque froide.

Les résultats présentés ci-dessus, **Figure 2-88**, sont basés sur un IGBT surdimensionné (40A/600V) pour être compatible avec tous les dimensionnements effectués et ainsi permettre une comparaison directe des pertes.

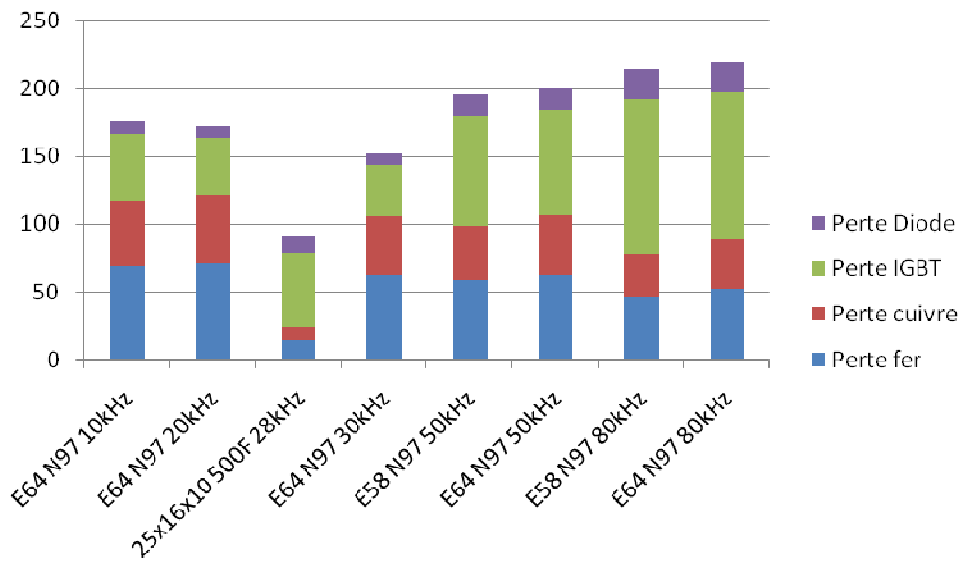


Figure 2-88: Synthèse des pertes pour 6 cellules avec prise en compte des semi-conducteurs

Ces dimensionnements sont optimisés en terme de masse de fer, mais ils ne tiennent pas compte des caractéristiques de sortie. C'est pour cela que la **Figure 2-89** donne les ondulations crête à crête des courants de sortie dans tous les cas présentés.

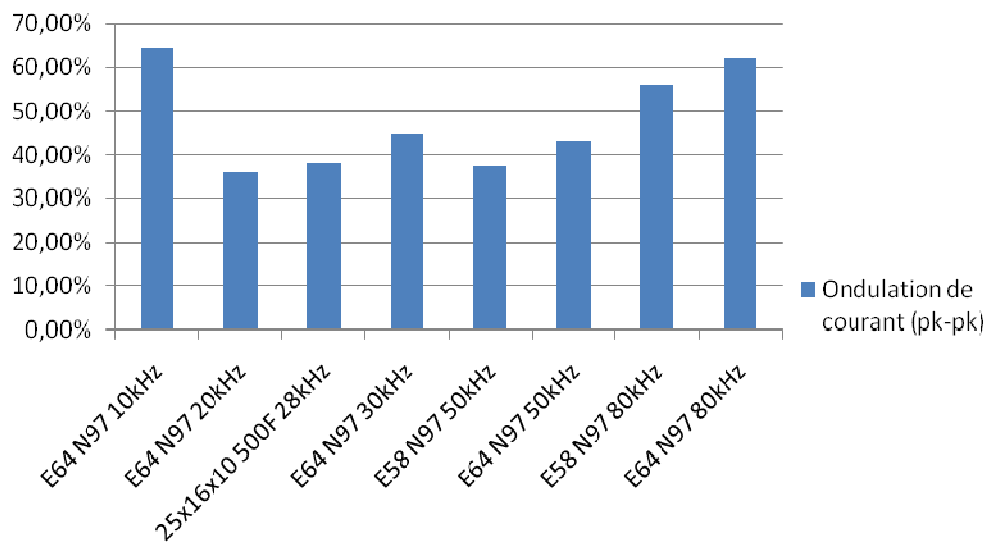


Figure 2-89: Ondulation des courants de sortie pour les différents dimensionnements

2.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'avantage de l'utilisation des transformateurs pour réduire le volume occupé par les composants magnétiques et pour augmenter la densité de puissance, par rapport à une solution classique utilisant des inductances. Dans un premier temps, différentes méthodes de dimensionnement de Transformateurs Inter-phases ont été présentées. Ces méthodes ont été employées pour une étude comparative de différentes configurations d'entrelacement dans deux modes d'alimentation. Elle a fait intervenir

l'importance de la parité dans les structures à mélange de flux et l'importance du choix du nombre de cellules dans un convertisseur DC/DC.

Dans un deuxième temps, ce chapitre fournit une étude comparative des pertes et de rendement pour les différentes configurations d'entrelacements. Nous avons exposé et analysé les pertes et le rendement pour les différentes structures : inductances séparées, cascade cyclique et monolithique ... Cela nous a permis de trouver le montage le plus avantageux pour un onduleur de tension triphasé dans un contexte d'intégration de puissance. Le montage cascade cyclique à nanocristallins, dans le mode d'alimentation permutée, s'avère être la structure la plus performante et la plus rentable pour notre application. Cette conclusion a motivé la mise en place d'un prototype pour valider les performances de cette structure. Les résultats expérimentaux font l'objet du dernier chapitre.

Chapitre 3. Sûreté de fonctionnement et tolérance au pannes

Sommaire :

3.1.	Introduction à la fiabilité et la disponibilité	104
3.2.	Défauts et défaillances internes à l'onduleur.....	105
3.2.1.	Défaillances de type haute impédance	106
3.2.2.	Défaillances de type basse impédance	108
3.3.	Isolement électrique des défauts.....	109
3.3.1.	Interrupteur d'isolement inséré sur la phase	111
3.3.2.	Interrupteur d'isolement inséré sur les connexions au bus continu	112
3.3.3.	Procédure d'isolement sur défauts	113
3.3.4.	Fonctionnement de l'onduleur en cas de défaut.....	114
3.4.	Dysfonctionnement sur transformateur de couplage	115
3.4.1.	Identification des dysfonctionnements.....	115
3.4.2.	Cas du montage par transformateurs	116
3.4.2.1.	Hypothèse de défaut en court-circuit :.....	117
3.4.2.2.	Hypothèse de défaut en circuit ouvert :.....	118
3.4.3.	Cas des coupleurs monolithiques	120
3.4.4.	Méthode de résolution du dysfonctionnement	121
3.4.5.	Analyse de la méthode sur les différentes structures de filtrage.....	124
3.4.5.1.	Cas du montage à filtrage par transformateur.....	124
3.4.5.2.	Cas des montages monolithiques	125
3.4.6.	Inconvénient de la méthode	127
3.4.7.	Autres solutions.....	130
3.5.	Comparaison des deux méthodes.....	133
3.6.	Conclusion.....	135

3.1. Introduction à la fiabilité et la disponibilité

Dans les systèmes fortement critiques, une fiabilité élevée n'est pas toujours suffisante. Il est nécessaire d'avoir la possibilité de maintenir, en cas de panne, la disponibilité de la fonction réalisée. Cette tolérance aux pannes implique une redondance de la fonction et la mise en sécurité par confinement des défauts. La sûreté de fonctionnement définit en particulier la fiabilité des systèmes par rapport à leur niveau de criticité. Elle peut être visualisée schématiquement par la position sur la courbe de Farmer **Figure 3-1**.

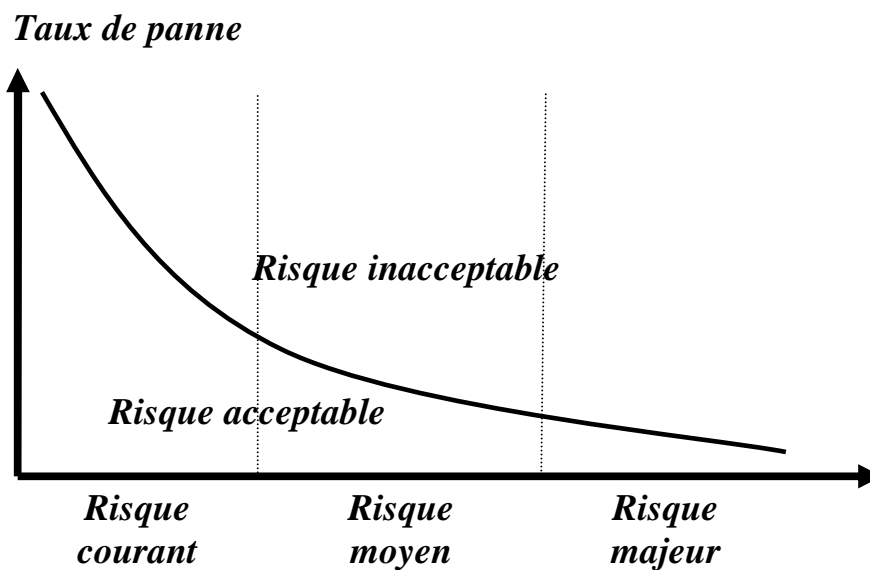


Figure 3-1: Courbe de Farmer [Farmer 1967]

La **courbe de Farmer** est une courbe empirique qui permet de différencier le risque acceptable du risque inacceptable. Un risque est défini comme acceptable lorsque l'on consent à vivre avec, en contrepartie d'un bénéfice et dans la mesure où il est contrôlé.

La démocratisation de l'électronique de puissance au sein de l'aéronautique concerne de nombreux systèmes, avec des degrés de criticité différents. Les structures de l'avenir doivent contenir une prédisposition à la redondance, qui peut être exploitée pour améliorer la disponibilité opérationnelle par la tolérance de panne. Cette approche constitue un complément ou une alternative aux principes de conception classiques, pour lesquels la fiabilité des systèmes à haute criticité est obtenue à l'aide de coefficients de sécurité élevés et de redondances passives [Ertugrul 2002], ce qui peut s'avérer pénalisant en termes de masse, de volume et de coût.

Ce chapitre n'est pas exhaustif sur le sujet de la fiabilité et de la disponibilité. La vocation première de ce travail de thèse est d'appréhender les gains en volume et en masse des structures entrelacées et d'estimer leur fiabilité en cas de défauts. L'identification, la détection et le fonctionnement en mode dégradé, nécessiteraient un travail beaucoup plus important dédié au sujet. On apporte ainsi ici simplement des éléments qui ont été abordés au cours de ce travail. Dans les parties précédentes nous avons montré différents procédés de filtrage utilisant des transformateurs intercellulaires pour réduire la masse et les pertes globales dans les convertisseurs d'électronique de puissance. L'objectif de cette partie est de réaliser une première estimation de la fiabilité de ces structures et de ces procédés en présence de dysfonctionnements du convertisseur. L'utilisation de structures multicellulaires multiplie de manière importante le nombre de semi-conducteurs et de commandes associées et donc de la même façon les probabilités de dysfonctionnements. A partir de ces constats, ce chapitre décrit différentes topologies d'onduleur reconfigurable.

3.2. Défauts et défaillances internes à l'onduleur

Un défaut est caractérisé par une altération du fonctionnement, partielle ou globale. Au sein de l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement la commande des transistors. Ils peuvent résulter d'une dégradation causée par une contrainte électrique, thermique ou mécanique trop forte. Leurs origines peuvent être internes et liées au fonctionnement même, ou externes et liées à l'environnement ou à un usage hors spécifications [Richardeau 2004]. En particulier, un défaut de commande répété peut induire la défaillance d'un transistor.

Les mécanismes de défaillance et la technologie des composants déterminent le comportement électrique post-défaillance du transistor. Le mode de défaillance peut être un état de faible impédance de la puce, à cause par exemple d'un dépassement de l'aire de sécurité du composant, d'une rupture diélectrique ou sous l'effet du cyclage thermique. Dans un second mode de défaillance, la puce peut se trouver dans un état de haute impédance, en particulier dans le cas d'un défaut de driver, de connectique ou d'une défaillance de grille.

3.2.1. Défaillances de type haute impédance

Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor, Figure 3-2 : Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur (seule la diode de roue-libre subsiste). Elle se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode de roue-libre inférieure. Le courant de phase reste donc nul tant que la référence de courant est positive, **Figure 3-3**, puis lorsque le courant de phase change de signe, le transistor défaillant n'intervient plus dans la modulation et le courant peut alors être contrôlé. La distorsion importante des courants se traduit par une puissance fluctuante significative et elle implique une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultants ne génèrent que des pertes.

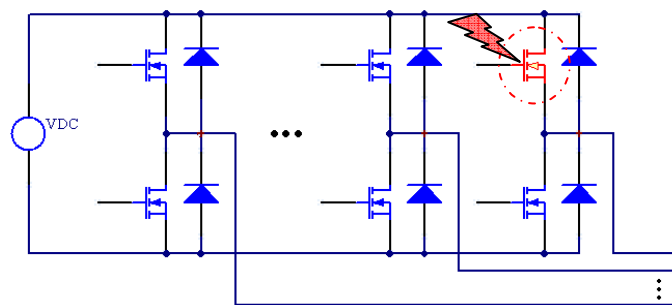


Figure 3-2: Schéma équivalent d'un défaut en circuit ouvert d'un transistor

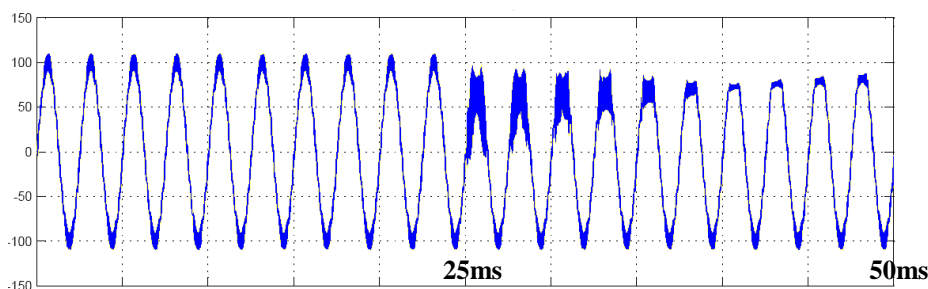


Figure 3-3: Simulation du courant de sortie d'un convertisseur entrelacé à 6 cellules avec dysfonctionnement (**Figure 3-2**) à 25ms.

Défaillance de type "haute impédance" des deux transistors d'une cellule de commutation, Figure 3-4 : Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux transistors restant ouverts. La phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation. La conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des courants développés par la cellule de filtrage et des commandes des bras

restants. La dégradation des formes d'onde des courants est encore accrue par rapport au cas précédent. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul.

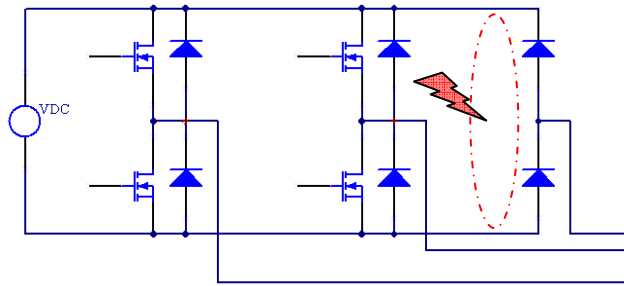


Figure 3-4: Schéma équivalent d'un défaut en circuit ouvert d'une cellule de commutation

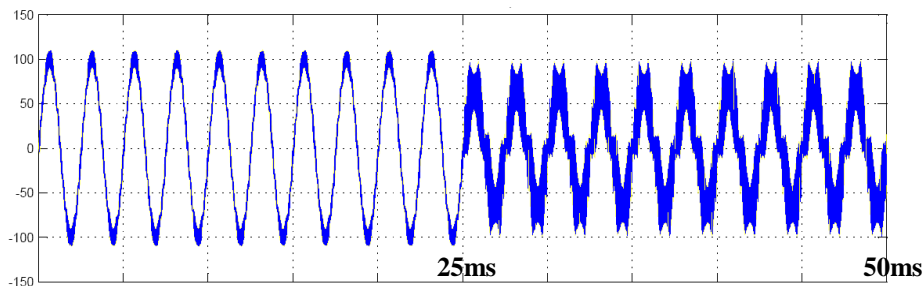


Figure 3-5: Simulation du courant de sortie d'un convertisseur entrelacé à 6 cellules avec dysfonctionnement d'une cellule (**Figure 3-4**) à 25ms.

Défaillance de type "haute impédance" de l'ensemble des transistors, Figure 3-6:

Ce mode de défaut correspond en particulier à la perte de la commande du convertisseur, la fonctionnalité du convertisseur est perdue. Cependant, si le défaut survient à un moment où la tension sur la charge est supérieure à la tension du bus continu, alors la restitution d'énergie vers le bus continu est possible : le convertisseur fonctionne en pont de diodes multi-phasé,

Figure 3-7.

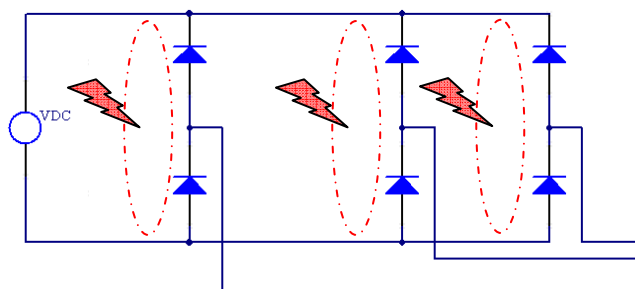


Figure 3-6: Schéma équivalent d'un défaut en circuit ouvert de l'ensemble des cellules de commutation

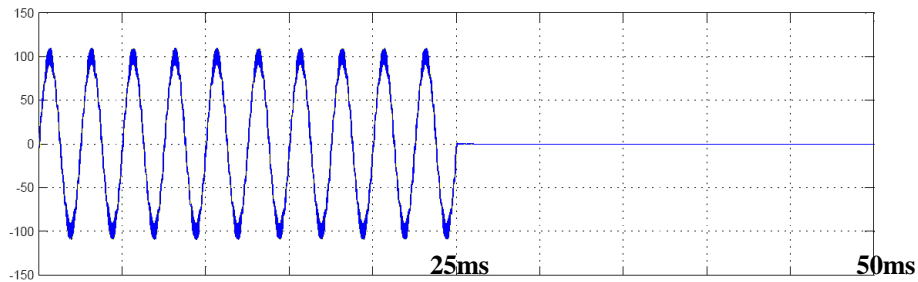


Figure 3-7: Simulation du courant de sortie d'un convertisseur entrelacé à 6 cellules avec dysfonctionnement de l'ensemble des cellules à 25ms.

3.2.2. Défaillances de type basse impédance

Une défaillance physique du transistor ou une imperfection de commande d'un transistor conduisant à un état de basse impédance est nettement plus critique, car la source de tension d'entrée peut se trouver court-circuitée. S'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans les transistors augmente jusqu'à la destruction de l'un d'entre eux par la fusion de la puce. Ce transistor se trouve alors définitivement en état de faible impédance. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée. L'augmentation du courant n'est limitée que par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage (au plus quelques centaines de nH) et la résistance des composants défaillants (**Figure 3-8**). Ainsi le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives. Certains transistors comme les IGBTs intègrent une autolimitation des courants. Ils peuvent ainsi résister quelques secondes avant leur destruction. L'énergie libérée par le condensateur ($E = C.V_{dc}^2 / 2$) doit être dissipée dans le silicium des semi-conducteurs et la connectique.

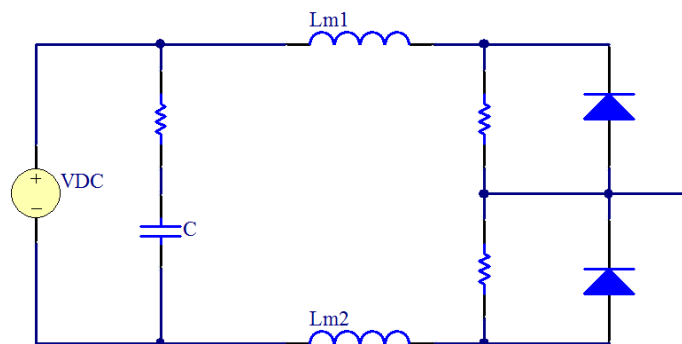


Figure 3-8: Schéma équivalent d'un défaut de court-circuit

Pour éviter ces conséquences préjudiciables pour le système et son environnement, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez promptement (dans les 10 microsecondes qui suivent) lors de l'apparition du défaut pour ouvrir le transistor concerné ou le transistor du même bras de pont avant la fusion des puces. Pour cela, les circuits drivers

modernes intègrent généralement une détection de désaturation des transistors par mesure de la tension collecteur émetteur ou, plus rarement, du courant.

Pour envisager une continuité de service avec ce type de défaut, une solution consiste à intégrer des interrupteurs d'isolement dans l'onduleur afin de confiner le défaut et de reconfigurer l'onduleur pour un fonctionnement en mode dégradé. De plus, cela fournit un isolement électrique partiel ou total de l'ensemble, ce qui permet en outre de faire fonctionner l'onduleur avec un nombre variable de cellules.

3.3. Isolement électrique des défauts

Le paragraphe précédent a mis en évidence les contraintes résultant de différents modes de défaut. En particulier, dans certains cas de court-circuit, le blocage des transistors n'est pas suffisant pour isoler électriquement l'ensemble onduleur-filtrage. Pour isoler totalement un bras d'onduleur de l'ensemble des potentiels environnants (masse, points chaud et froid du bus continu, phases), 3 dispositifs d'isolement sont nécessaires. En effet, la cellule de commutation est un tripôle, **Figure 3-9**. Cette solution pénalise fortement les pertes et la compacité du convertisseur. Elle est aussi contraignante pour la plupart des applications industrielles.

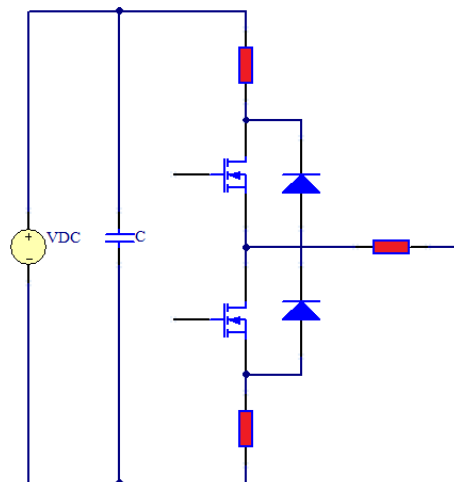


Figure 3-9: Dispositifs d'isolement d'une cellule

Plusieurs technologies sont envisageables pour la réalisation de cette fonction. Dans la littérature, de nombreuses topologies utilisent des fusibles [Welchko 2004]. Un exemple est représenté à la **Figure 3-10**. Chacun des deux condensateurs raccordés au bus continu est connecté à un thyristor par bras d'onduleur. Suite à la défaillance d'un ou deux transistors du même bras, l'amorçage des thyristors reliés à ce bras crée un court-circuit à travers le bus

continu. L'énergie absorbée par les condensateurs permet l'ouverture des 2 fusibles et déconnecte ainsi la cellule de commutation du bus continu.

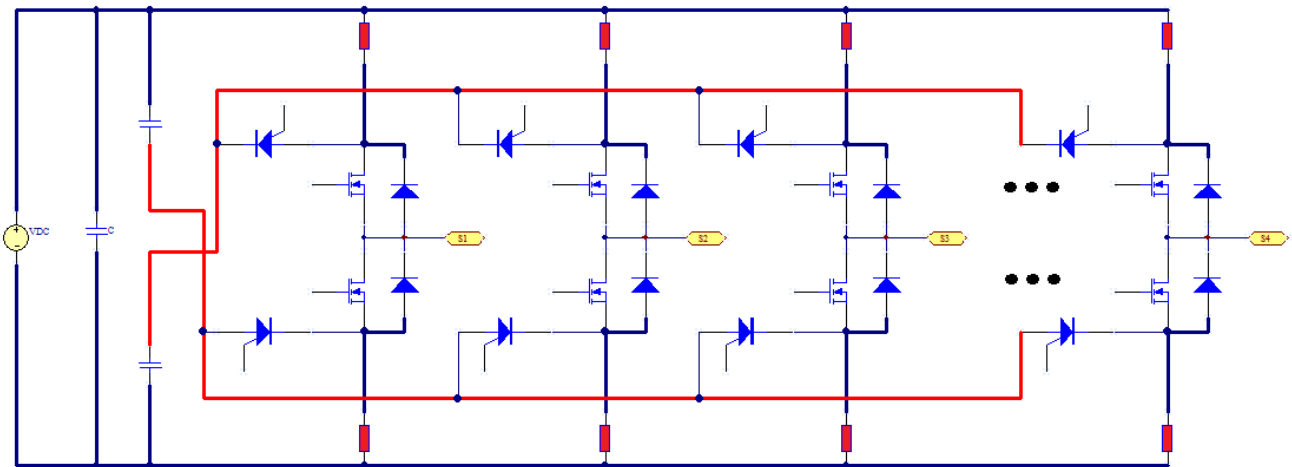


Figure 3-10: Topologie d'onduleur à isolement de cellules défailtantes à l'aide de fusibles

La masse et le volume des condensateurs pénalisent le volume du convertisseur. Leur valeur est choisie de manière à avoir un transfert d'énergie suffisant en un temps court. Si les capacités mises en jeu sont trop faibles, le courant circule pendant un temps trop faible pour atteindre les limites thermiques spécifiées pour le fusible et il ne s'ouvre donc pas. Enfin, lorsque les fusibles sont connectés au bus continu, ils vont augmenter l'inductance parasite des cellules de commutation. Cela augmente les surtensions vues par les interrupteurs lors des commutations et les problèmes de CEM. [Berberich 2006] présente des travaux de recherche portant sur l'intégration d'éléments fusibles dédiés à une cellule de commutation. En ce qui concerne les disjoncteurs conventionnels, ils ont comme inconvénients principaux une masse et un volume conséquents, une dynamique lente impliquant un temps d'ouverture important et la création d'un arc électrique.

Dans une perspective d'intégration, permettant d'envisager à terme un gain de masse, de volume et de fiabilité, il semble préférable d'utiliser des semi-conducteurs pour réaliser cette fonction d'isolement. La dynamique de l'interrupteur est alors suffisamment élevée pour déconnecter quasi-immédiatement une cellule défailtante. L'interrupteur électronique d'isolement conduit le courant en permanence, il doit présenter les pertes par conduction les plus faibles possibles. Différentes structures sont envisageables selon la localisation des interrupteurs d'isolement. Pour plus de flexibilité, une alternative consiste à utiliser un composant de type transistor, commandable à l'ouverture et à la fermeture. Ainsi, un courant

de défaut continu, positif ou négatif (**Figure 3-13**) peut être isolé. Plusieurs configurations de dispositifs semi-conducteurs peuvent alors être adoptées (**Figure 3-11**) :

- La solution de gauche, constituée de composants discrets, n'utilise qu'une seule commande isolée. Cette version existe sous forme d'un boîtier TO247 à 5 pattes proposé par IXYS.
- La structure présentée au centre présente une chute de tension à l'état passant réduite, [Gonthier 2005]. Cette solution utilise deux commandes isolées.
- Enfin, l'interrupteur de la solution de droite, fabriqué par IXYS, comporte davantage de composants en série. Cette solution présente une chute de tension plus importante.

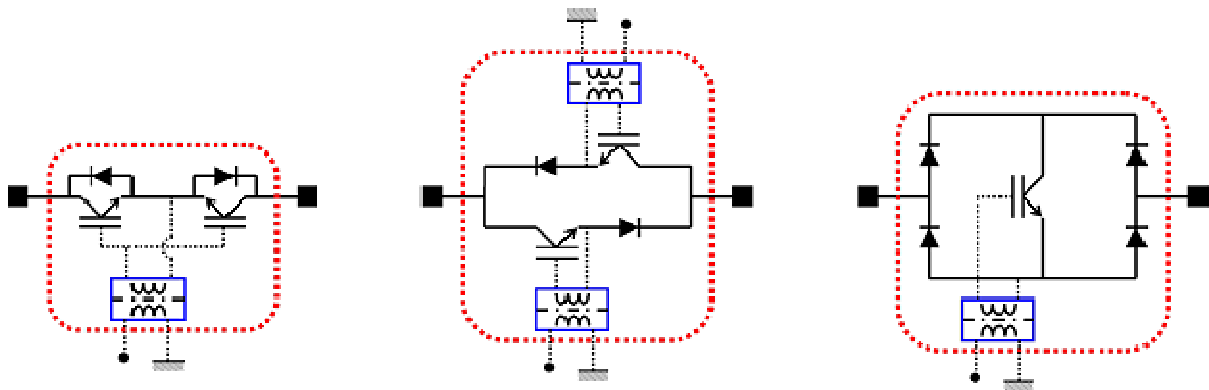


Figure 3-11: Configurations d'interrupteurs 4 segments à base de transistors

Compte tenu des composants disponibles, le compromis qui semble le plus satisfaisant réside dans la configuration de gauche.

3.3.1. Interrupteur d'isolement inséré sur la phase

Afin de former une fonction disjoncteur électronique, la solution la moins contraignante consiste à disposer l'interrupteur en série entre la cellule de commutation et la phase de sortie du demi pont. L'interrupteur d'isolement doit être réversible en courant et en tension. Plusieurs solutions sont envisageables pour la réalisation de l'interrupteur 4 segments. Les configurations à transistors semblent les plus logiques et pratiques, car les thyristors sont des composants à blocage naturel.

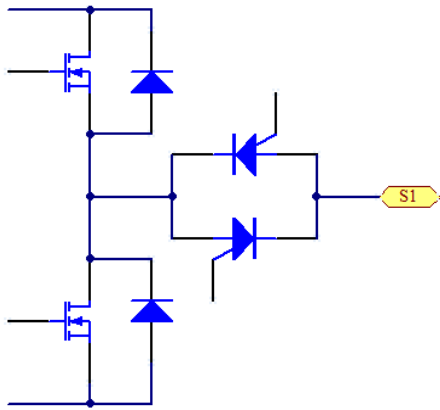


Figure 3-12: Interrupteur bi commandes à base de thyristors

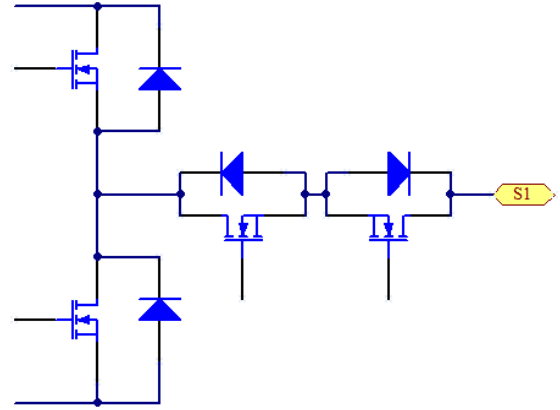


Figure 3-13: Interrupteur mono commande à base de transistors

3.3.2. Interrupteur d'isolement inséré sur les connexions au bus continu

Une variante consiste à disposer les interrupteurs d'isolement au niveau de la connexion au bus continu. Cette configuration requiert deux interrupteurs par cellule de commutation. Elle possède l'avantage d'isoler un défaut de court-circuit de la cellule de commutation. L'immunité de commande des interrupteurs d'isolement est accrue, leurs électrodes étant reliées aux potentiels peu variables de la source de tension continue.

Il est tout d'abord proposé d'utiliser des interrupteurs 3 segments, réversibles en courant et unidirectionnels en tension, MOSFETs ou IGBTs avec diode de roue libre. Ainsi, la topologie bénéficie de meilleures performances de conduction, à composant donné, que la configuration avec interrupteurs d'isolement connectés au filtre de sortie, **Figure 3-13**, pour lequel les chutes de tension des deux composants en série s'additionnent. En contrepartie, le niveau d'isolement dont bénéficient les cellules n'est pas intégral. Ainsi, après un défaut de type basse impédance d'un transistor, l'interrupteur commandable est ouvert mais la conduction des diodes antiparallèles peut dégrader les formes d'ondes. Comme précédemment, on peut utiliser des composants de type transistor (**Figure 3-14**) ou de type thyristor (**Figure 3-15**).

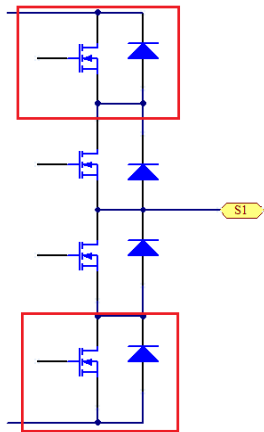


Figure 3-14: Interrupteur 3 segments à base de transistors

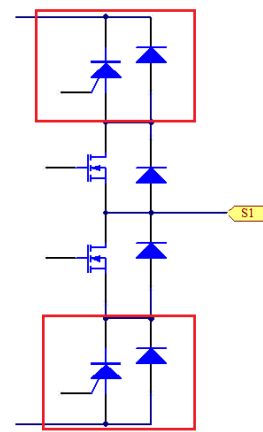


Figure 3-15: Interrupteur 3 segments à base de thyristors

Pour accroître le niveau d'isolement, des interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension doivent être utilisés. Le nombre de composants et les pertes par conduction sont alors plus élevés et le nombre important de composants rend cette solution peu viable industriellement.

3.3.3. Procédure d'isolement sur défauts

Les modes de défaut considérés dans ce chapitre sont ceux, internes à l'onduleur, qui ont été décrits précédemment pour un onduleur entrelacé :

- Défaillance de transistor de type basse impédance ou haute impédance ;
- Perte de commande d'une cellule de commutation.

Leurs conséquences sont assez semblables pour l'onduleur à bras parallélisés. Les différents modes de défaut sont identifiables à partir des informations de diagnostic de la commande rapprochée et/ou de leur signature observée par la mesure de courant. Ces mesures, pour être efficaces, doivent être placées sur chaque cellule de commutation. A la vue du grand nombre de capteurs à mettre en œuvre, il serait intéressant d'étudier la possibilité de ne mesurer que les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur. La commande devrait intégrer un observateur d'état afin de reconstituer les grandeurs pertinentes et un traitement numérique de ces signaux afin d'en extraire une signature propre à chaque modèle de panne. Quand un régime anormal est détecté, l'organe superviseur du convertisseur en est informé. Lorsque le diagnostic de défaut est établi, les mesures correctives peuvent alors être appliquées. Pour autoriser la reconfiguration du convertisseur, une étape préalable de protection est nécessaire.

Dans tous les cas, l'interrupteur d'isolement de la cellule concernée doit être bloqué afin d'isoler le défaut.

3.3.4. Fonctionnement de l'onduleur en cas de défaut

Si l'onduleur ne contient pas de bras de secours, une fois le défaut confiné, il est reconfiguré pour maintenir le fonctionnement sur les autres cellules saines. Pour une même puissance délivrée à la charge, le courant doit être augmenté dans les cellules en parallèle. Le prix à payer pour une fiabilité accrue est le nombre important d'interrupteurs d'isolement que comprend la structure. Il est alors envisageable de mutualiser les redondances introduites dans cette topologie sous la forme d'un bras secours pouvant se substituer à chacune des cellules de commutation. La redondance est donc ici passive puisque le bras additionnel est inactif en fonctionnement normal (**Figure 3-16**). Cette topologie a été proposée dans la littérature [Bolognani 2000] en intégrant des fusibles pour réaliser l'isolement des cellules en cas de défaut.

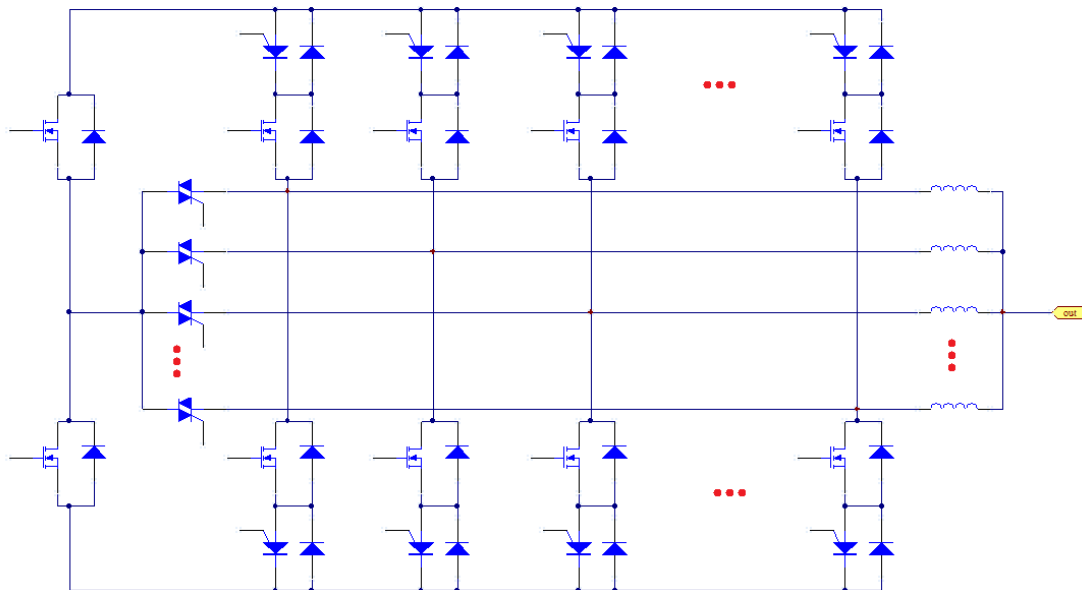


Figure 3-16: Onduleur à bras secours redondant

En considérant les arguments avancés pour la structure des interrupteurs d'isolement, la topologie considérée par la suite est représentée **Figure 3-17**. N dispositifs de connexion et N dispositifs d'isolement (un par cellule) sont requis, ce qui peut constituer un inconvénient pour la compacité du convertisseur. Des structures d'interrupteur différentes peuvent être employées : il peut ainsi être intéressant d'utiliser des interrupteurs d'isolement à base de transistors et des interrupteurs de connexion constitués d'une paire de thyristors en tête-bêche, afin de réduire les pertes par conduction en fonctionnement secours.

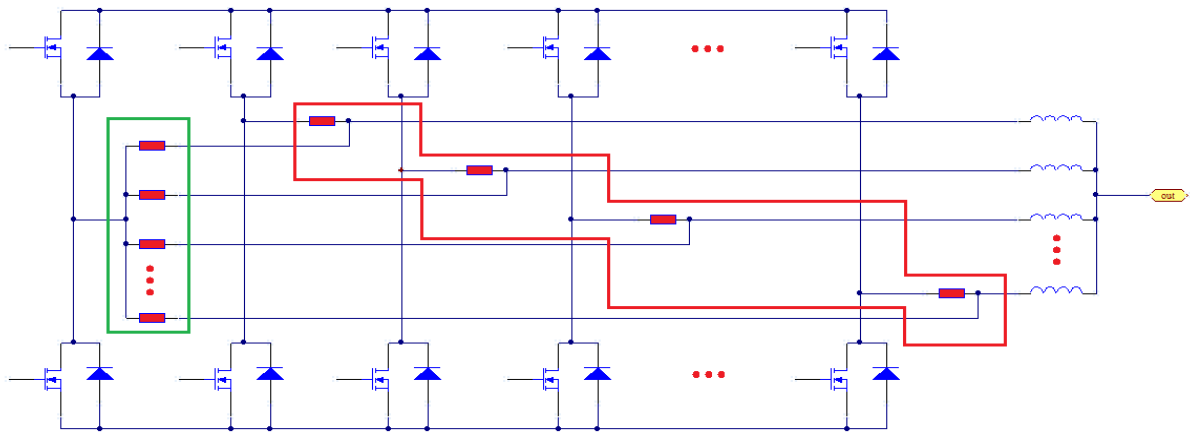


Figure 3-17: Onduleur à bras secours redondant
 Rouge : dispositifs d'isolement, Verts : dispositifs de connexion,

3.4. Dysfonctionnement sur transformateur de couplage

La première partie de ce chapitre, présente notamment les différentes topologies d'onduleurs ayant un niveau de redondance plus élevé. Les solutions présentées permettent d'isoler une cellule défectueuse et éventuellement de la remplacer à l'aide d'un bras de secours. Or, pour assurer l'intégrité du système dans le cas de la mise en œuvre d'un transformateur de couplage, il est important de connaître les répercussions d'un dysfonctionnement sur les différents filtres de sortie, et ainsi de choisir la structure d'isolement qui convient le mieux à notre application.

3.4.1. Identification des dysfonctionnements

Un dysfonctionnement peut ne pas avoir de répercussions sur le reste du système, mais peut aussi créer un effet en chaîne qui va causer la destruction de l'ensemble de l'installation. Comme indiqué par son nom, un filtre à inductances indépendantes n'a pas de lien magnétique entre les phases. En conséquence, en cas de dysfonctionnement, l'isolement de la cellule défectueuse suffira. Dans le cas des autres structures, **les liens magnétiques entre les phases ne peuvent être rompus. Les phénomènes physiques d'un dysfonctionnement sont différents que l'on soit sur un montage par transformateurs ou monolithique, mais la solution présentée par la suite est la même pour les deux méthodes.** C'est pour cela que nous allons analyser les différentes structures de filtrage, couplage monolithique ou par transformateurs, dans le cas d'une défaillance et observer les répercussions. Une défaillance venant de notre convertisseur multicellulaire peut se présenter sous plusieurs formes :

- Si les drivers ou les commandes sont défectueux alors 2 états possibles des semi-conducteurs :
 - Transistors toujours passants ;
 - Transistors toujours ouverts.
- Si les semi-conducteurs des ponts sont défectueux à l'état de court-circuit :
 - Si transistors du bas en CC, alors connexion du filtre sur la masse ;
 - Si transistors du haut en CC, alors connexion du filtre sur le VCC.
- Si un transistor de pont défectueux est à l'état ouvert :
 - Si seulement le transistor est défectueux, le courant peut toujours passer par les diodes en antiparallèle ;
 - Sinon, aucune circulation possible du courant.

Un dysfonctionnement va avoir d'autres répercussions sur le système :

- Chute de la fréquence d'ondulation à $(N-1).F_{dec}$ (Cela n'est vrai que si l'on assure la reconfiguration des déphasages)
- Augmentation de l'amplitude d'ondulation des courants de sortie et de phases
- Perte de puissance d'un facteur $1/N$

3.4.2. Cas du montage par transformateurs

Faisons l'hypothèse d'un dysfonctionnement sur la cellule 4 d'un onduleur monophasé à transformateurs en cascade cyclique, **Figure 3-18**. Tout dysfonctionnement est détecté et compensé selon la procédure d'isolement des défauts décrits précédemment, chapitre 3.3.2. Le système de commande numérique doit être capable de recalculer en temps réel les déphasages à appliquer en fonction du nombre de cellules actives ou en bon fonctionnement.

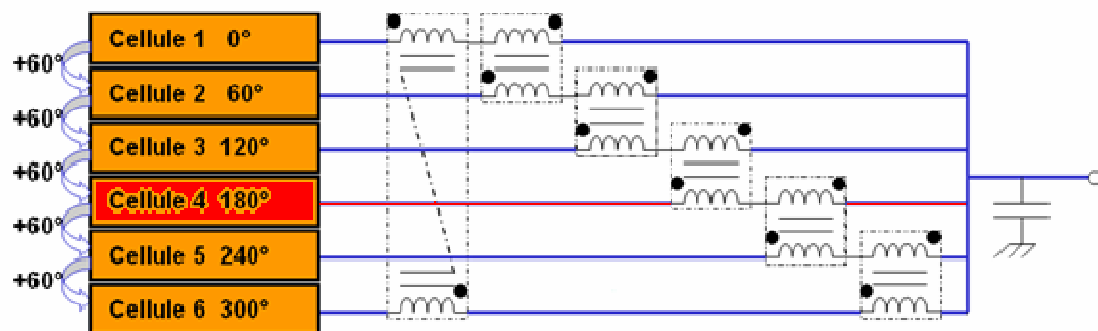


Figure 3-18: Dysfonctionnement sur la cellule 4 d'un onduleur monophasé en cascade cyclique

3.4.2.1. Hypothèse de défaut en court-circuit :

La boucle de courant n'est pas rompue, **Figure 3-19**. La cellule de commutation 4 ne commute plus, mais les transformateurs de cette même cellule conduisent toujours les courants transmis par les cellules voisines. Il en résulte que les composantes AC et DC des courants de phases sont toujours identiques les unes par rapport aux autres. Un court-circuit peut se représenter de deux façons, par une liaison au +VCC ou une liaison à la masse. Dans les deux cas, la tension générée par la cellule 4 (V_{4c}) est identifiée comme une composante continue, qui va être intégrée du fait de la composante inductive, équation [26].

$$[26] \quad [Ii] = ([M] + [I].Lf)^{-1} \int [Vis] dt \quad \text{Avec } Vis = V_{cc} - V_s \text{ ou } Vis = -V_s$$

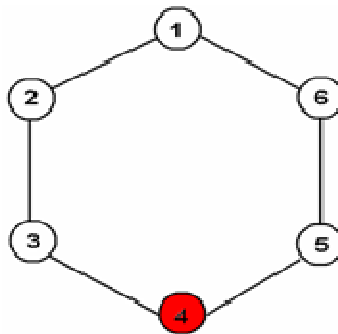


Figure 3-19: Représentation graphique d'un dysfonctionnement, court-circuit

Les **Figure 3-20** et **Figure 3-21** représentent l'évolution des courants de phases et des flux dans le transformateur en fonction du temps. Dans le cas présent, la saturation des circuits magnétiques n'est pas prise en compte. Les courants de phases sont tous de forme à priori identique. L'influence de la composante continue est bien visible, le courant diverge petit à petit vers plus ou moins l'infini en fonction du type de court-circuit. Dans le cas des flux, la divergence du courant crée un déséquilibre dans la structure. Les composantes continues, normalement nulles, divergent progressivement avec une pente proportionnelle à la proximité de la cellule défectueuse.

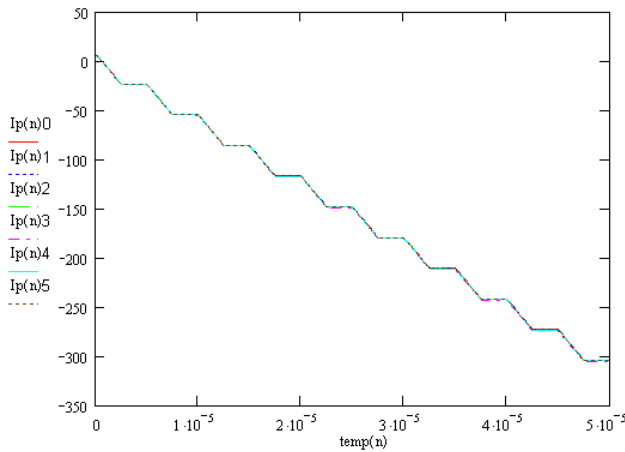


Figure 3-20: Courants de phases en cas de défaut en court-circuit

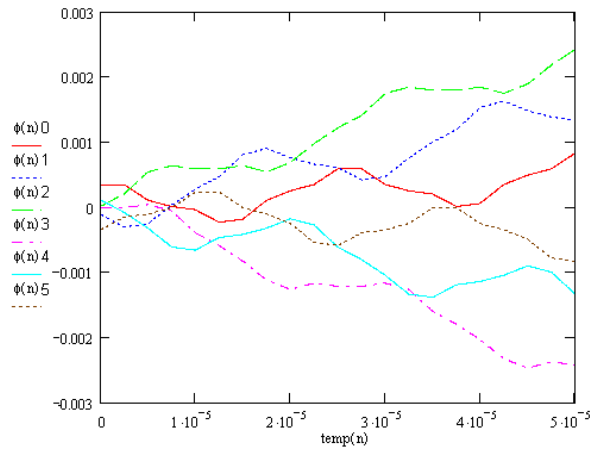


Figure 3-21: Flux de phases en cas de défaut en court-circuit

Les répercussions d'un tel dysfonctionnement sont dramatiques. Un effet en chaîne partant de la cellule défectueuse se produit. Les noyaux saturent tous, la perméabilité des matériaux chute et les couplages des transformateurs disparaissent. Seules les inductances de fuites restent, en plus d'une valeur inductive résiduelle. Les ondulations de courants atteignent des valeurs très importantes du fait des faibles valeurs des inductances. La destruction des cellules du convertisseur est inévitable.

3.4.2.2. Hypothèse de défaut en circuit ouvert :

Dans ce cas, les choses se passent différemment. Le courant ne peut plus circuler dans la phase en défaut, deux transformateurs deviennent inutilisables. La représentation graphique de la nouvelle structure est présentée en **Figure 3-22**.



Figure 3-22: Représentation graphique d'un dysfonctionnement, circuit ouvert

Toutes les phases en fonctionnement restent connectées par les différents transformateurs. Mais un effet de bord s'installe et impose aux courants un déséquilibre des composantes DC, **Figure 3-23** et **Figure 3-24**. La matrice d'inductances et mutuelles de la

structure perd sa symétrie, et d'une phase à l'autre les impédances équivalentes ne sont plus les mêmes.

$$[27] \quad M = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \Rightarrow M = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Ces discontinuités de courants vont avoir d'importantes répercussions sur les flux traversant les différents circuits magnétiques. La composante continue du flux implique une saturation du noyau magnétique selon les équations [28] à [30].

$$[28] \quad \phi = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot Ae \cdot n}{l} \cdot (i_1 - i_2) \quad \text{avec } i_1, i_2 \text{ les courants de phase 1 et 2}$$

Lorsque le noyau est saturé, le flux de saturation est égal à :

$$[29] \quad \Phi_{sat} = B_{sat} \cdot Ae$$

Et le courant de saturation Isat prend la forme de :

$$[30] \quad I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot Ae}{n} \mathfrak{R}_c \quad \text{avec } \mathfrak{R}_c \text{ la réluctance du circuit magnétique}$$

Isat est directement proportionnel au champ magnétique. L'induction magnétique est d'autant plus importante que ces montages à transformateur ne nécessitent pas l'utilisation d'entrefer. Les valeurs des inductances sont proportionnelles à la perméabilité du matériau, dont la valeur chute quand le circuit magnétique est en saturation. A terme, il ne subsiste pratiquement que les inductances de fuite, et les couplages disparaissent.

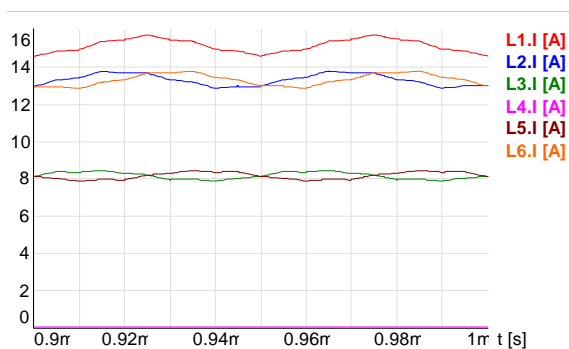


Figure 3-23: Courants de phases en simulation

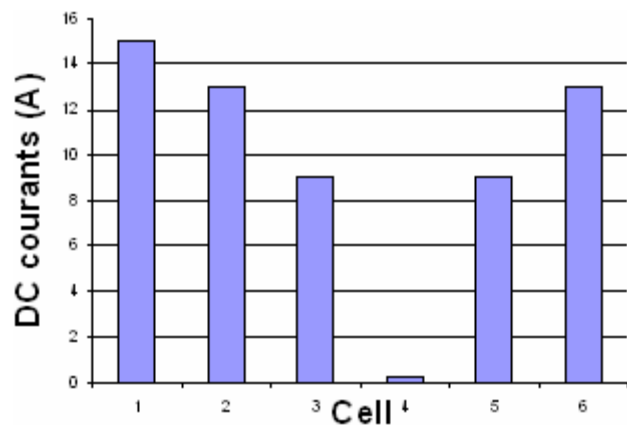


Figure 3-24: Répartition de la composante DC du courant dans chacune des phases

Ce type de défauts en circuit ouvert arrive beaucoup moins souvent que le cas en court-circuit. En revanche, si l'on intègre un système d'isolement de la cellule défectueuse, ce cas devient celui de référence pour tous types de pannes. A l'inverse de la structure à inductances indépendantes, l'utilisation de transformateurs de couplage est pénalisante en cas de dysfonctionnement d'une cellule de commutation.

3.4.3. Cas des coupleurs monolithiques

Comme dans l'exemple du montage par transformateurs, un défaut de type court-circuit provoque une divergence magnétique des flux. En revanche, si l'on fait l'hypothèse que la cellule défectueuse est isolée électriquement, le bras d'enroulement non utilisé peut être assimilé à un bras de canalisation. Les flux générés par les enroulements encore actifs sont tous absorbés par ce bras **Figure 3-25**. Contrairement au fonctionnement normal, les réluctances magnétiques ne sont plus négligeables. **Dans les cas de 7 enroulements, le couplage entre les différentes phases disparaît et laisse place à 6 inductances indépendantes.** Il n'existe aucun entrefer dans ce type de structure, ceci pour garantir le meilleur couplage entre phases. En conséquence, les inductions magnétiques imposées par les inductances sont très importantes et engendrent des saturations locales du circuit magnétique.

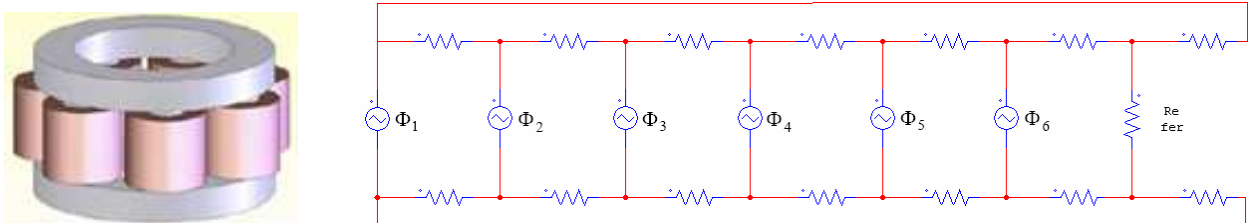


Figure 3-25: Schéma de réluctance de la topologie circulaire à 7 phases à flux réparti avec dysfonctionnement sur la phase 7, le bras en défaut (bras à l'extrême gauche) canalise les flux

Les **Figure 3-26** et **Figure 3-27** présentent les flux transversaux dans le circuit magnétique. La composante fondamentale à F_{dec} reste largement prédominante, malgré l'influence d'autres harmoniques engendrés par l'interaction des différentes phases. Les amplitudes maximales des flux dans le circuit magnétique ne sont plus équitablement réparties, cela engendre une augmentation de l'ordre de 10% de la valeur maximale du flux dans le circuit magnétique. Cette nouvelle configuration crée une répartition des flux inégale dans l'ensemble de la structure.

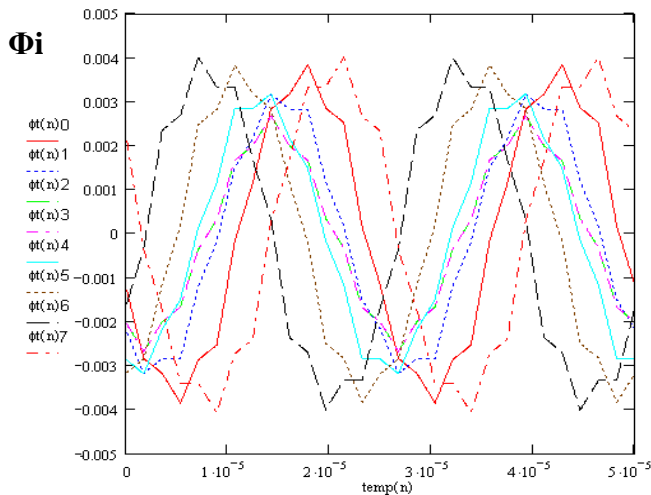


Figure 3-26: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

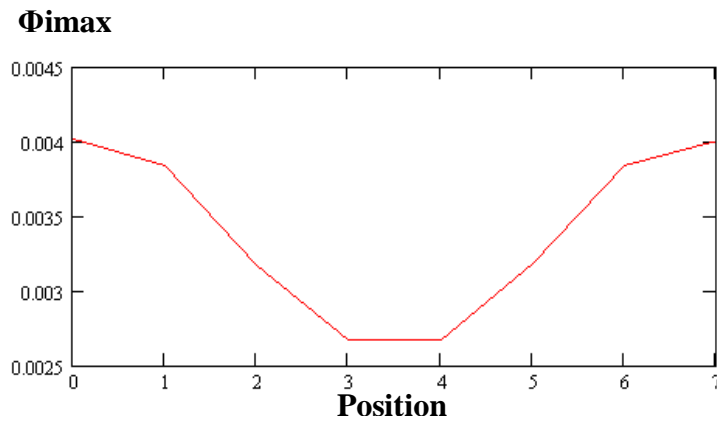


Figure 3-27: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

N'ayant plus aucun couplage, les pertes cuivre, fer et semi-conducteur augmentent considérablement. La **Figure 3-28** montre par la pratique l'évolution d'un courant de phase ainsi que la dérivée du flux dans cette même phase pour un coupleur monolithique circulaire 6 cellules avec dysfonctionnement sur la cellule 1. Les flux sont mesurés par des enroulements en circuit ouvert placés sur les zones souhaitées. Quant au courant de phase mesuré, il ne présente aucun effet d'entrelacement, tous les couplages sont perdus.

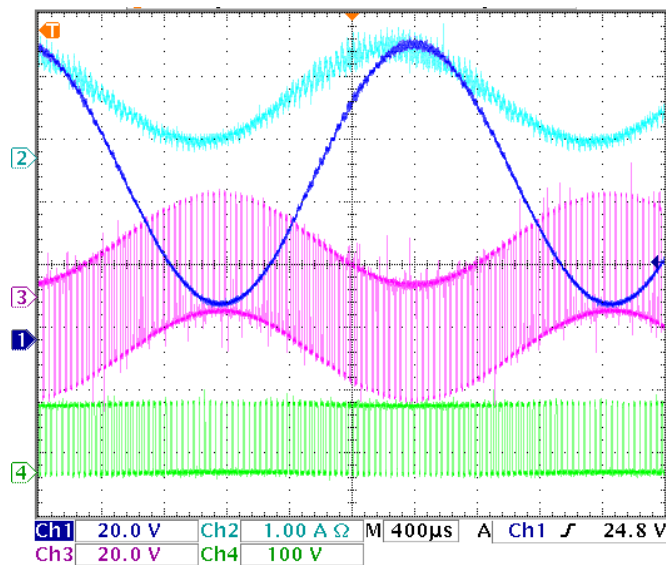


Figure 3-28: Dysfonctionnement sur la cellule 1 d'un montage monolithique à 6 cellules. Bleu clair : courant de phase 3 ; Violet : flux de la phase 3 ; Bleu : tension de sortie ; Vert : tension de la cellule 3

3.4.4. Méthode de résolution du dysfonctionnement

Nous partons du principe que le système est capable de détecter un dysfonctionnement et de recalculer les commandes à appliquer sur chaque cellule (nouveaux déphasages). La solution que nous proposons afin d'assurer la continuité du fonctionnement est de court-circuiter les composants magnétiques sur la cellule en défaut, comme indiqué sur la **Figure 3-29**. Par là, on permet la continuité du passage du courant et donc du flux entre les différentes phases. Cela ne peut fonctionner que si la cellule défectueuse est isolée et n'a plus d'influence sur le montage.

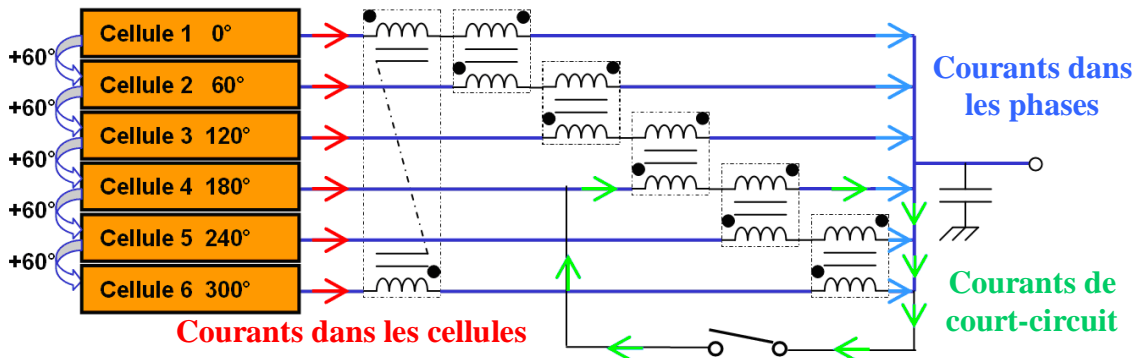


Figure 3-29: Dysfonctionnement sur la cellule 4 d'un montage en cascade cyclique avec système de court-circuit de filtrage

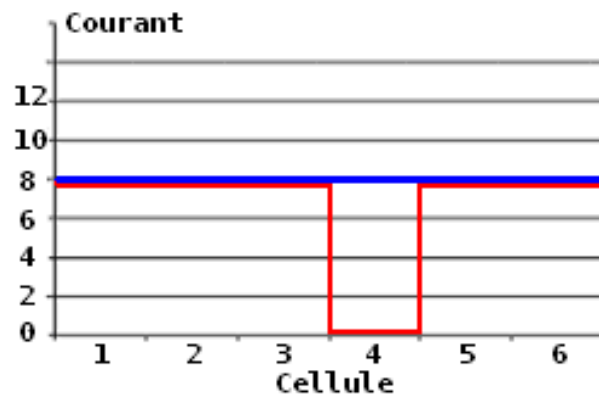


Figure 3-30: En bleu sont représentées les amplitudes moyennes des courants dans les différents enroulements, et en rouge, celles dans les cellules de commutations du convertisseur.

Le principal inconvénient du système est le nombre important de semi-conducteurs que cela impose, **Figure 3-31**. Il faut utiliser un composant de type transistor, pouvant ainsi laisser passer un courant de défaut continu ou alternatif, positif ou négatif. Plusieurs configurations de dispositifs semi-conducteurs peuvent alors être adoptées comme nous l'avons déjà vu à la **Figure 3-11**. Cette méthode fait l'objet d'une demande de dépôts de brevet entre Thales et le G2Elab.

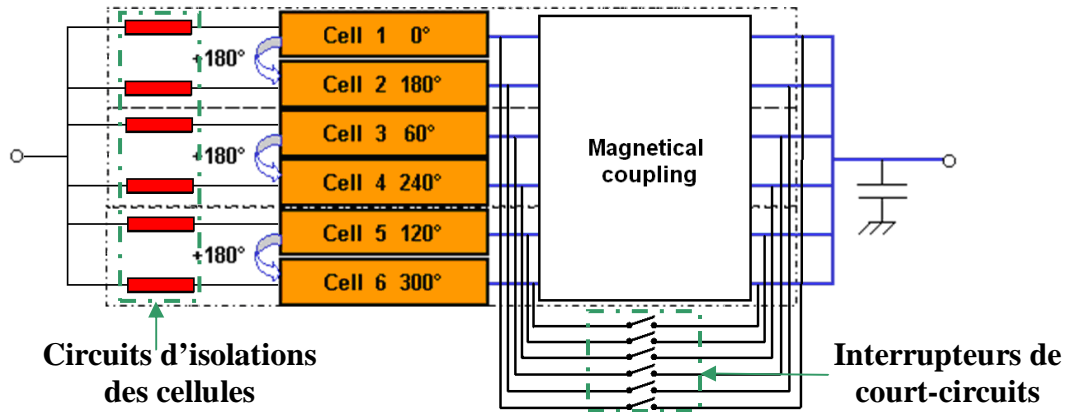


Figure 3-31: Interrupteurs additionnels pour court-circuiter le filtre magnétique ainsi que pour isoler les cellules de commutation.

Dans la suite du chapitre, de nombreux résultats expérimentaux sont présentés. Une maquette de validation de principe a été développée au cours de la thèse, **Figure 3-32**. Il s'agit d'un onduleur monophasé à 6 cellules de commutation entrelacées. La commande est réalisée avec un FPGA et les drivers utilisent des transformateurs d'impulsion. Plus de détails sont donnés sur ces éléments dans le Chapitre 4. L'isolation des cellules en cas de panne est faite par de simples fusibles CMS placés sur le PCB, et les courts-circuits sur l'élément de filtrage sont réalisés avec 6 interrupteurs IXYS à base de MOSFET.

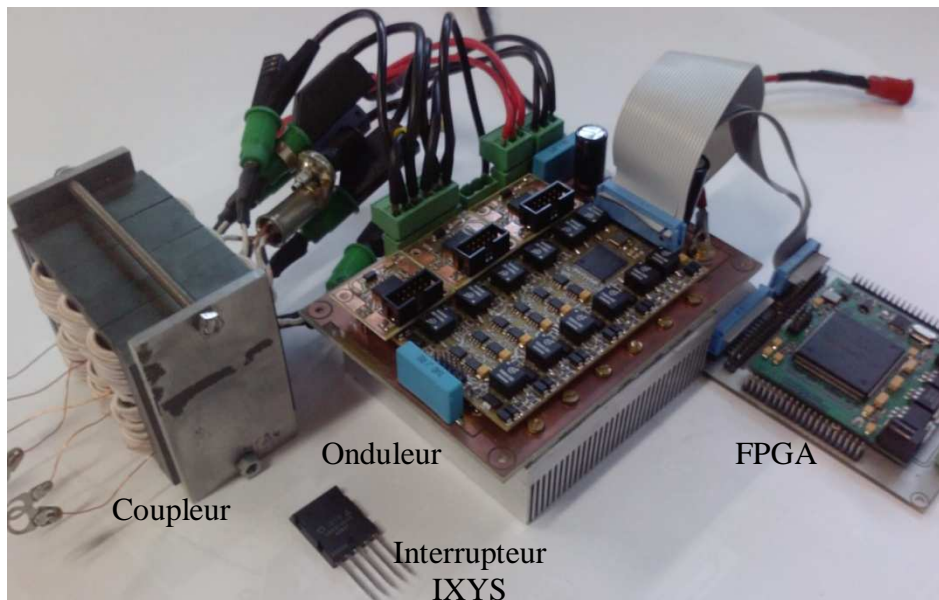


Figure 3-32: Prototype de validation. Contient une commande FPGA, un onduleur monophasé 6 cellules avec 6 interrupteurs IXYS à base de MOSFET.

3.4.5. Analyse de la méthode sur les différentes structures de filtrage

La solution présentée fonctionne avec les deux types de filtrage, monolithiques et transformateurs, mais les phénomènes physiques permettant ce résultat sont différents. Tout d'abord les conséquences expérimentales du dysfonctionnement puis l'efficacité de la méthode en court-circuitant la phase inactive dans le cas d'un montage à cascade cyclique. L'étude est ensuite portée sur le cas des transformateurs monolithiques, plus particulièrement sur les structures circulaires.

3.4.5.1. Cas du montage à filtrage par transformateur

Court-circuiter le filtre sur la phase défectueuse conduit à perpétuer la conduction du courant dans le transformateur de la phase non utilisée. Ainsi les courants circulant dans les phases 3 et 5 seront liés par la phase 4, **Figure 3-30**. Dans un cas idéal, la transmission du courant sera totale. En pratique la phase intermédiaire engendre des pertes supplémentaires, mais pour un mode de fonctionnement dégradé cela constitue un bon compromis.

La **Figure 3-33** présente les formes d'onde du fonctionnement normal d'un convertisseur à 6 cellules. Le courant de phase présente 6 étages d'ondulations caractéristiques d'un montage à filtre couplé, dans le cas présent à cascade cyclique.

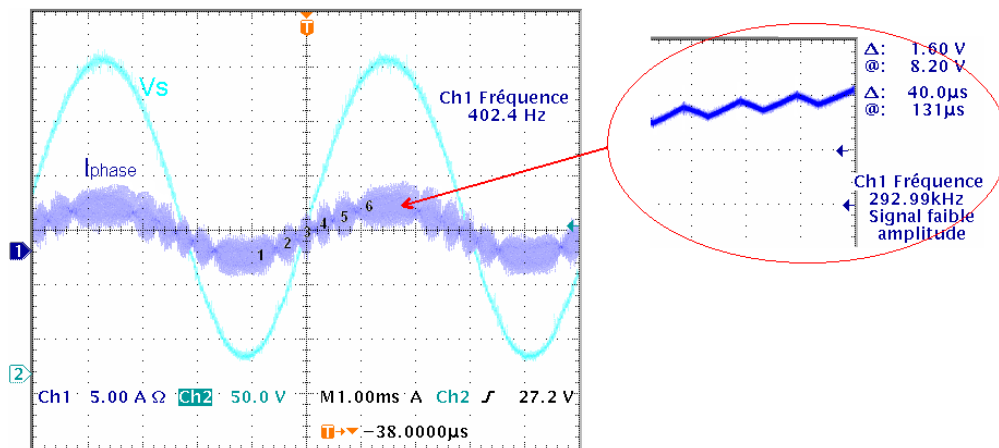


Figure 3-33: Résultats expérimentaux du fonctionnement normal d'un convertisseur à 6 cellules

Dans les figures **Figure 3-34 a)** et **Figure 3-34 b)**, le convertisseur fonctionne avec 5 phases. L'électronique de contrôle adapte les déphasages des PWM de 6 à 5 cellules.

1. En **a)** est présenté le fonctionnement avec l'enroulement non utilisé en court-circuit. Le courant de phase présente 5 étages d'ondulations caractéristiques du montage à cascade cyclique. L'amplitude d'ondulation est de un sixième supérieur au fonctionnement à 6 cellules. Ce problème peut être compensé en augmentant la fréquence de découpage.
2. En **b)** est représenté le fonctionnement avec l'enroulement non utilisé en circuit ouvert. Quand le courant augmente, l'ondulation devient très importante (elle diverge). Cela est dû à la chute des valeurs apparentes des inductances, liée à la saturation des noyaux magnétiques.

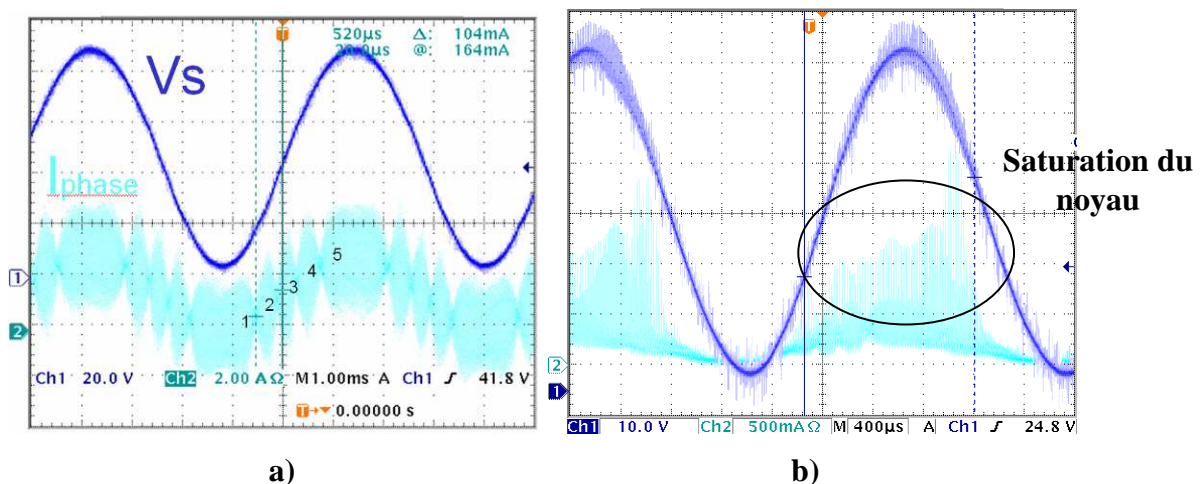


Figure 3-34: Résultats expérimentaux avec un convertisseur 6 phases fonctionnant sur 5 cellules. En a) l'enroulement non utilisé est en court-circuit, en b) l'enroulement est ouvert. Les valeurs de tensions et courants sont basses, puisque les mesures sont à puissance réduite. L'augmentation du courant dû à la saturation ne permet pas un fonctionnement en régime nominal sans le court-circuit.

Cette méthode utilise les enroulements non utilisés du réseau pour relayer l'énergie aux autres phases. Les transformateurs ont toujours les mêmes tensions entre cellules de commutation et sortie du coupleur, aucune modification de la fréquence de découpage n'est alors nécessaire pour garantir leurs inductions magnétiques maximales.

3.4.5.2. Cas des montages monolithiques

Si l'on utilise la même solution technique que précédemment, on constate que court-circuiter l'enroulement de la cellule défectueuse revient à interdire le passage du flux dans la branche. Pour une question de lisibilité, dans l'exemple suivant, seulement 2 cellules sont utilisées. Le principe est exactement le même sur 1, 2 ou 3 cellules en fonctionnement. La **Figure 3-35** présente la circulation du flux dans le circuit magnétique dans deux cas de figures :

- a. Quand 2 cellules sur 4 sont utilisées et qu'aucun enroulement n'est court-circuité.
- b. Quand 2 cellules sur 4 sont utilisées et que les enroulements correspondants aux phases inactives sont court-circuités.

Dans le premier cas, on se retrouve avec deux inductances parfaitement indépendantes l'une de l'autre, **Figure 3-35 a)**. Le fait qu'il n'y ait pas d'entrefer et aucun échange de flux fait que les noyaux magnétiques vont saturer.

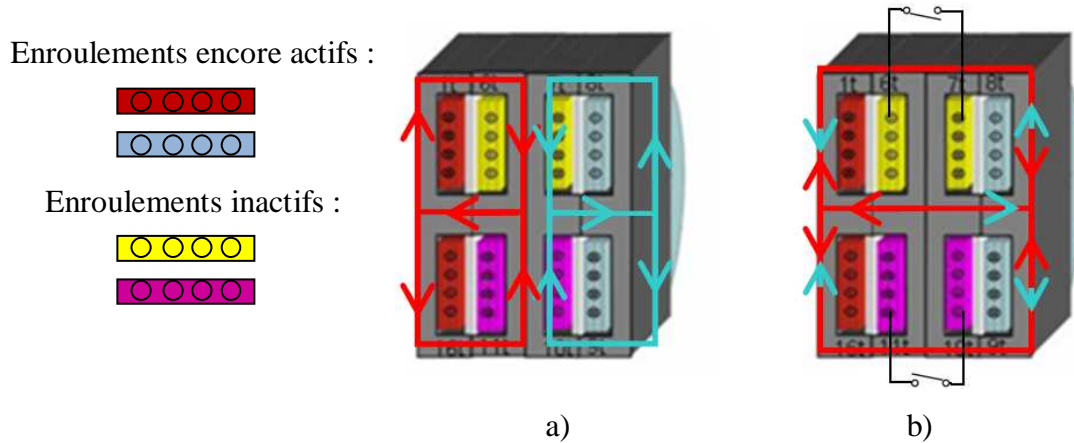


Figure 3-35: Circulation du flux dans un coupleur à 4 cellules. En (a) 2 cellules sur 4 sont utilisées. Aucun court circuit n'est mis en oeuvre. En (b) 2 cellules sur 4 sont utilisées avec les 2 phases inactives en court-circuit.

Dans le second cas, les enroulements court-circuités voient circuler un courant qui engendre un flux qui va s'opposer à celui qui lui a donné naissance, loi de Faraday, **Figure 3-36**. L'essentiel du flux n'empruntera donc pas ce chemin, et passera par les cellules encore actives.

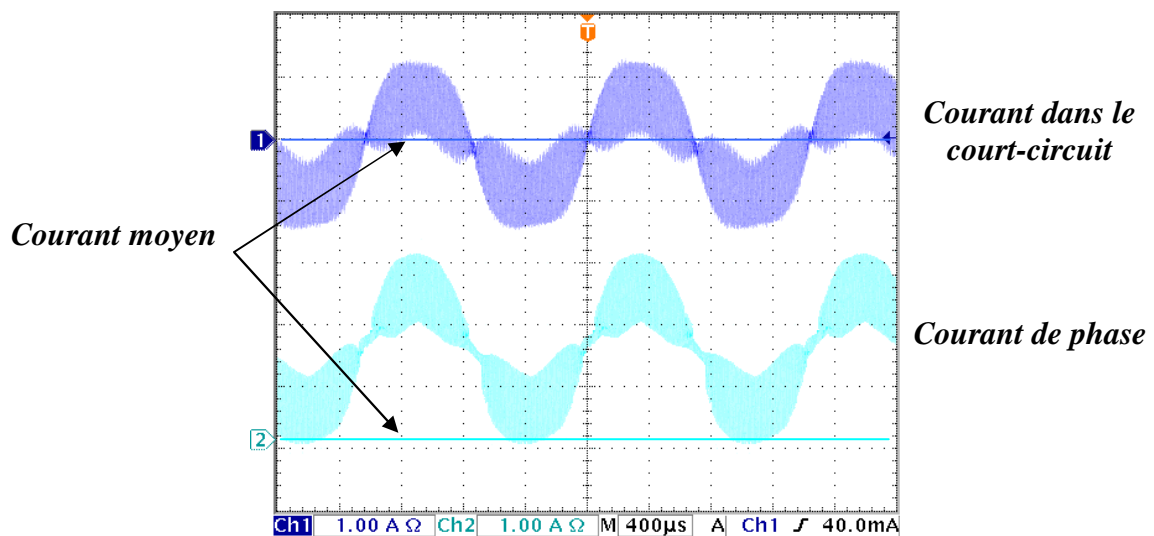


Figure 3-36: Relevé expérimental de l'onduleur 4 cellules fonctionnant sur 2 cellules actives et 2 en court-circuit.

L'annexe I présente une expérience sur un transformateur à 3 branches démontrant le principe de fonctionnement du court-circuit. Elle met en évidence la loi de Faraday expérimentalement et donne quelques équations [84] et [85]. Cette méthode utilise les enroulements non utilisés du réseau pour limiter la circulation du flux dans les bras inactifs. De la même manière que dans le cas des montages par transformateurs, les enroulements voient toujours les mêmes tensions entre cellules de commutation et sortie du coupleur, aucune modification de la fréquence de découpage n'est alors nécessaire.

3.4.6. Inconvénient de la méthode

Les inductances n'ont pas un couplage parfait, elles possèdent des inductances de fuites nécessaires au filtrage du coupleur, ainsi que les résistances du cuivre imposées par les enroulements. Le fait d'introduire un court-circuit dans les enroulements des phases inactives engendre des pertes supplémentaires. Le modèle classique d'un transformateur à six paramètres, annexe J, n'a pas une structure symétrique, il ne peut fournir les informations nécessaires à l'analyse des pertes du transformateur de couplage. Un modèle symétrique est présenté sur la **Figure 3-37** [Zhu 1010], les détails des paramètres sont donnés dans l'annexe J. L'inductance de fuite L_k est définie par $L_k = (1 - k^2)L$ et k le coefficient de couplage défini par $k = M / L$. Les résistances R_L représentent la résistivité des spires.

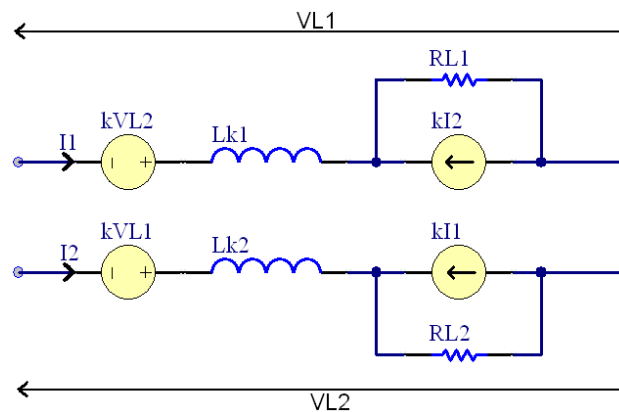


Figure 3-37 : Circuit équivalent du transformateur couplé, [Zhu 1010]

Dans la **Figure 3-38**, ce schéma équivalent remplace les transformateurs dans un montage cascade cyclique à 3 cellules. Sur ce schéma, la phase 3 est en court-circuit avec la sortie, simulant ainsi la gestion d'un dysfonctionnement sur la cellule 3. Seules les phases 1 et

2 sont actives et déphasées de 180°. Malgré ce court-circuit, les tensions VL4 et VL6 ne seront pas nulles, elles dépendront des tensions en VL5 et VL3.

$$[31] \quad V_{L4} = L_k \frac{di_3}{dt} - kV_{L3} + R_L (i_3 + ki_2)$$

$$[32] \quad V_{L6} = -kV_{L5} + L_k \frac{di_3}{dt} + R_L (i_3 + ki_1)$$

Du fait du court-circuit : $V_{L4} = -V_{L6}$

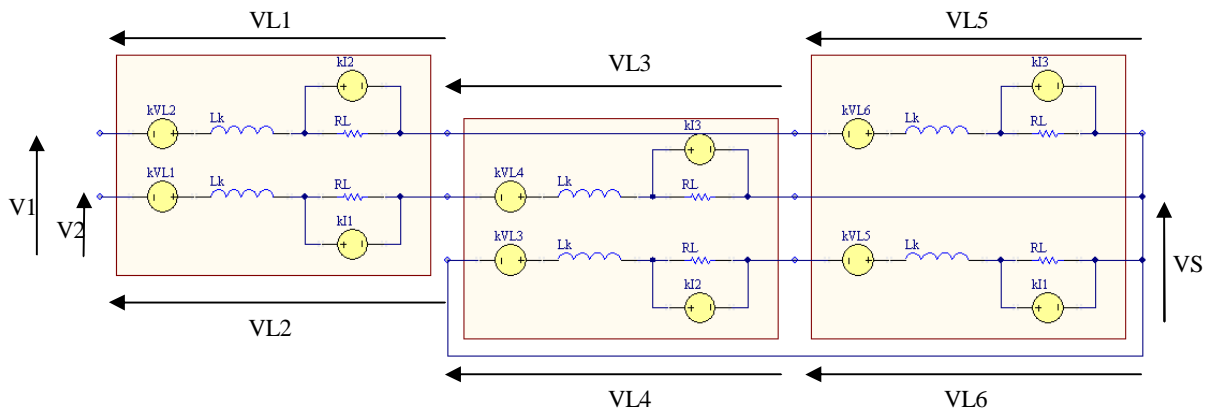


Figure 3-38 : Montage à cascade cyclique 3 cellules avec circuit équivalent du transformateur couplé. Dysfonctionnement et court-circuitage de la phase 3.

Ce schéma équivalent montre qu'un courant I_3 non nul proportionnel aux courants I_1 et I_2 au rapport k existe. Ce courant I_3 traverse des inductances de fuite L_k et les résistances des spires R_L . Fonctionner sur 2 cellules n'exclut pas la présence de pertes de la cellule en court-circuit. Le fait de diminuer le nombre de cellules a donc des répercussions sur le rendement et les pertes globales du filtrage.

Lorsque la structure fonctionne sur 2 cellules, VL3 et VL5 peuvent être exprimées directement l'une en fonction de l'autre :

$$[33] \quad V_{L3} = -k^2V_{L5} + L_k \left(k \frac{di_3}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) + R_L (2ki_3 + i_2 + k^2i_1)$$

Ainsi, les éléments de la phase 3 peuvent être ramenés sur les phases actives, comme présenté sur le schéma équivalent **Figure 3-39**.

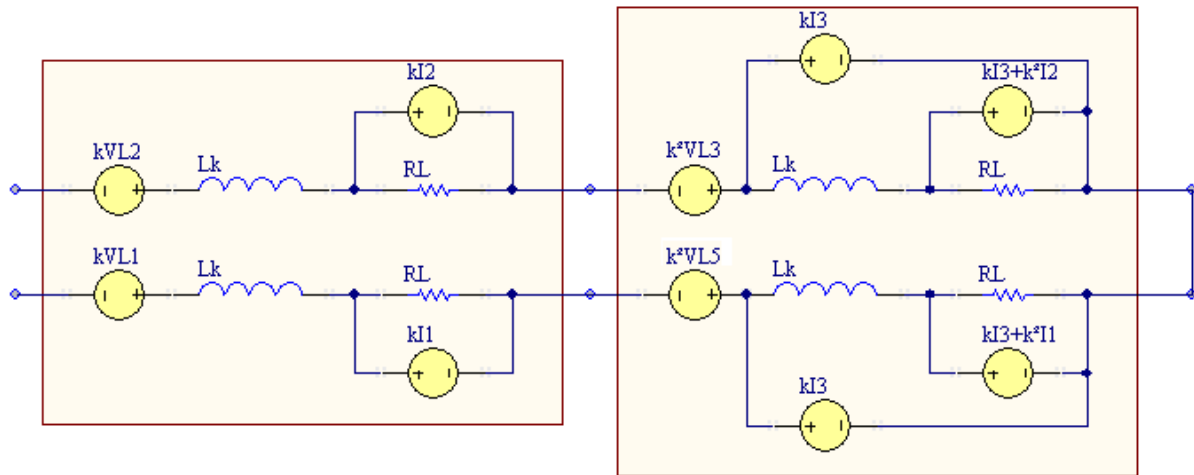


Figure 3-39 : Montage à cascade cyclique 3 cellules avec circuit équivalent du transformateur couplé. Les éléments de la phase 3 sont ramenés sur les phases actives.

Cette étude peut tout à fait être transposée à un filtre à plus de 3 cellules et aux autres montages à transformateurs de couplage. L'objectif est de démontrer que quelle que soit la structure utilisée, introduire un court-circuit engendre des pertes dans la phase en défaut. Par ailleurs, les semi-conducteurs ou switches utilisés pour réaliser la fonction de court-circuitage vont également ajouter des pertes supplémentaires. La résistance équivalente s'ajoutera en série aux générateurs de courants $kI3$ de la **Figure 3-39**.

3.4.7. Autres solutions

Dans le cas du dysfonctionnement d'une cellule, deux autres montages à transformateurs de couplage ont un comportement intéressant. Ces montages sont présentés sur les **Figure 3-41** et **Figure 3-42**. Le premier est le montage matrice partielle, le second est le montage matrice complète. Ces montages sont basés sur la structure cascade cyclique complétée par des connexions supplémentaires pour augmenter les couplages entre les différentes phases. Nous allons voir qu'en respectant une règle simple, ces deux montages permettent d'assurer le fonctionnement de la structure en cas de dysfonctionnement sans modification ou ajout de composants électroniques.

Une structure qui assure le fonctionnement du filtrage est une structure qui voit le même nombre de transformateurs actifs et de transformateurs inactifs sur chacune des cellules de commutation. La **Figure 3-40** représente un système par transformateur.

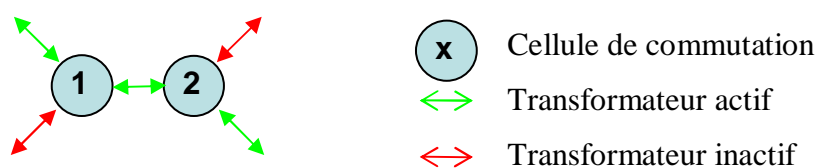


Figure 3-40 : Représentation des structures de filtrage par transformateur

La **Figure 3-41** présente la structure de filtrage à matrice partielle pour 6 cellules, elle est composée du montage en cascade cyclique suivi de trois transformateurs supplémentaires qui réalisent des connexions avec les cellules les plus éloignées. Supposons un dysfonctionnement et une isolation de la cellule 4, **Figure 3-41 a)**. Les cellules 2 et 6 ont toutes deux 3 couplages contre 2 pour les autres cellules. Ceci est représenté par le nombre de flèches sur la **Figure 3-41 a)** entrant et sortant de chaque cellule. Du fait de ce couplage plus important, un déséquilibre des courants se produit et sature localement les circuits magnétiques, **Figure 3-41 c)**. Contrairement au montage en cascade cyclique classique, où le moindre dysfonctionnement interrompt la boucle réalisée par la structure, il existe ici toujours deux chemins possibles pour reboucler les couplages.

- Chemin 1 : Cellule 1, 2, 3, 6, 1 (**Figure 3-41 (b)**)
- Chemin 2 : Cellule 1, 2, 5, 6, 1

Sur la **Figure 3-41 b)**, on a volontairement désactivé la cellule 5 pour supprimer le chemin 2. Il ne reste alors qu'un seul chemin où l'ensemble des cellules n'ont que deux

couplages. Ainsi, l'ensemble de la structure est bien équilibrée et les courants de phases ont tous la même amplitude. Il est donc possible avec cette structure de couplage matriciel d'imposer des chemins de couplage permettant d'équilibrer le système en activant ou désactivant les cellules appropriées.

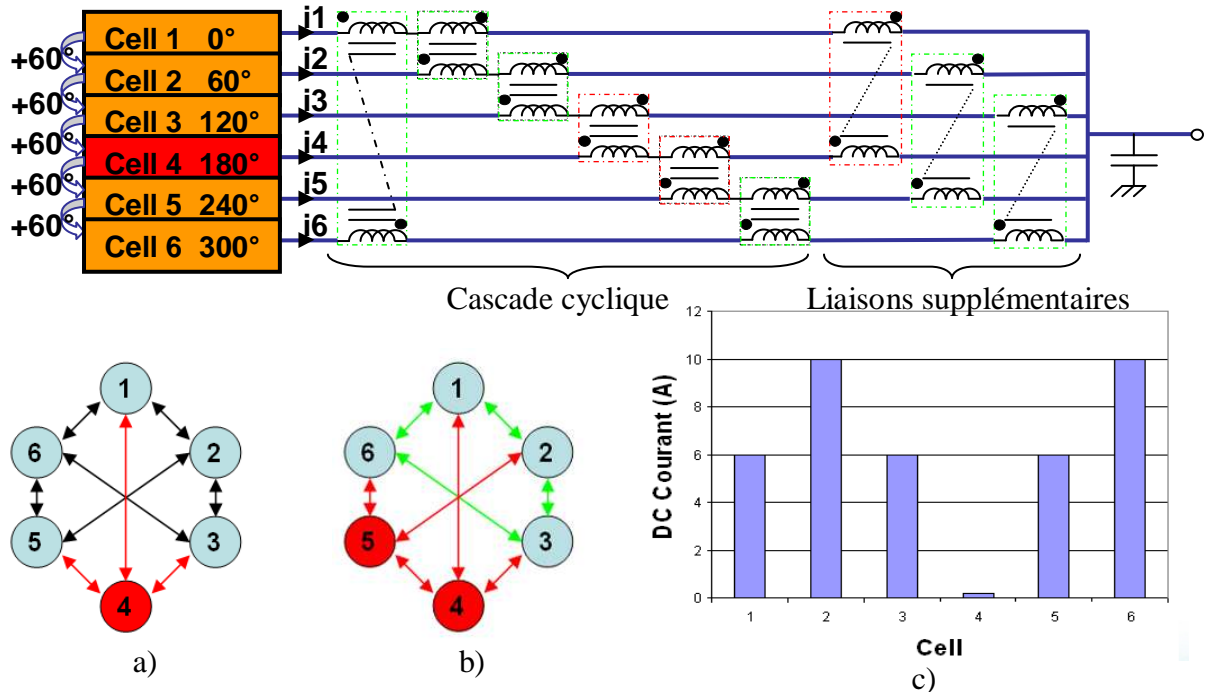


Figure 3-41 : Montage en matrice partielle :

- a) Dysfonctionnement sur la cellule 4
- b) Désactivation de la cellule 5 pour équilibrer les phases
- c) Répartition des courants au moment du dysfonctionnement

Nous nous intéressons à présent au montage de la **Figure 3-42**, la structure de filtrage à matrice complète pour 6 cellules. Elle est composée du montage à matrice partielle suivie de 6 transformateurs supplémentaires qui réalisent des connexions avec les cellules à distances intermédiaires. Supposons un dysfonctionnement et une isolation de la cellule 4, **Figure 3-42** a). Bien que la cellule inactive possède cinq couplages devenus aussi inactifs, **Figure 3-42** a) en rouge, chaque cellule active possède encore 4 couplages actifs. Les cellules ayant toutes le même nombre de couplages actifs, **Figure 3-42** a) en vert, les courants de phases sont tous parfaitement équilibrés, **Figure 3-42** b). Cette structure peut fonctionner avec un nombre variable de phases sans avoir besoin de se soucier de l'équilibrage des courants, comme dans le montage précédent.

Les transformateurs non utilisés vont imposer d'importantes inductances sur les phases encore actives. Les transformateurs n'étant pas dimensionnés pour fonctionner ainsi, les

courants traversant ces enroulements vont imposer un flux qui va saturer les noyaux magnétiques. En saturant, les valeurs des inductances vont s'effondrer. Ces enroulements seront perçus comme une nouvelle inductance de fuite qui s'ajoute aux inductances de fuite des transformateurs toujours en activité. Il est important de préciser que la valeur de cette nouvelle inductance est la somme de l'inductance de fuite d'origine plus l'inductance magnétisante résiduelle de la saturation du circuit magnétique. A titre d'exemple, avec les transformateurs du montage cascade cyclique à nanocristallins présenté au Chapitre 2.2.6, l'inductance de fuite est de 25uH, alors que l'inductance résiduelle en saturation est estimée (expérimentalement) aux alentours de 75uH.

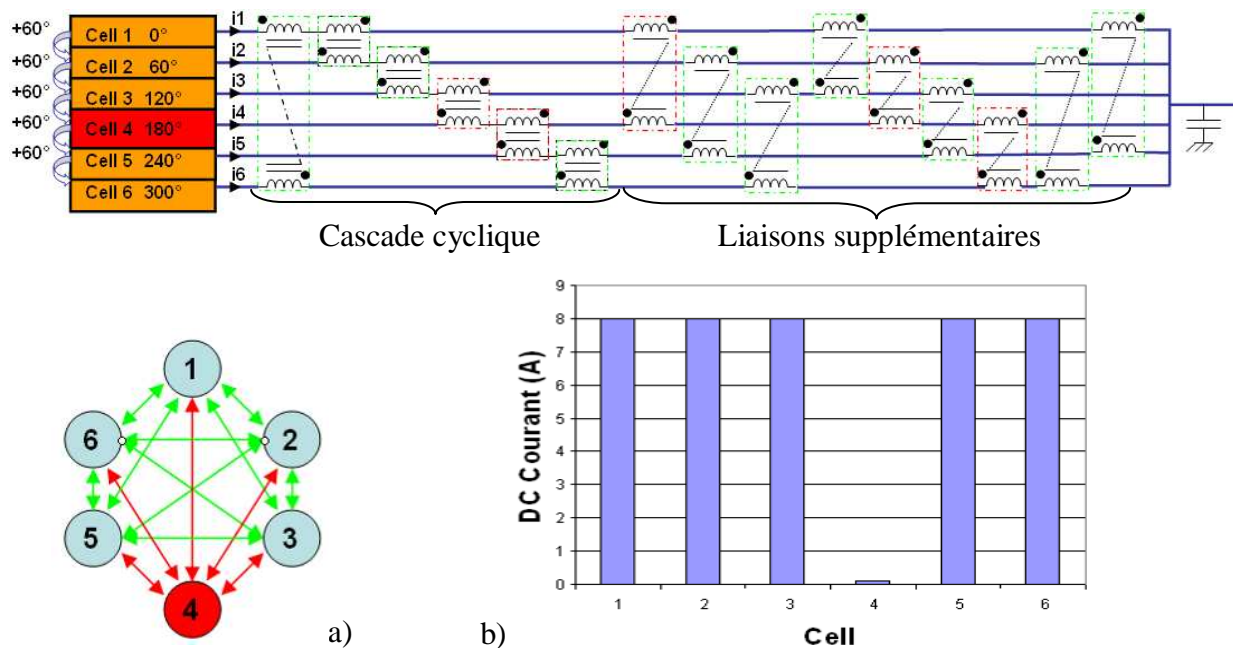


Figure 3-42 : Montage en matrice complète
a) Dysfonctionnement sur la cellule 4
b) Répartition des courants sur le dysfonctionnement

Lorsqu'un transformateur n'est plus utilisé, son couplage disparaît et l'effet de ses inductances magnétisantes s'estompe. Les équations régissant les sections de fer de ces transformateurs ne sont plus valables. Ces deux montages impliquent deux résultats différents :

- La structure à matrice partielle à six phases devient la structure à cascade cyclique à quatre phases. Les équations de ces deux structures sont présentées en annexe C page 174.
- La structure à matrice complète reste la même structure, en revanche, elle est la seule à dépendre du nombre de phases du convertisseur. Donc en passant de 6 à 5 phases la section de fer devient :

$$[34] \quad Sf \geq \frac{Ve}{48 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire}} \Rightarrow Sf \geq \frac{Ve}{40 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire}}$$

Le seul moyen de contrer ces changements de section minimum de fer est de modifier la fréquence de découpage.

3.5. Comparaison des deux méthodes

Aux paragraphes 3.4.4 et 3.4.7 deux méthodes pour la gestion des dysfonctionnements sont présentés. La première solution ajoute des semi-conducteurs pour court-circuiter la phase en défaut, alors que la seconde solution utilise les propriétés de symétries particulières des structures « matrice partielle » et « matrice complète ». Les **Figure 3-43** et **Figure 3-44** comparent les volumes et les différentes pertes pour les deux méthodes avec une solution « matrice partielle » sans gestion des défauts. Le choix du montage « matrice partielle » n'est pas un hasard, il s'agit de la structure qui présente le volume le plus faible parmi les trois structures comparées, **Figure 2-33**. Il est supposé que tous les transformateurs sont bobinés sur des tores nanocristallins pour un convertisseur entrelacé de 6 cellules. Les pertes sont données pour la défaillance d'une des cellules de commutation. Chaque méthode a ses avantages et inconvénients. Le choix entre les deux dépend avant tout du cahier des charges imposé par chaque application.

Le **Tableau 3** présente le récapitulatif des avantages et inconvénients des différentes méthodes de gestion des pannes :

- La méthode des courts-circuits double pratiquement le nombre de semi-conducteurs, elle présente donc une grande augmentation du volume. En revanche, il n'est pas nécessaire d'augmenter la fréquence de découpage pour assurer le fonctionnement. Les pertes supplémentaires se trouvent dans la conduction du semi-conducteur de court-circuit et dans les enroulements du transformateur inactif.
- La gestion des défauts avec les structures « matrice partielle » et « matrice complète » n'implique pas de semi-conducteurs supplémentaires, le poids et le volume ne changent donc pas. En revanche, il est nécessaire d'augmenter la fréquence de découpage, les pertes semi-conducteur et fer en sont fortement pénalisées. Dans le cas « matrice partielle » l'augmentation de la fréquence est encore plus importante, car il est aussi nécessaire de désactiver une phase supplémentaire pour équilibrer la matrice de mutuelle.

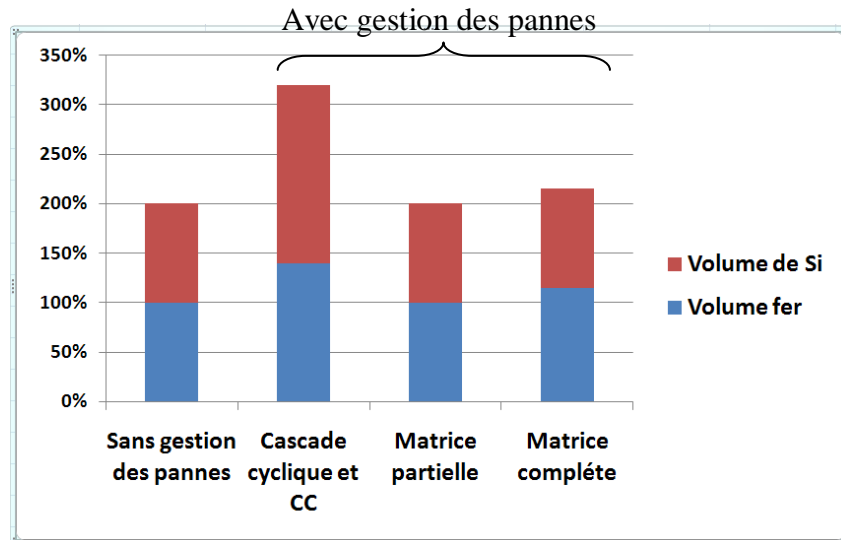


Figure 3-43 : Comparaison des volumes fer + semiconducteurs pour différentes gestions des dysfonctionnements

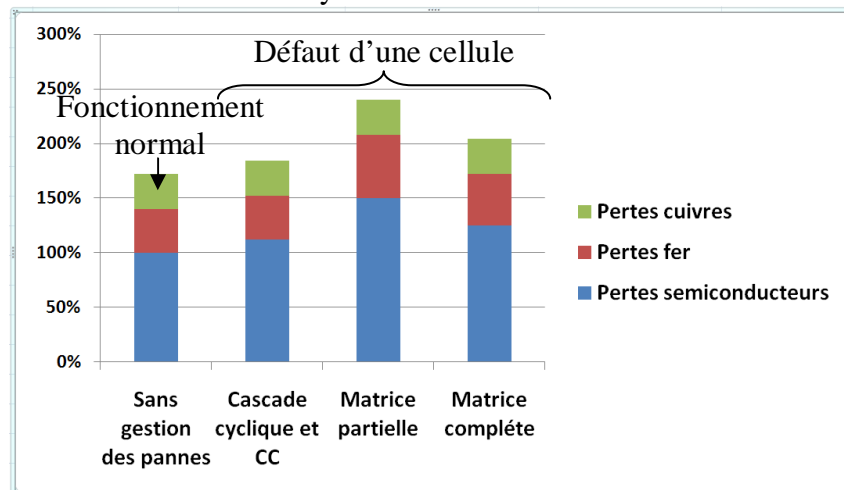


Figure 3-44 : Comparaison des pertes fer, cuivre et semi-conducteur pour différentes gestion des dysfonctionnements

	Court circuitage des cellules défectueuses	Matrice partielle	Matrice complète
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> • Pas de modification de la fréquence de découpage • Meilleur rendement que les autres solutions • Désactivation d'une seule cellule possible 	<ul style="list-style-type: none"> • Pas d'ajout de semi-conducteurs • Poids et volume faible 	<ul style="list-style-type: none"> • Pas d'ajout de semi-conducteurs • Désactivation d'une seule cellule possible • Poids et volume faible
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> • Beaucoup plus de semi-conducteurs et de drivers. • Poids et volume important 	<ul style="list-style-type: none"> • Augmentation de la fréquence de découpage • Désactivation d'une seule cellule impossible • Rendement défavorable 	<ul style="list-style-type: none"> • Augmentation de la fréquence de découpage • Rendement défavorable • Grand nombre de transformateurs

Tableau 3 : Récapitulatif des avantages et inconvénients de différentes méthodes de gestion des dysfonctionnements

3.6. Conclusion

L'utilisation des transformateurs, pour réduire le volume occupé par les composants magnétiques et pour augmenter la densité de puissance, n'est plus à prouver. En revanche, leur fiabilité reste un problème majeur. Les inductances couplées impliquent une forte interdépendance des différentes cellules de commutation, et la multiplication du nombre de composants augmente les risques de pannes. Pour éviter toute perturbation, une cellule défectueuse doit être déconnectée du réseau.

Dans la première partie du chapitre, les différents types de défauts et les méthodes d'isolement ont été présentés. Une anomalie sur les coupleurs se présente physiquement différemment sur des transformateurs de couplage ou sur des coupleurs monolithiques.

- Pour les transformateurs de couplage, les mutuelles ne sont pas rompues, mais un déséquilibre dans la matrice d'impédance mène à un déséquilibre des composantes DC des courants.
- Dans le second cas, le coupleur monolithique, la section de fer de l'enroulement inactif modifie la structure de réluctance et canalise l'ensemble des flux générés par tous les enroulements.

Ces deux phénomènes distincts trouvent la même solution, par un court-circuitage des enroulements de la cellule défectueuse. Cette méthode utilise toujours l'ensemble des transformateurs du réseau. Aucune modification de la fréquence de découpage n'est nécessaire.

Dans les nombreuses structures existantes de couplage par transformateurs, certaines permettent un fonctionnement en mode dégradé sans la moindre modification du schéma électrique. Une reconfiguration des déphasages entre cellules est tout de même nécessaire. Ces structures sont les montages à matrice partielle et à matrice complète. Ces deux montages rendent possible le fonctionnement sur un nombre variable de phases grâce au grand nombre de transformateurs mis en œuvre. La symétrie particulière de ces montages permet un équilibre des mutuelles inductances toujours actives quel que soit le nombre de cellules utilisées. Malheureusement, les tensions entre cellules de commutation et sortie se répartissent entre moins de transformateurs. Ainsi la fréquence de découpage doit être ajustée pour respecter l'induction maximale dans les sections de fer.

Chapitre 4. Expérimentation et prototype

Sommaire :

4.1.	Introduction	136
4.2.	Réalisation de l'onduleur.....	137
4.3.	Dimensionnement de l'onduleur de tension.....	139
4.3.1.	Dimensionnement thermique et choix des semi-conducteurs.....	139
4.3.2.	Calibre en tension et en courant.....	139
4.3.3.	Choix des IGBT et des diodes.....	140
4.4.	Architecture des circuits de commandes rapprochées (drivers)	140
4.5.	Système de commande	144
4.6.	Méthode de mesure des courants et tensions.....	147
4.7.	Mise en œuvre.....	148
4.8.	Résultats expérimentaux.....	152
4.8.1.	Mesure des signaux	152
4.8.2.	Essai jusqu'à charge nominale	153
4.9.	Conclusion.....	156

4.1. Introduction

Ce chapitre axé sur l'expérimentation présente la réalisation d'un onduleur triphasé entrelacé avec transformateurs de couplage, avec une forte contrainte sur le poids, **Figure 4-1**. La configuration de filtrage est basée sur des Transformateurs Inter-cellules selon la configuration cascade cyclique en alimentation permutée. Pour assurer une ondulation du courant de phase relativement faible et améliorer le rendement, tout en garantissant un volume faible, les transformateurs sont réalisés avec des tores en matériau nanocristallin. Etant donné le grand nombre de cellules à piloter, l'utilisation d'un FPGA s'impose. Les 48 IGBTs sont commandés par l'intermédiaire de 48 drivers. Ces drivers impliquent un choix judicieux de la technologie afin de ne pas pénaliser le rendement global de l'application.

Plusieurs prototypes de convertisseurs entrelacés ont été réalisés au cours de ce travail de thèse, du simple au multi-niveaux. La plupart de ces réalisations ont été développées au laboratoire G2Elab dans un objectif purement expérimental. Au terme de tous ces tests, un prototype plus industriel a vu le jour. Cette maquette intègre les meilleurs filtrages ainsi que les meilleures solutions de pilotage testées. Elle intègre aussi toute une batterie de mesures ainsi que la commande directement implémentée sur la carte. Elle a pour objectif de fonctionner aussi bien en onduleur triphasé qu'en redresseur à absorption sinusoïdale. Ces types de fonctionnement doivent être modifiables en cours d'utilisation par une commande extérieure, dans notre cas par une interface PC qui communique par USB. Dans un avion, des capteurs analysent l'état du réseau et informent les convertisseurs de l'état de fonctionnement au travers d'un bus ARINC 429 (bus de données unidirectionnel standard).

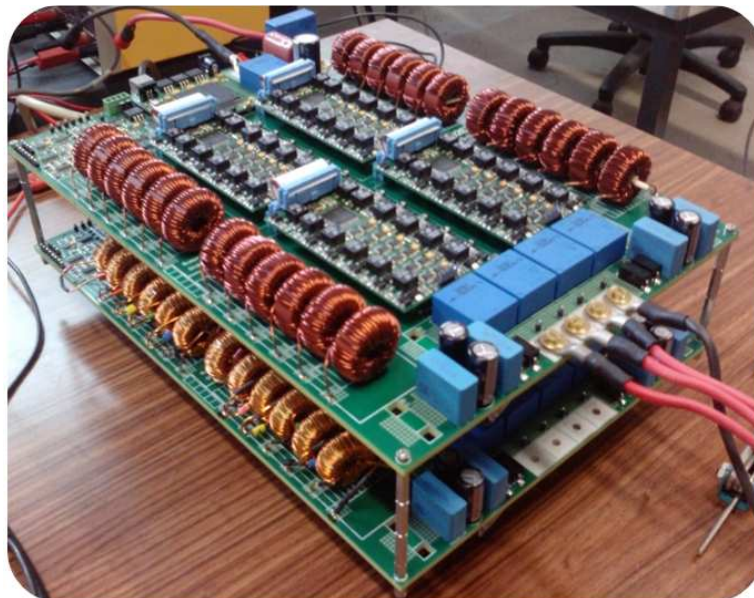


Figure 4-1: Onduleur triphasé 25kVA

4.2. Réalisation de l'onduleur

La **Figure 4-2** montre le schéma de principe du montage expérimental de l'onduleur que nous avons réalisé. Il s'agit d'un convertisseur triphasé entrelacé composé de quatre bras à six cellules identiques. Chaque cellule comporte une capacité de filtrage d'entrée, une cellule de commutation et un filtre de sortie composé de transformateurs inter-cellules. Quatre condensateurs sont ajoutés en sortie de chaque phase pour filtrer les ondulations de courant, et un amortissement est ajouté pour atténuer la fréquence de résonance du filtrage. Les six cellules parallèles sont entrelacées et couplées magnétiquement deux à deux via des

transformateurs Inter-cellules selon la configuration cascade cyclique. L'alimentation permutée est adoptée pour commander les six cellules de commutation. Les spécifications du prototype réalisé sont les suivantes :

- Tension d'entrée, $V_e = 350V$ à $400V$
- Tensions de sortie, $V_s(1, 2, 3) = 115Vac$, $V_n = V_e / 2$
- Courants de sortie, $I_s = 75.75A_{eff}$
- Nombre de cellule, $q = 6$
- Fréquence de découpage, $f_{sw} = 28kHz$
- Ondulation crête à crête du courant de sortie, $\Delta I_s = 33\% I_s$
- Ondulation de la tension de sortie, $\Delta V_s = 2\% V_s$

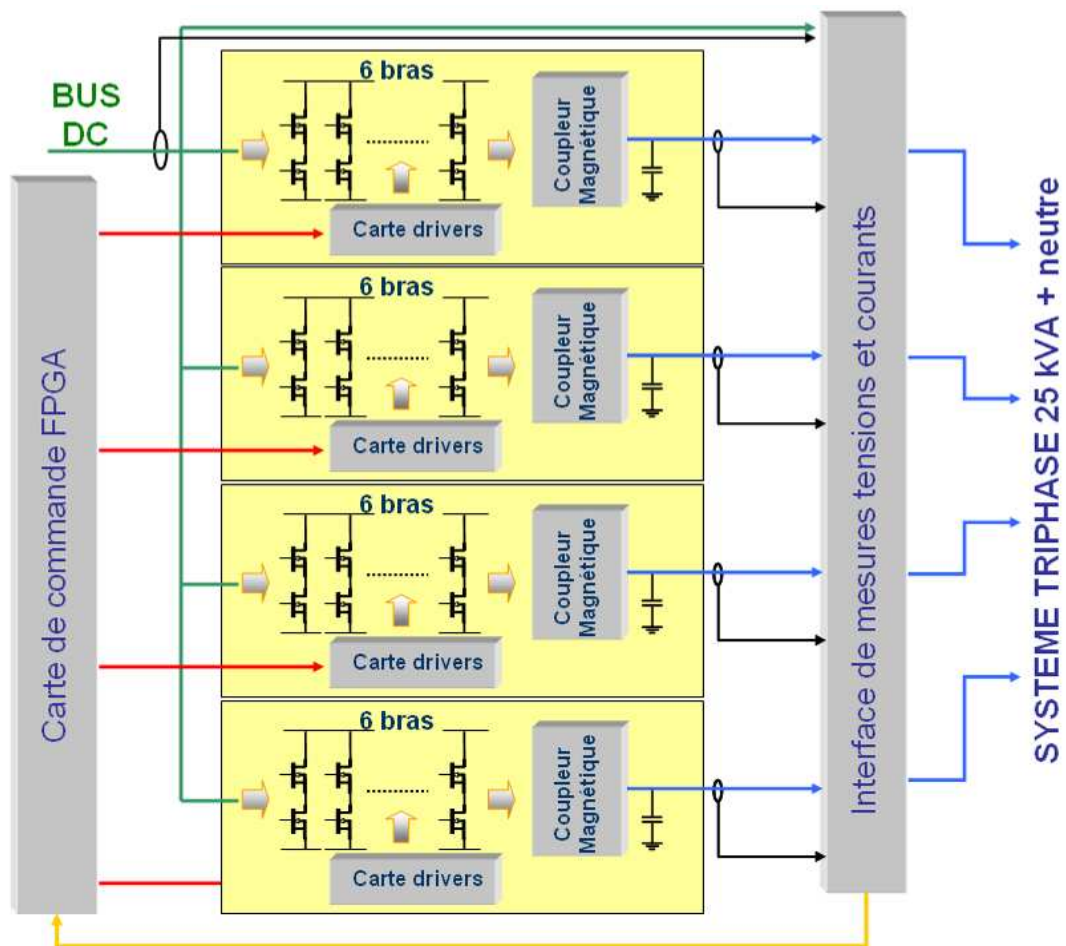


Figure 4-2: Schéma de principe du prototype

4.3. Dimensionnement de l'onduleur de tension

Le dimensionnement de l'onduleur de tension pour l'application 25kVA, défini en introduction, s'effectue en deux étapes : le choix des semi-conducteurs de puissance dans un premier temps et la sélection des éléments de filtrage par la suite.

4.3.1. Dimensionnement thermique et choix des semi-conducteurs

La première étape du dimensionnement passe par le choix des interrupteurs de puissance. Ce dernier repose sur deux aspects qui déterminent le calibre à adopter : le courant qui les traverse et la tension que ces derniers doivent maintenir.

4.3.2. Calibre en tension et en courant

En fonction des différentes topologies de bras d'onduleurs, les interrupteurs de puissance ne seront pas soumis aux mêmes contraintes en tension : les semi-conducteurs des onduleurs 2 niveaux et parallèles maintiennent l'intégralité du bus continu, alors que ceux de l'onduleur NPC par exemple, ne supportent que la moitié de cette valeur.

Le **Tableau 4** récapitule les contraintes en tension maximales pour l'ensemble des topologies en fonction de l'agencement des semi-conducteurs pour une tension réseau continue V_{cc} . Au regard des surtensions apparaissant lors des commutations, les modules IGBT seront donc de calibre $2V_{cc}$ ou V_{cc} dans le cas d'un NPC 3 niveaux.

<i>Topologies</i>	<i>Tensions interrupteurs</i>
2 niveaux	V_{cc}
Parallèle	V_{cc}
NPC	$V_{cc}/2$

Tableau 4 : Tableau récapitulatif des contraintes en tension maximales

Une fois le calibre en tension précisé, il faut à présent examiner les pré-requis au niveau du courant. Pour un onduleur triphasé entrelacé 25 kVA 6 cellules, le courant de phase nominal de chaque cellule vaut :

$$[35] \quad I_s = \frac{S}{3 \times V_s \times N_{cell}} = \frac{25000}{3 \times 110 \times 6} = 12.6 A_{eff} \quad \hat{I}_s = I_s \times \sqrt{2} = 17.85 A$$

Cette valeur est proche de 20 A, calibre en courant disponible dans le commerce compte tenu des tensions définies ci-dessus. Toutefois, pour pallier à toute surintensité, notamment celles induites par les ondulations de courants dans les coupleurs, et autoriser un fonctionnement en surcharge, le calibre en courant a été doublé. Les interrupteurs seront donc de calibre 40 A.

4.3.3. Choix des IGBT et des diodes

Le **Tableau 5** donne les pertes avec différents IGBT pour 6 cellules avec des bras à 2 niveaux commandés à $F_s=20\text{kHz}$, $\Delta I_{cc}=32\%$. Les résultats présentés ci-dessous sont basés sur des IGBT surdimensionnés (40A/600V) à une température de 125°C pour être compatibles avec tous les dimensionnements effectués et ainsi permettre une comparaison directe des pertes. Le MOSFET SiC SJEP120R063 est de calibre 1200 Volt. Ce calibre de tension trop élevé pénalise les pertes. Malgré cela, grâce aux diodes SiC de calibre approprié, on obtient des résultats globaux presque identiques à la meilleure solution à IGBT. Quand les MosFet SiC auront évolué et offriront une plus grande gamme de composants, cette solution sera la plus intéressante pour améliorer le rendement.

Référence	Pcond (W)	Poff (W)	Pon (W)	Pdiode (W)	Ptotal (W)
SJEP120R063(SiC)+ IDT16S60C	2	1.2	1.4	0.37	4.89
SGH80N60UFD	2.1	0.5	1.6	0.7	4.9
HGTG30N60A4D	2.5	1.6	0.7	0.8	5.8
IRGP50B60PD	3.7	0.5	1.6	0.7	6.5
SKW20N60	3.1	1.3	1.8	0.6	6.8
SKB30N60HS	4.2	1.5	2.1	0.7	8.5
SKW30N60	2.8	3.5	4.4	0.6	11.3

Tableau 5 : Calcul des pertes avec différents IGBT pour 6 cellules $F_s = 20\text{kHz}$, $\Delta I_s = 32\%$ de I_{smax}

4.4. Architecture des circuits de commandes rapprochées (drivers)

L'entrelacement présente un très grand nombre d'avantages d'un point de vue volume et rendement, mais une électronique de commande inadaptée peut faire perdre le bénéfice de

tous ces avantages. La grande quantité de semi-conducteurs implique un grand nombre de commandes rapprochées (drivers). A titre d'exemple, un onduleur triphasé classique nécessite 6 drivers. Un onduleur triphasé entrelacé à 6 cellules nécessite 36 drivers. De telles commandes doivent avoir un rendement et une intégration maximal. Lorsque l'on évoque le rendement, on parle bien sûr de la qualité des semi-conducteurs de puissance, mais il faut également prendre en compte les pertes dans toute l'électronique annexe de commande.

Dans la plupart des convertisseurs de puissance, les composants de puissance MOSFET et IGBT sont pilotés par des commandes rapprochées, **Figure 4-3**. Celles-ci doivent assurer plusieurs fonctions :

1. La commande des instants de commutations (PWM)
2. L'alimentation de la grille du composant de puissance

Le problème de ce type d'architecture réside dans l'isolation galvanique de toutes ces fonctions. La position du semi-conducteur impose souvent des potentiels flottants, et la plupart du temps, il doit être isolé galvaniquement du reste des circuits de commande. Diverses solutions permettent l'isolement entre les différents étages telle que l'opto-isolation pour de simples signaux de contrôle. Cependant, les alimentations sont plus complexes et des structures d'alimentation à découpage s'imposent pour des problèmes de volume.

Les structures de drivers sont maintenant bien connues et ont le mérite d'être vues de la commande comme de simples amplificateurs isolés. Ils permettent de générer des signaux tel qu'ils doivent être appliqués, avec le bon calibre en tension et courant, directement sur le composant de puissance. Ce type de contrôle rapproché doit garantir l'état du semi-conducteur à chaque instant, passant ou bloqué.

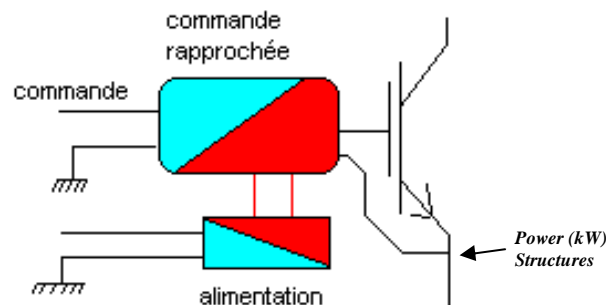


Figure 4-3: Commande rapprochée, structure classique [Milleret 2006]

Ces structures de commande rapprochée sont simples de par leur fonctionnement, mais nécessitent un grand nombre de composants et surtout une alimentation isolée. Les

alimentations des drivers ont généralement des rendements impliquant des pertes non négligeables, jusqu'à 70% de rendement pour les meilleures. Les semi-conducteurs du type MOSFET et IGBT ne consomment essentiellement du courant que pendant les phases de commutation. Pendant la majeure partie du temps, les drivers vont consommer du courant, alors que la grille du composant de puissance n'en consommera pas.

La structure entrelacée nécessite un grand nombre de drivers. Il est donc indispensable de changer radicalement de stratégie. On remplace la structure précédente par une structure inspirée des thyristors, prédécesseurs de nos composants à grille isolée. Cette structure fait appel à un composant passif : le transformateur d'impulsions, **Figure 4-4**. Dans notre cas, contrairement aux commandes classiques de thyristors, on générera une seule impulsion et non pas une rafale d'impulsions. Les développements des composants à grille isolée ont considérablement réduit l'énergie consommée par les commandes rapprochées. Ainsi, avec une technique originale mettant en jeu quelques composants usuels, on va pouvoir transmettre une impulsion pour piloter le semi-conducteur : celle-ci va transmettre à la fois l'information et l'énergie nécessaire à la commutation du composant. Sur le primaire du transformateur d'impulsions, des impulsions courtes positives ou négatives correspondent aux mises ON et OFF des IGBT. Au secondaire, celles-ci sont injectées dans les grilles et la charge qui en résulte ne peut pas se dissiper dans les enroulements du secondaire grâce à un système de blocage. Le transistor se trouve donc maintenu bloqué ou saturé jusqu'à la prochaine commande. La bande passante du driver est limitée par la fréquence de découpage (temps entre deux impulsions) et doit pouvoir contenir l'impulsion et la démagnétisation associée.

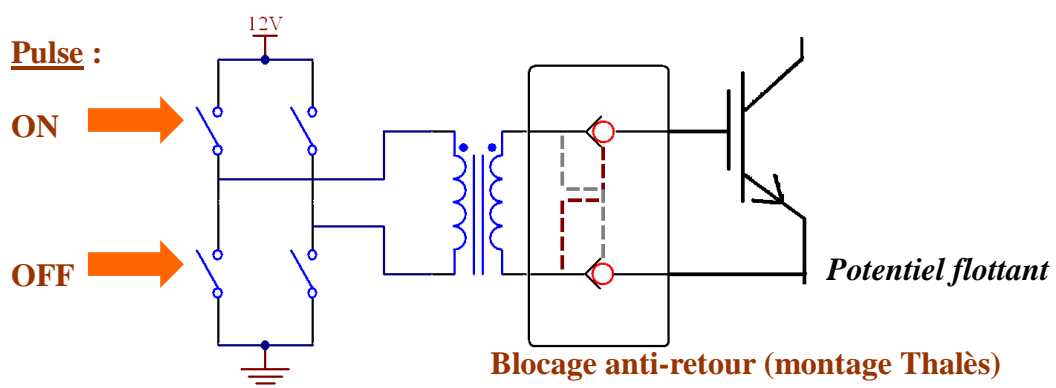


Figure 4-4: Structure de la commande rapprochée utilisée

Ce changement de stratégie de commande rapprochée pose de nouveaux problèmes car les signaux à générer par la commande ne sont plus l'image des signaux pilotant la grille.

Une nouvelle commande rapprochée va donc demander une nouvelle commande éloignée, et la commande numérique va alors s'imposer de par la nécessité de générer des ordres de commande plus complexes.

La carte de commande rapprochée réalisée (**Figure 4-5**) est composée de 12 drivers à transformateurs d'impulsion et d'un CPLD pour la génération des signaux d'impulsions ON et OFF. Les premiers prototypes réalisés ont montré une influence du routage des cartes sur les ondulations de courant. Si les pistes entre le FPGA et les commandes rapprochées sont de longueurs trop différentes, les tensions générées par les cellules de commutation ne seront pas d'une synchronisation parfaite. Heureusement ce type de défaut peut se compenser numériquement au sein même du FPGA, en ajustant les déphasages appliqués aux différentes cellules de commutation. Ce type d'ajustement se fait en général expérimentalement et peut être délicat. Un bon routage, dans la limite du possible, doit imposer des distances de pistes identiques sur les signaux de commande. La carte driver a été réalisée dans ce sens.

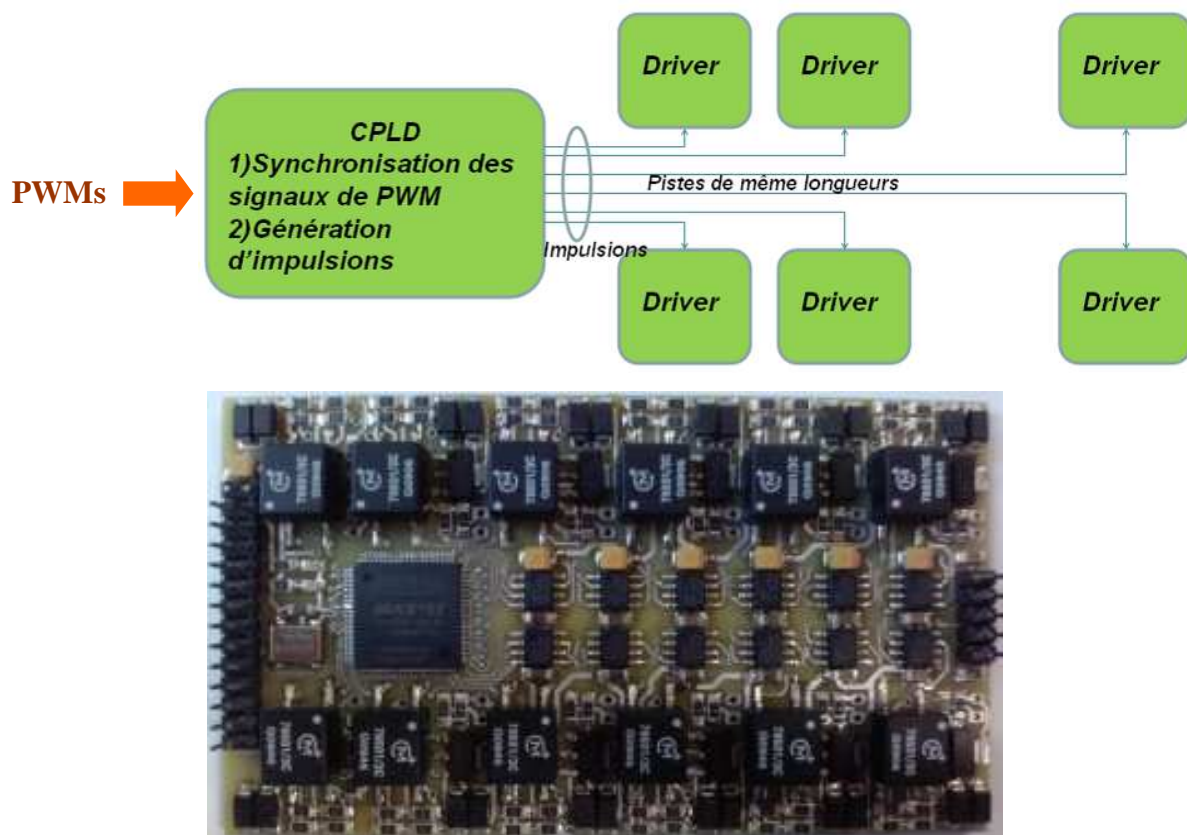


Figure 4-5: Carte drivers pour 12 interrupteurs

4.5. Système de commande

L'intérêt croissant pour les convertisseurs multi-phases parallèles incite de nombreux fabricants de semi-conducteurs à développer des circuits de commande pour faciliter l'approche multicellulaire, (National Semiconductor, Semtech, Intersil, Maxim, Linear Technology, Analog Device, Fairchild Semiconductor, Texas Instruments et STMicroelectronics), comme le ISL6336 et ISL6307 d'Intersil ou le TPS40090 de Texas Instruments. Ces semi-conducteurs sont conçus principalement pour des applications basse tension, fort courant.

Ces circuits intègrent plusieurs fonctions telles que la protection contre les surintensités et la surveillance thermique des composants semi-conducteurs en assurant une compensation programmable de la température. De plus, ils permettent d'asservir la tension de sortie du VRM pour la maintenir dans une fourchette de variation bien définie afin de garantir un bon fonctionnement du système.

Un grand nombre de ces circuits permettent de mesurer des courants de phase afin d'équilibrer les courants dans les inductances. Les méthodes de mesure sont faites par un système appelé DRC. Cette technique utilise un filtre passe bas RC placé en parallèle sur chaque inductance pour extraire la tension aux bornes de la résistance de cuivre de l'inductance. Les valeurs de l'inductance L et de la résistance R_{cuivre} doivent être connues pour déduire celle du filtre. Si la constante de temps du filtre $R*C$ est égale à la constante de temps de l'inductance L/R_{cuivre} , la tension V_c est dans ce cas égale à la tension aux bornes de R_{cuivre} et donc proportionnelle au courant de phase I_L (composantes continues et alternatives). Avec cette méthode, il n'est pas évident de déterminer la valeur de l'inductance puisque, avec le transformateur inter-cellules, l'ondulation du courant de phase est conditionnée en même temps par l'inductance de fuite (composante à $q.f_{sw}$) et l'inductance magnétisante (composante à f_{sw}). De plus, la tension V_c est à la fréquence f_{sw} et non à $q.f_{sw}$.

Nous avons choisi d'utiliser un FPGA pour les grandes possibilités que ces composants offrent ainsi que le grand nombre d'entrées sorties disponibles. Le FPGA choisi est un Cyclone 3 d'Altera, nous y implantons un processeur NIOS II pour l'analyse des mesures de tension et courant et la régulation des tensions triphasées. Les modules de PWM implémentés sont basés sur des DPWM haute résolution comme présenté en [Huerta 2008].

Les cartes FPGA ont été réalisées au cours de la thèse bien avant le développement du prototype final et sont prévues pour être les plus compactes et autonomes possible. Elles sont dotées de deux connecteurs CMS placés sous la carte pour leur permettre de s'intégrer facilement dans n'importe quelle application.

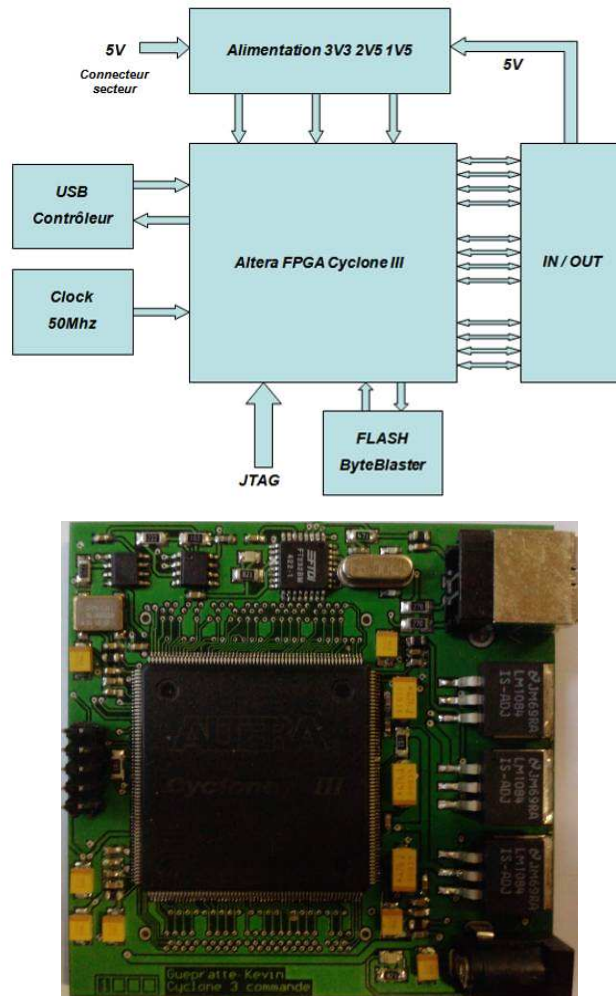


Figure 4-6: Carte FPGA, schéma de principe et photo

La **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** présente le schéma bloc des interfaces du FPGA. Un grand nombre de mesures et de filtrages sont mis en œuvre. Les tensions d'entrée et de sortie ainsi que le courant d'entrée sont mesurés par un seul et unique CAN. Ils sont automatiquement convertis les uns après les autres par ordre du module CAN SPI, et transmis à des filtres numériques FIR passe bas d'ordre 3. Ces filtres servent à lisser les mesures et à atténuer les bruits de mesure et de conversion du CAN. Les mesures Is1, Is2, Is3 et In sont les courants de sortie de chaque coupleur. Ces courants possèdent 3 informations que l'on cherche à extraire :

- La sinusoïde à 400Hz ;

- La présence de la fréquence de découpage ;
- L'amplitude des ondulations à q fois la fréquence de découpage.

Les deux dernières informations nous renseignent sur l'équilibrage des courants entre les différentes cellules. Afin de mesurer ces valeurs jusqu'à des fréquences relativement élevées, chaque courant mesuré possède son propre CAN. Les valeurs sont acheminées jusqu'à des filtres IIR configurables pouvant aller jusqu'à l'ordre 18. Ces filtres, plus complexes que les FIR, ont l'avantage d'atteindre des ordres plus importants pour un déphasage moindre. Le déphasage imposé par ces filtres est de l'ordre d' 1° pour 400Hz. Ces IIR sont aussi très sélectifs. On peut ainsi extraire les informations souhaitées, avec un maximum de précision. Ils sont configurés par le NIOS en fonction de la mesure souhaitée. Le programme C implanté dans le microprocesseur NIOS a plusieurs fonctions :

- Génération des références de sinusoïde pour les différentes phases ;
- Configuration des périphériques (PWM, filtres, USB, JTAG ...) ;
- Gestion des diverses mesures et asservissement ;
- Diagnostic et debugage informatique.

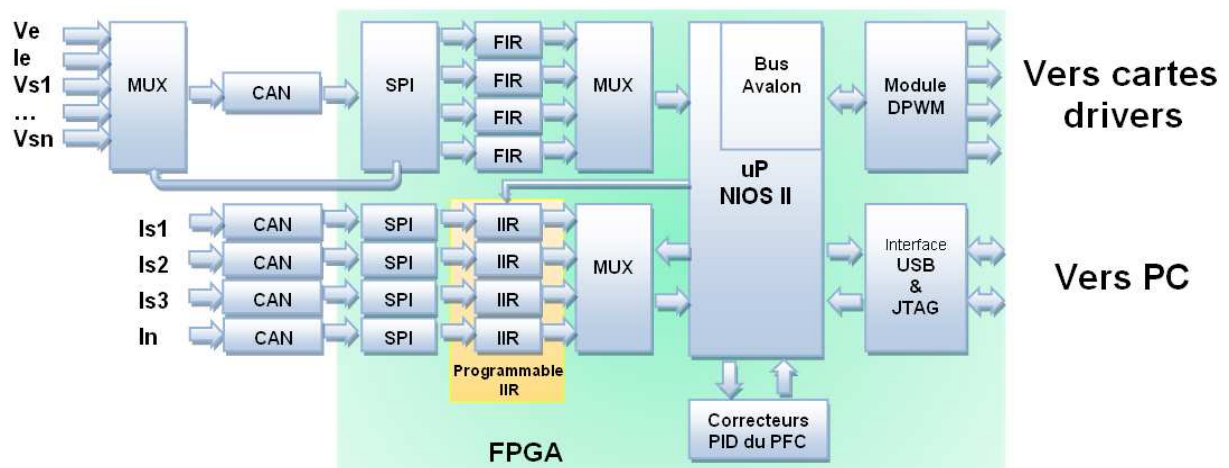


Figure 4-7: Schéma de principe de la structure du FPGA et de ses interconnexions

Un programme de diagnostic développé en C++ permet une configuration et un affichage en temps réel des paramètres de l'onduleur via une connexion USB. Ce programme propose aussi une représentation graphique de l'équilibrage des courants, [Garcia 2005].

Configuration électrique de l'onduleur

Mesure des grandeurs électriques

Représentation de l'équilibrage des courants

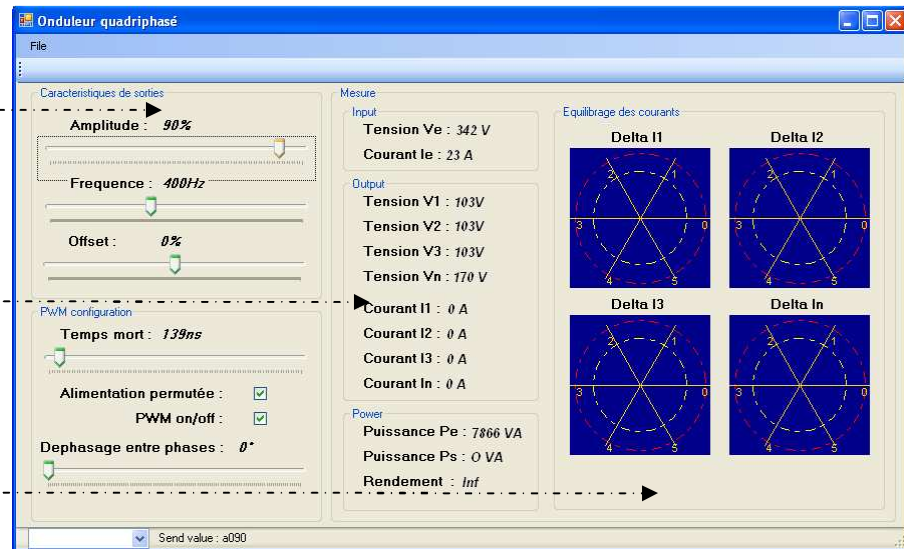


Figure 4-8: Programme de diagnostic PC

4.6.Méthode de mesure des courants et tensions

Les mesures des courants de sortie des coupleurs nécessitent de disposer de capteurs de courant de calibre élevé et ayant une bande passante de l'ordre de quelque MHz, une forte isolation galvanique et une bonne insensibilité aux champs parasites. Les capteurs de courant les plus utilisés sont :

- Les shunts (mesure électrique)
- Les sondes magnétiques (sondes de courant, transformateurs ...)

Les shunts assurent une large plage de mesure en fréquence ainsi que la mesure des courants continus. Mais cette méthode ne possède pas d'isolation galvanique. Les transformateurs de courant possèdent une bande passante qui va de quelques Hz au MHz. Les calibres des courants s'étendent de quelques mA à des milliers d'ampères. Ce type de mesure possède une isolation galvanique, mais ne permet pas la mesure des composantes continues. Dans notre cas, les courants à mesurer sont à valeur moyenne nulle. La mesure par transformateur de courant est donc la plus intéressante. Le dimensionnement des mesures est réalisé à l'aide de l'article [Costa 1998], qui décrit les différents capteurs de courant dans l'électrotechnique. Les capteurs sont donc réalisés avec des U et I 25/16/6, placés sur le PCB à la manière d'un circuit planar. Ainsi, aucun connecteur n'est nécessaire pour faire la mesure, elles sont directement faites sur les pistes de cuivre dans les couches internes du PCB.

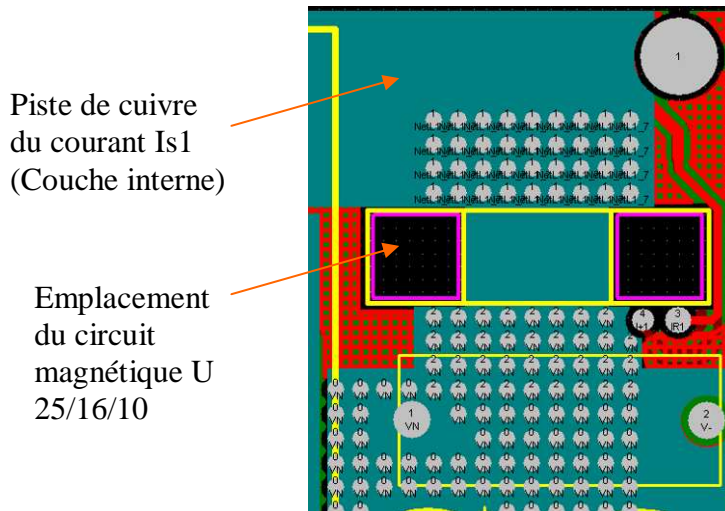


Figure 4-9: Transformateur de mesure de courant

4.7. Mise en œuvre

Il est temps de s'intéresser à la réalisation du convertisseur. Un point important dans la réalisation pratique des convertisseurs entrelacés couplés magnétiquement est de ne pas déséquilibrer les inductances de fuites. Dans de nombreux cas, notamment dans le cas des VRM très couramment utilisés dans les cartes mères, les coupleurs ne possèdent qu'une spire et une inductance de fuite de l'ordre de quelques dizaines de nH. L'interconnexion des coupleurs ne doit pas ajouter d'inductances supplémentaires différentes d'un coupleur à l'autre. La disposition des coupleurs et la réalisation du PCB sont alors critiques, **Figure 4-10**.

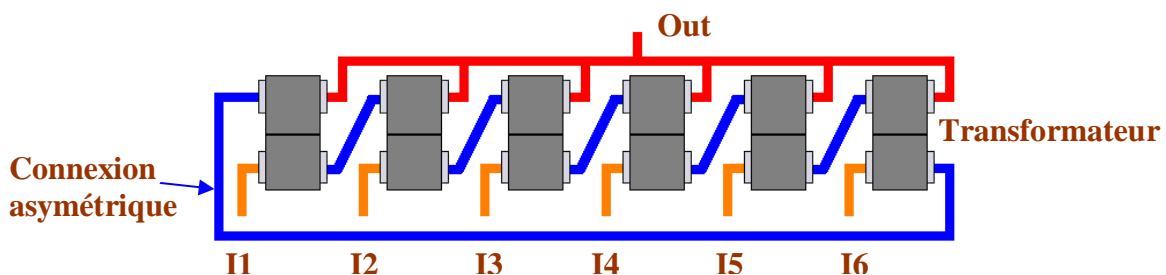


Figure 4-10: Réalisation linéaire des connexions d'un montage cascade cyclique

Pour assurer une symétrie parfaite, une mise en œuvre circulaire ou rectangulaire, à l'image du coupleur planar chapitre 2.5.5 page 93, doit être envisagée. La **Figure 4-11** montre un exemple de réalisation. Une réalisation en rectangle à l'avantage de remplir tout l'espace

présent sur le PCB. Il est aussi possible de disposer les transformateurs en cercle, mais l'inconvénient est qu'il reste beaucoup d'espace vide sur le PCB à la fin de la réalisation.

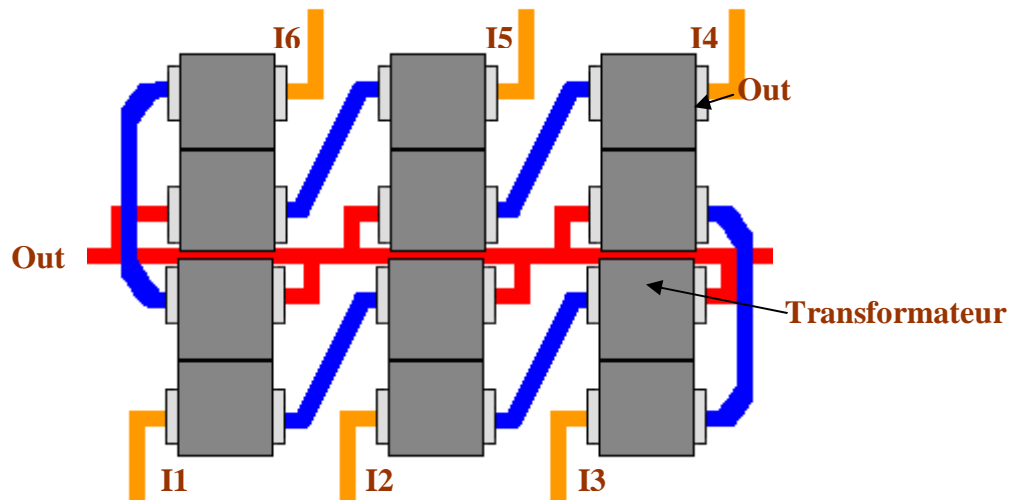


Figure 4-11: Réalisation rectangulaire des connexions d'un montage cascade cyclique

La configuration de filtrage se base sur des transformateurs inter-cellules en configuration cascade cyclique, pour assurer une ondulation du courant de phase relativement faible, les transformateurs sont réalisés avec des tores en nanocristallin. L'avantage de ce matériau est une très grande perméabilité et induction à saturation importante, annexe D. Les caractéristiques du coupleur magnétique sont donc :

- 6 tores nanocristallin 26x16x10
- Poids total : 230g
- Inductance magnétisante L_m : 54mH
- Inductances de fuites L_f : 26 μ H

Etant données les valeurs importantes des inductances de fuites, l'inductance parasite imposée par une connexion asymétrique, **Figure 4-10**, est négligeable. Les transformateurs sont donc positionnés en ligne comme présenté à la **Figure 4-12**.

Les 48 IGBT sont placés à la verticale entre le PCB et les dissipateurs thermiques. Le PCB réalisé fait 6 couches de cuivre, 4 en 105 μ H et 2 en 35 μ H pour des dimensions de 30cm par 25cm. Il peut accueillir une carte FPGA ainsi que quatre cartes drivers. Les quatre courants et tensions de sortie sont mesurés ainsi que la tension et le courant d'entrée. Tout un éventail de filtrage permet d'extraire des mesures, les composantes continues, les ondulations hautes fréquences et les ondulations à la fréquence de découpage. Le tout est multiplexé et converti numériquement avant traitement par le FPGA.

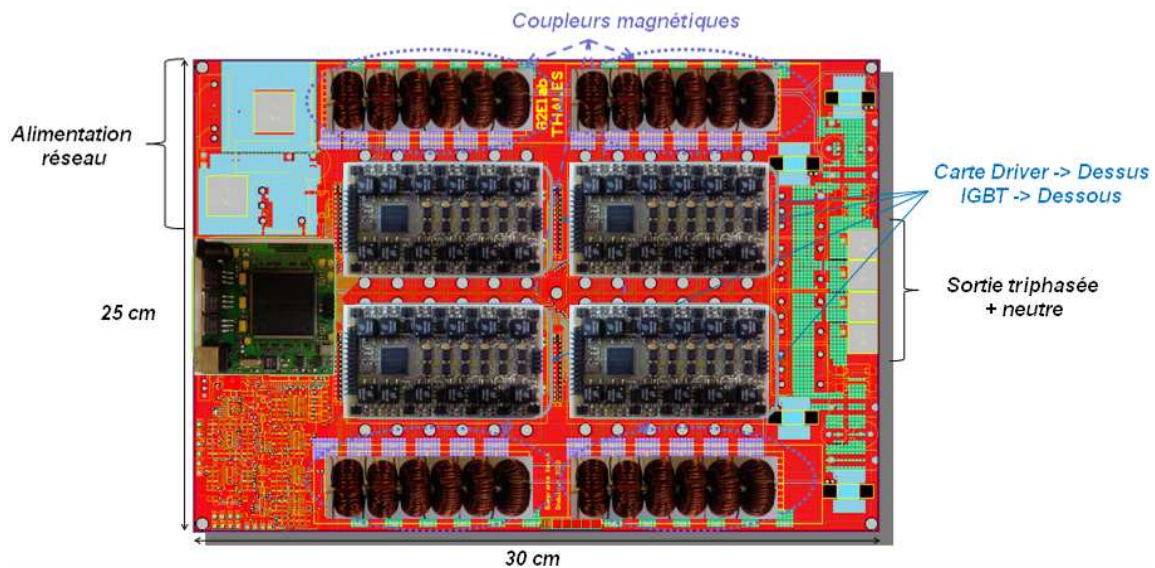


Figure 4-12: PCB de l'onduleur triphasé 25kVA

La dissipation thermique est réalisée avec deux dissipateurs de 15/10cm de chez HS MARSTON. 6 ventilateurs de 4 litres/s sont placés sur chaque dissipateur thermique et réalisent la convection forcée. 3 ventilateurs font entrer l'air d'un côté et 3 ventilateurs extraient l'air de l'autre côté, **Figure 4-13**.

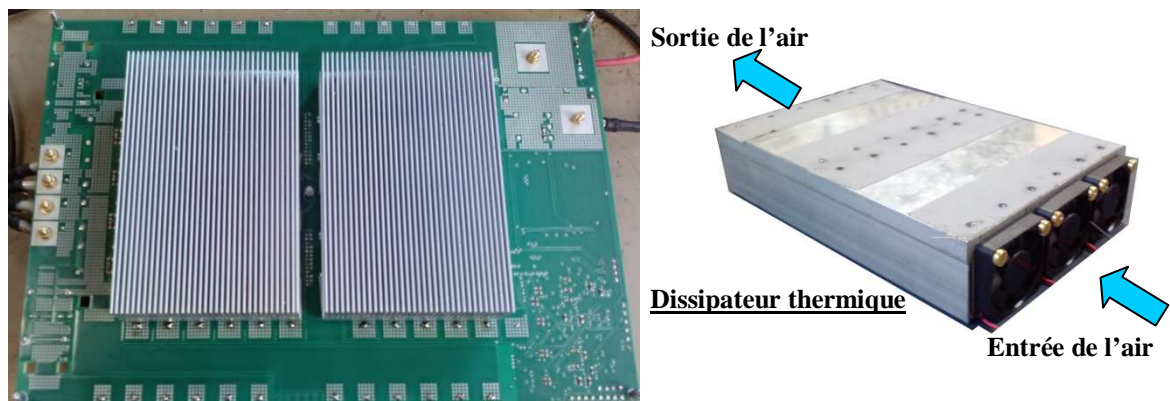


Figure 4-13: Dissipation thermique à convection forcée de l'onduleur

La **Figure 4-14** présente la température à la surface des dissipateurs thermiques. Cette étude est réalisée sous Matlab à l'aide d'une modélisation thermique d'un assemblage puces-refroidisseur développée dans la thèse [Lefevre 2004]. Celle-ci développe également des équations de champ thermique créé par de multiples sources pour tous types de radiateurs avec un coefficient de convection forcée donné.

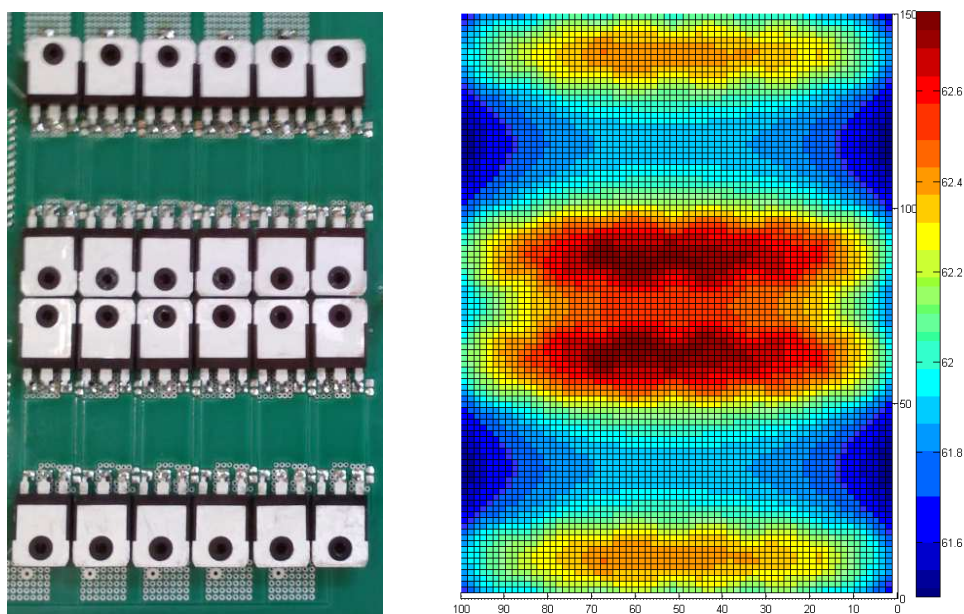


Figure 4-14: Dissipation thermique à la surface des dissipateurs à température ambiante de 20°C

Le poids total du convertisseur est de 3.87kg. La répartition des masses dans le prototype est représentée sur la **Figure 4-15**. A titre d'exemple, la masse totale des coupleurs est de 920g. Actuellement, pour une même gamme de puissance des onduleurs avioniques, les inductances de filtrages pèsent environ 7kg. Malheureusement, ce gain de masse se fait au détriment du volume de l'électronique. En effet, même si le volume de silicium est équivalent à une solution classique de même puissance, le nombre de boîtiers pénalise fortement l'intégration et le volume. Dans l'objectif d'une industrialisation, nous envisageons d'intégrer l'ensemble des semi-conducteurs d'une phase (12 IGBT) dans un même boîtier.

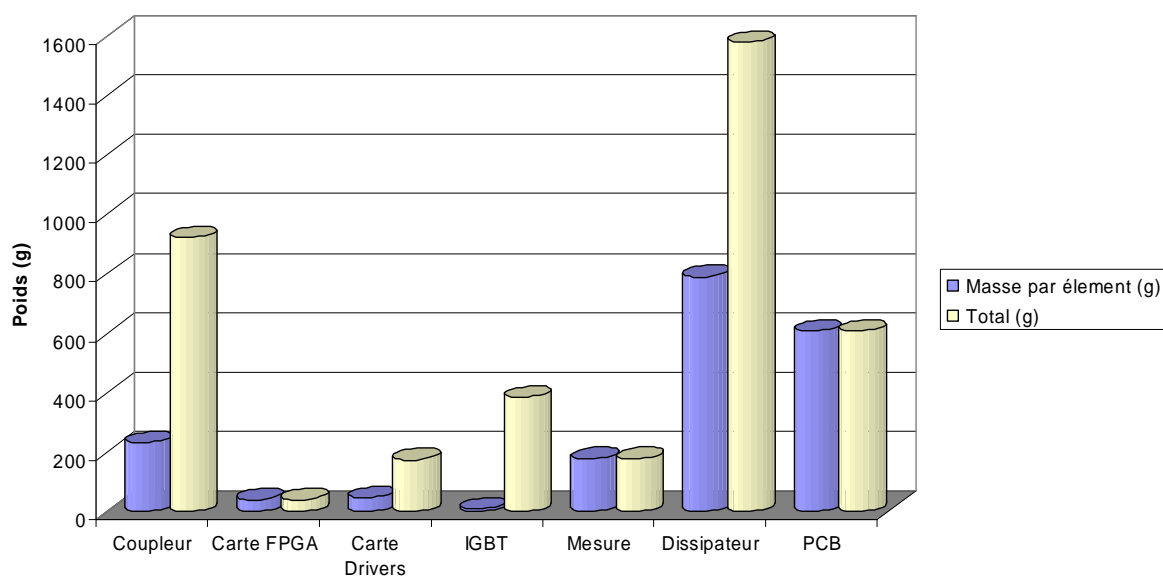


Figure 4-15: Poids total en gramme de chaque élément du prototype

4.8. Résultats expérimentaux

Le banc de test du prototype est composé d'une source d'alimentation en tension continue (1000V/30A) ainsi que de charges résistives 10kVA. Les essais se portent essentiellement sur les ondulations de courant de sortie et sur le rendement du convertisseur. La source continue est limitée à 30A, l'onduleur ne peut être testé à charge nominale que sur une seule phase à la fois. Cela ne constitue pas un problème car l'onduleur doit être capable de fonctionner avec des charges déséquilibrées.

4.8.1. Mesure des signaux

Sur la **Figure 4-16** sont présentés en mode permuté : la tension VSW1 (violet) à la sortie de la première cellule de commutation, le courant de sortie du coupleur (bleu clair) et la tension de sortie Vs (vert). Ces formes d'ondes ont été relevées à vide. La FFT du courant est réalisé sous MATHCAD avec les points relevés par l'oscilloscope et enregistrés dans un fichier informatique. L'ondulation à la fréquence de découpage ne dépasse pas les 4% de l'amplitude d'ondulation à 6 fois la fréquence de découpage.

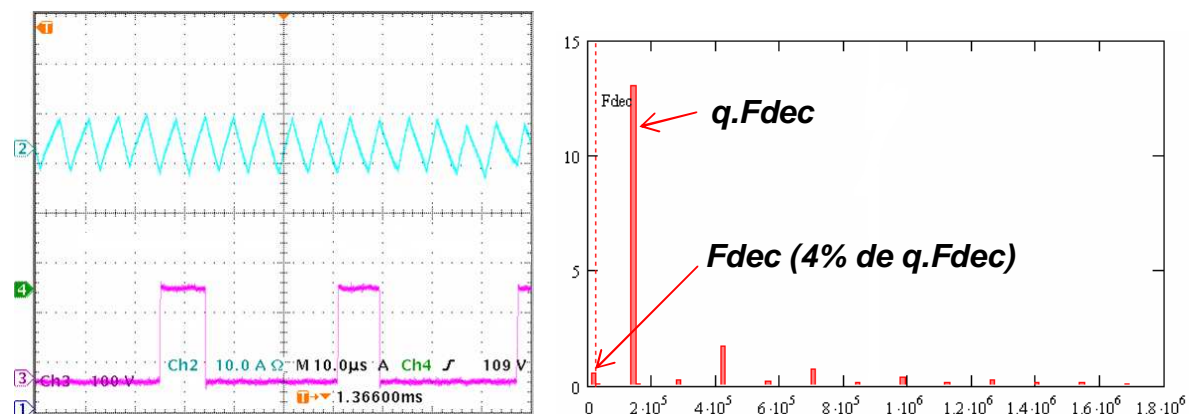


Figure 4-16: Relevé expérimental de la tension d'une cellule de commutation et du courant de sortie en fonctionnement à vide. A droite, FFT du courant de sortie du coupleur

Le relevé **Figure 4-17** montre l'allure d'un des courants de sortie ainsi que de la tension Vs sur une faible charge. Le courant présente les 5 annulations d'ondulation, et son amplitude est de 10A crête à crête en sortie et de 1.6A crête à crête dans les enroulements. Ces relevés sont réalisés avec une capacité de 680nF sur chaque sortie du convertisseur. Cette valeur est suffisante pour arriver à une ondulation de tension de l'ordre de 2 à 3%.

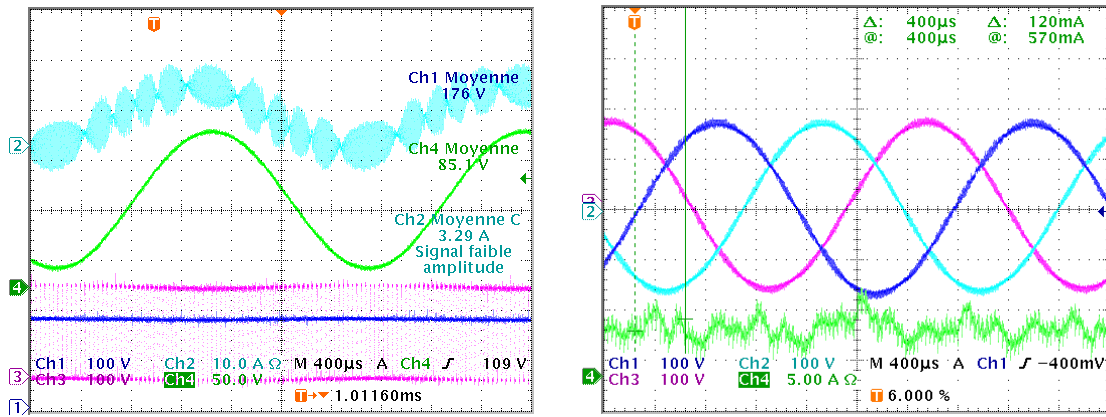


Figure 4-17: A gauche, relevé expérimental de la tension et du courants de sortie. A droite, tensions de sortie triphasées et courant d’entrée

Les contraintes de la norme DO160 imposent une ondulation du courant de sortie de $10\mu\text{A}$ pour les onduleurs réseaux. Pour cette raison, le filtre de sortie est complété avec un étage supplémentaire qui réalise une double fonction :

- Filtre de mode commun ;
- Filtre du second ordre.

Un amortissement est ajouté sur chaque étage pour atténuer les résonances. Le second étage de filtrage est réalisé par les inductances de fuites du transformateur de mode commun triphasé réalisé avec un tore nanocristallin $40\times 32\times 15$.

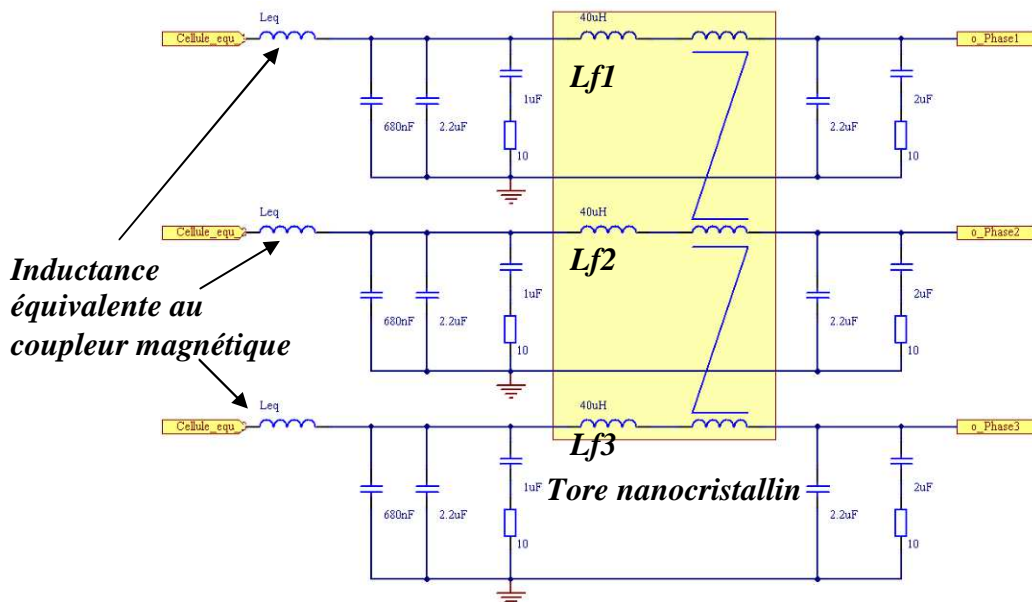


Figure 4-18: Filtrage de sortie de l’onduleur

4.8.2. Essai jusqu’à charge nominale

Lors de l'essai jusqu'à charge nominal, l'alimentation continue est réglée à 350V et la charge diminue jusqu'à 1.5Ω . Au cours de ces tests, les drivers étaient perturbés par les courants commutés dans les IGBT. Cette perturbation apparaît vers 30Aeff. Un blindage composé de deux plaques de fer silicium reliées à la masse de la commande sont ajoutées de part et d'autre des cartes drivers. Ainsi, le courant de sortie est passé de 30Aeff à 95Aeff. Un autre problème rencontré concerne la limite de fonctionnement des drivers. Lorsque la charge diminue, la régulation augmente la largeur de modulation du rapport cyclique, jusqu'à atteindre la limite maximale. Pour maintenir une tension de 110Veff en sortie, la tension continue d'alimentation doit être augmentée au-delà des 400V. La **Figure 4-19** présente les chutes de tensions observées pour 350V et 380V de tension d'entrée. La saturation de la régulation est très nettement observable, elle apparaît vers 6kW pour 350V de tension d'entrée et vers 13kW pour 380V.

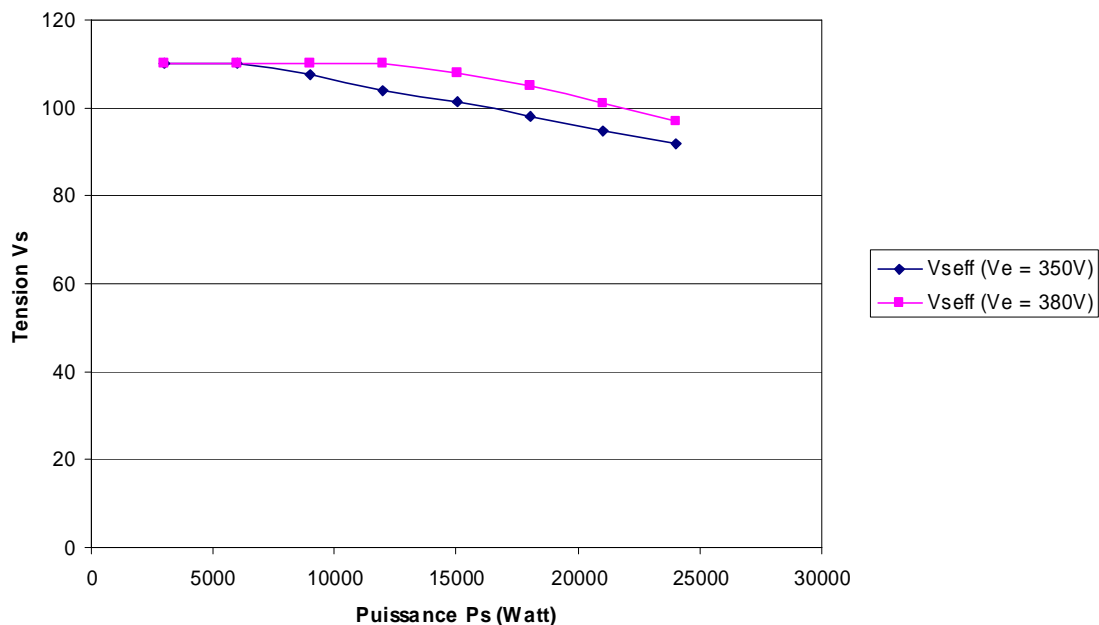


Figure 4-19: Chute des tensions de sortie en fonction de la puissance pour deux valeurs de tension continue d'entrée. Mesure faite avec la régulation de tension.

L'étape suivante consiste à mesurer le rendement du prototype. Il est mesuré entre le bus d'entrée et le bus de sortie pour une charge parfaitement équilibrée, **Figure 4-20**. On s'intéresse ici au rendement global du convertisseur en tenant compte de toutes les pertes des éléments présents dans le convertisseur (semi-conducteurs, transformateur, condensateur, ...). Les mesures sont faites par un wattmètre Norma-6100 qui incorpore des shunts 100A pour la mesure des courants. Ces mesures ne tiennent pas compte de la consommation des cartes

drivers ainsi que de la commande et des capteurs, qui, par mesures expérimentales, sont estimées autour de 16W.

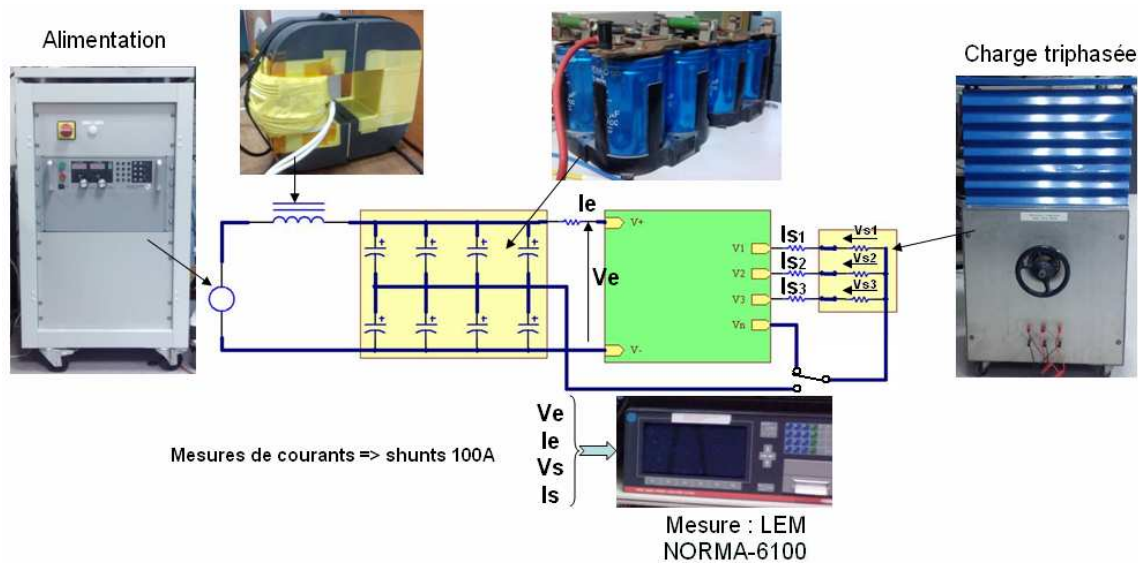


Figure 4-20: Condition de mesure du rendement

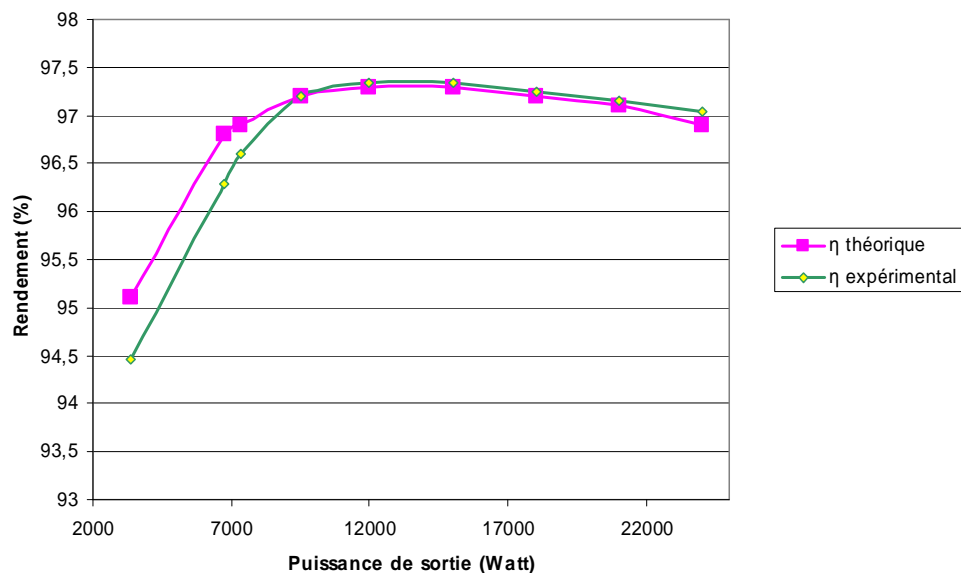


Figure 4-21: Rendement global du convertisseur

Le convertisseur est composé d'un quatrième bras servant à l'équilibrage en cas de fonctionnement en déséquilibré. La **Figure 4-23** présente le rendement dans le cas d'une seule phase en charge, les deux autres étant à vide, **Figure 4-22**. La puissance est donc limitée à 8,3kW. Cette différence de rendement est due au fait que le bras de neutre, habituellement en sommeil quand la charge est équilibrée, commute le même courant que la phase en charge. La phase de neutre ajoute un étage de conversion supplémentaire qui implique plus de pertes.

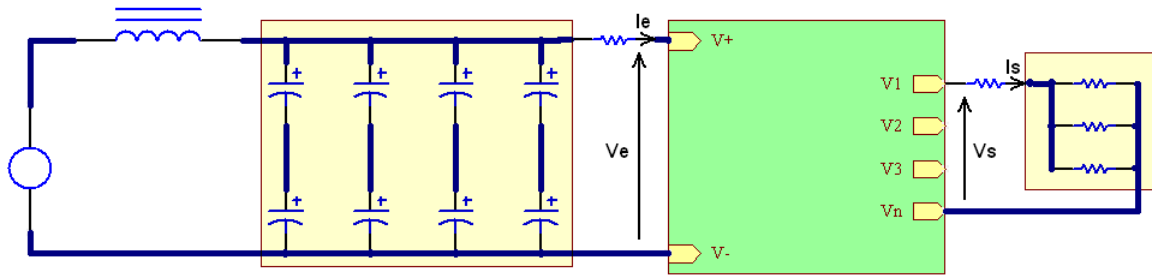


Figure 4-22: Condition de mesure en déséquilibré

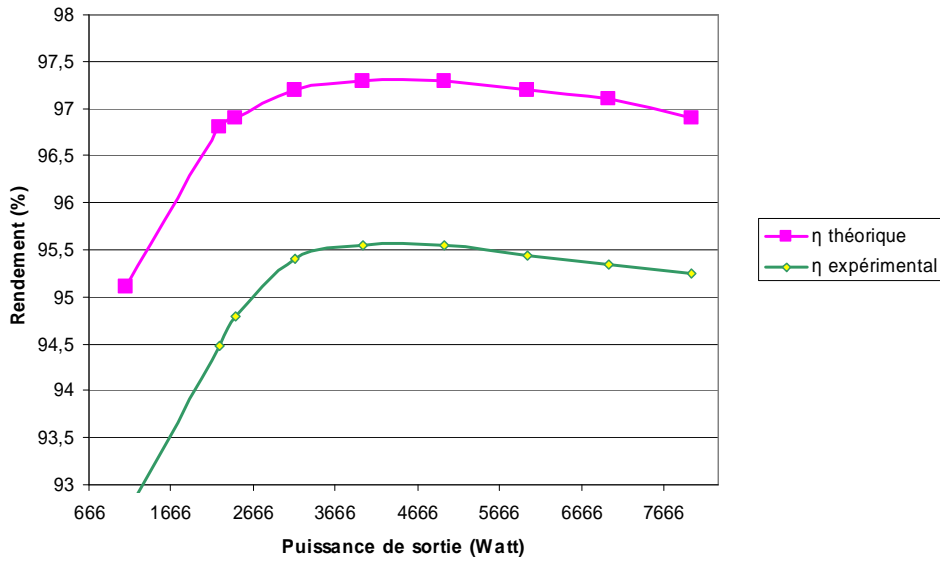


Figure 4-23: Rendement global du convertisseur sur une charge 100% déséquilibrée par rapport au rendement théorique sur charge équilibrée (violet)

4.9. Conclusion

Cette partie expérimentale du travail de thèse présente d’une part la conception et la réalisation du convertisseur, et d’autre part la validation expérimentale du fonctionnement du prototype. Cette réalisation est un onduleur triphasé 4 phases multicellulaires à 6 cellules parallèles. Les 4 coupleurs sont réalisés par des tores en matériau nanocristallin, cela permet des gains considérables en terme de poids et de volumes par comparaison avec des ferites, les matériaux nanocristallins ont donc des atouts majeurs dans ce type d’application. A la vue du nombre important de semi-conducteurs à commander (48 IGBTs), les drivers doivent être simples, performants, compacts et peu consommateurs d’énergie. La solution à transformateur d’impulsion fut choisie et mise en œuvre. Cette méthode répond à l’ensemble des critères, et, malgré tout, les essais jusqu’à puissance nominale ont mis à mal cette solution. D’une part,

leur immunité aux perturbations électromagnétiques n'est pas totalement satisfaisante et, d'autre part, la largeur de modulation imposée par les temps d'impulsion d'amorçage et de blocage est limitée. La commande est réalisée par une carte FPGA développée au cours de la thèse. Cette carte contient un Cyclone III d'Altera. La structure numérique est décrite en VHDL et implémente un microprocesseur NIOS II programmé en langage C.

Les essais du convertisseur ont montré l'efficacité de cette solution sur plusieurs points :

- Le volume et le poids fortement réduit en comparaison avec les structures traditionnelles. Un gain de l'ordre de 40% à 50% sur le poids final a été obtenu, ceci grâce à l'entrelacement couplé, mais aussi grâce aux tores en nanocristallin ;
- Les rendements très importants de la solution, supérieurs à 97% ;
- Les ondulations de courants de sortie faibles et à haute fréquence.

Les essais ont aussi montré les limites :

- Le nombre de semi-conducteurs pénalise le volume de l'électronique ;
- L'augmentation des risques de pannes.

Conclusion générale

Ce manuscrit a présenté les convertisseurs multicellulaires parallèles et magnétiquement couplés, dans le cadre d'une application onduleur aéronautique triphasé avec bras de neutre. En effet, ces convertisseurs améliorent la qualité spectrale des formes d'ondes, facilite le filtrage et apporte une meilleure gestion des échanges thermiques. De plus ces structures sont parfaitement réversibles et fonctionnent aussi bien en DC/AC qu'en AC/DC.

Nous avons vu que le couplage magnétique des phases permet d'améliorer sensiblement les performances par comparaison avec une solution classique non couplée. Un grand nombre de structures de filtrage existent, et deux grandes familles se distinguent : les couplages par transformateurs et les coupleurs monolithiques. L'utilisation d'un modèle harmonique montre que les structures ne sont pas toutes égales en termes d'efficacité de filtrage. En effet, le critère L_q/L_1 , caractérisant l'effet coupleur, varie du simple au double entre un montage cascade cyclique et un montage matrice complète, par exemple. Une permutation judicieuse de l'ordre d'alimentation des phases conduit à mettre en évidence les qualités intéressantes de cette méthode sur les ondulations de courant. Ainsi, les inductances du modèle harmonique peuvent être repositionnées de sorte à optimiser le filtrage et ramènent par la même occasion les différentes structures sur un même pied d'égalité.

Les pertes fer dans les différents systèmes d'alimentation traditionnels ont été comparées aux pertes fer dans les transformateurs multicellulaires. Ces comparaisons sont faites en exploitant notamment le collage des transformateurs, la structure monolithique planar, le matériau nanocristallin ainsi que la méthode d'alimentation permutée. Dans un convertisseur multi-phases non couplé, l'impact sur le volume global et les pertes est vite limité quand le nombre de phases en parallèle augmente. Le couplage magnétique permet d'aller plus loin dans le parallélisme. La structure monolithique planar offre un volume et des pertes restreintes sur une plus grande plage du nombre de phases. Il en est de même pour les couplages par transformateur collé ou en nanocristallin. Ces structures trouvent un optimum en général autour de 5 à 7 cellules. De par ses propriétés magnétiques hors normes, le montage cascade cyclique à nanocristallin s'avère être la structure la plus performante et la plus compacte pour notre application.

Les inductances couplées impliquent une forte interdépendance entre les différentes cellules de commutation, et la multiplication du nombre de composants augmente les risques de pannes. Leur fiabilité est donc un enjeu majeur. Une anomalie sur les coupleurs se présente différemment sur des transformateurs de couplage ou sur des coupleurs monolithiques. Quoiqu'il en soit, ces deux phénomènes distincts trouvent une même et unique solution, par un court-circuitage des enroulements de la cellule défectueuse et un isolement électrique du bras de pont. Cette méthode utilise toujours l'ensemble des transformateurs du réseau. Aucune modification de la fréquence de découpage n'est nécessaire. La symétrie particulière de certains montages permet un équilibre des mutuelles inductances quel que soit le nombre de cellules utilisées. Un montage en particulier, la matrice complète, peut fonctionner quel que soit le nombre de cellules utilisées. Malheureusement, les tensions entre cellules de commutation et sortie se répartissent entre moins de transformateurs. Ainsi, la fréquence de découpage doit être ajustée pour respecter l'induction maximale dans les sections de fer.

Pour conclure ce travail de thèse, une réalisation d'un onduleur triphasé 4 phases multicellulaires à 6 cellules en parallèles est mise en œuvre. Les 4 coupleurs sont réalisés en tore nanocristallin, pour leurs poids et volume considérablement plus faibles, qui en font un atout majeur dans ce type d'application. A la vue du nombre important de semi-conducteurs à commander (48 IGBT), une solution de drivers à base de transformateurs d'impulsion est mise en œuvre, ceci pour la simplicité de la structure électronique, les bonnes performances et la faible consommation d'énergie. La commande éloignée est réalisée par une carte FPGA développée au cours de la thèse. Ce prototype a permis d'identifier quelques points critiques, notamment au niveau CEM, et a démontré l'intérêt de la parallélisation. Le volume et le poids final apportent un gain de l'ordre de 40% à 50% en comparaison des structures traditionnelles. Malheureusement, ce gain de masse de filtrage se fait au détriment du volume de l'électronique. Le nombre de boîtiers pénalise fortement l'intégration et le volume. En perspective, la prochaine étape du développement consistera à intégrer l'ensemble des semi-conducteurs d'une phase (12 IGBT) dans un même boîtier. On envisage d'intégrer dans ce même boîtier le dispositif de fonctionnement en mode dégradé ainsi que la détection des défauts. De plus amples recherches sur ce sujet sont nécessaires, particulièrement sur les méthodes de détection.

Bibliographies

- [Aimé 2003] M. Aimé, *Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires*, Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003
- [Berberich 2006] S.E Berberich, M. Marz, A.J. Bauer, S.K. Beuer, H. Ryssel, *Active Fuse*, International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, pp. 1-4, June 2006.
- [Bloom 1998] G.E. Bloom, *New multi-chambered power magnetics concepts*, IEEE Transactions on magnetics, vol.34, no.4, pp.1342-1344, 1998
- [Bolognani 2000] S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, *Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, issue 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.
- [Bouhalli 2009] N. Bouhalli, *Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés*, Thèse de doctorat en génie électrique, Laboratoire LAPLACE - UMR5213, 2009
- [Costa 1998] F. Costa, P. Poulichet, F. Mazaleyrat, E. Labouré, *Les capteurs de courant en électrotechnique*, juin 1998, 3 E.I, Numero 13
- [Costan 2007] V. Costan, T.A. Meynard, *Topologies Circulaires de Transformateurs Inter-cellules pour des Convertisseurs Parallèles Entrelacés*, 2007, EF, Toulouse, accepté pour publication
- [Costan 2008] V. Costan, *Etudes des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules*, Thèse de doctorat en génie électrique, Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie, 2008.
- [Coutrot 2004] A. Coutrot, R. Meuret, *Verrous technologiques et axes de R&T pour l'avion plus électrique*, On-Board Energetic Equipment Conference, Avignon, 2004.
- [Czogalla 2003] J. Czogalla, J. Li, and C. R. Sullivan, *Automotive application of multiphase coupled inductor DC-DC converter*, in *Proc. IEEE IAS Conf.*, 2003, pp. 1524–1529.
- [Davancens 1997] P. Davancens, *Etude de l'équilibrage naturel des courants dans les convertisseurs multicellulaires parallèle. Validation expérimentale sur une structure à MCT*, Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [Dieckerhoff 2005] S. Dieckerhoff, S. Bernet, D. Krug : *Power Loss-Oriented Evaluation of High Voltage IGBTs and Multilevel Converters in Transformerless Traction Applications*, IEEE Trans. on Power Electronics,, VOL. 20, NO. 6, November 2005
- [Ertugrul 2002] N. Ertugrul, W. Soong, G. Dostal, D. Saxon, *Fault tolerant motor drive system with redundancy for critical applications*, PESC, vol. 3, pp. 1457-1462, 2002.

- [Farmer 1967] F. R. Farmer. Siting criteria : a new approach. *Atom*, 128 :152–166, 1967.
- [Flannery 2000] J. Flannery, P. Cheasty, M. Meinhardt, P. McCloskey, C. O’Mathuna, *Present practice of power packaging for DC/DC converters*, Integrated Power Packaging, IWIPP 2000
- [Forest 2007] F. Forest, T.A. Meynard, E. Labouré, V. Costan, E. Sarraute, A. Cunière, T. Martiré: *Optimization of the supply voltage system in interleaved converters using intercell transformers*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.2, pp 934-942, 2007
- [Garcia 2004] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, J. A. Cobos, and J. Uceda, *An Automotive 16 phases DC-DC Converter*, in *Proc. IEEE PESC Conf.*, 2004, pp. 350–355.
- [Garcia 2005] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, J.A. Cobos, *Effect of the Tolerances in Multi-phase DC-DC Converters*, Power Electronics Specialists Conference, PESC, 2005, pp.1452-1457.
- [Gollentz 1998] B. Gollentz, J.L. Pouliquen, H.Baerd, *Intérêt industriel des convertisseurs multiniveaux*, EPF’98, Belfort.
- [Gonthier 2005] L. Gonthier, R. Achart, B. Morillon, *EN55015 compliant 500 W dimmer with low-losses symmetrical switches*, EPE, Sept. 2005
- [Hammond 1997] P. Hammond, *A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives*, IEEE Tr. on Ind. Appl. Vol. 33 no. 1, pp. 202-208, 1997.
- [Hanna 1997] R.A. Hanna, S. Prabhu, *Medium-voltage ajustable speed drives – Users and manufacturers experiences*, IAS, vol. 33, n°6, Nov. 1997.
- [Huber 2009] L. Huber, B-T. Irving, M-M. Jovanović, *Closed-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters*, IEEE APEC Conf. 2009, pp. 422-2812
- [Huerta 2008] Santa C. Huerta, A. de Castro, O. Garcia, J.A. Cobos, *FPGA based Digital Pulse Width Modulator with Time Resolution under 2 ns*, IEEE 2008, pp4244-1668.
- [Jones 1999] R.I. Jones, *The More Electric Aircraft : The Past and The Future ?*, College of aeronautics, Cranfield University, 1999.
- [Joubert 2004] C. Joubert, *Du composant au système : quelques exemples d’intégration en électronique de puissance*, Rapport de synthèse HDR, Université de Montpellier, 2004
- [Keradec 96] J-P. Keradec, B. Cogitore, F. Blache, *Power Transfer in a Two winding Transformer: From 1D Propagation to an Equivalent Circuit*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 1, January 1996.
- [Knöll] H. Knöll, *PCI 80: 3kW switch-mode power supply providing sinusoidal mains current and large range of DC-output*. University of Stuttgart
-

- [Labouré 2008] E. Labouré, A. Cunière, T. A. Meynard, F. Forest, E. Sarraute, *A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters*, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 23, NO. 1, JANUARY 2008
- [Langlois 2005] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, *L'avion plus électrique : vers une nouvelle génération de réseaux de bord*, La Revue 3EI, n°43, décembre 2005.
- [Lefevre 2004] G. Lefevre, *Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible*, Thèse de doctorat en génie électrique, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2004.
- [Li 2002] J. Li, C.R. Sullivan, A. Schultz, *Coupled-Inductor Design Optimization for Fast-Response Low-Voltage DC/DC Converters*, IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2002, pp.817-823
- [Manguelle 2000] J. S. Manguelle, M. Veenstra, S. Mariethoz, A. Rufer, *Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques pour des Applications de Moyenne et Forte Puissance*, EPF 2000, pp 295-300.
- [Marchesoni 1992] M. Marchesoni, *High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters*, IEEE Trans. on Power Electronics, 7 (1), 1992, 189–204.
- [Margueron 2006] X. Margueron, *Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar*, Thèse de doctorat en génie électrique, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2006.
- [Margueron 2007] X. Margueron and J.P. Keradec, *Design of Equivalent Circuits and Characterization Strategy for n-Input Coupled Inductors*, 0093-9994, 2007 IEEE
- [Meynard 2002] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, M. Nahrstaedt, *Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics 2002, vol.49, no.5, pp955-964
- [Meynard 2004] T. A. Meynard, M. Nahrstaedt, R. Jakob, *Evolution des structures de conversion*, RESELEC, 2004
- [Meynard 2006] T. A. Meynard, F. Forest, E. Labouré, V. Costan, A. Cunière, E. Sarraute, *Monolithic Magnetic Couplers for Interleaved Converters with a High Number of Cells*, CIPS, 2006
- [Milleret 2006] C. Milleret, E. Toutain, A. Mahe, Y. Lembeye, P-O. Jeannin, H. Stephan, , *Convertisseur de puissance pour l'aéronautique, à driver passif des IGBT, piloté par techniques numériques*, EPF 2006
- [Nabae 1981] A. Nabae, *A Neutral – Point Clamped PWM Inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, N°5, Septembre/Octobre 1981, pp 518-523.
-

- [Oh 2000] K.S.Oh, *Mosfet basics, application note an-9010*, Fairchild Semiconductor, Tech. Rep., 2000.
- [Panov 2001] Y. Panov and M-M. Jovanovic, *Design consideration for 12-V/1.5-V, 50-A voltage regulator modules,* *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 776–783, Nov. 2001.
- [Park 1997] In Gyu Park, Seon Ik Kim, *Modeling and Analysis of Multi-Interphase Transformers for Connecting Power Converters in Parallel*, IEEE 1997, pp-1164-1170.
- [Plandesi] Ferroxcube application note, *Design of planar power transformers*
- [Richardeau 2004] F. Richardeau, *Sûreté de fonctionnement en électronique de puissance*, Habilitation à Diriger des Recherches, Toulouse, 2004.
- [Ruelland 2002] R. Ruellant, *Apport de la co-simulation dans la conception de l'architecture des dispositifs de commande numérique pour les systèmes électriques*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [Rufer 2006] A. Rufer, *Les Onduleurs Multiniveaux : Evolution de la Recherche et Applications futures*, Bulletin SEV/VSE Mars 2006, pp 25-30.
- [Sarraute 2006] E. Sarraute, T. Meynard, V. Costan, E. Labouré, A. Cunière, F. Forest, J.-J. Huselstein, *Analyse de différents montages d'inductances couplées dans les convertisseurs DC/DC parallèles entrelacés*, EPF 2006
- [Schrom 2007] G. Schrom, P. Hazucha, J. Lee, F. Paillet, T. Karnik, Vivek De, *Multiphase Transformer for a Multiphase DC-DC Converter*, Jan. 18, 2007, US Patent Number 2007/0013358
- [Schultz 2002] A. M. Schultz, C.R. Sullivan, *Voltage Converter with Coupled Inductive Windings and Associated Methods*, Mar. 26, 2002, US Patent number 6,392,986
- [Thorsen 1995] O.V. Thorsen, M. Dalva, *A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry*, EPE, pp. 1033–1038, 1995.
- [TI : Lefebvre & Multon] S. Lefebvre and B. Multon, *Commande des semi-conducteurs de puissance : principes*, Technique de l'ingénieur, vol. D3 231, pp. 1_23.
- [TURPIN 2001] C.TURPIN, *Développement, caractérisation des pertes et amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à commutation douce (ARCP)*, Thèse INP Toulouse, 2001
- [Viet 2007] DANG Bang Viet, *Conception d'une interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible*, Thèse de doctorat en génie électrique, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2007.
- [Welchko 2004] B.A. Welchko, T.M. Jahns, T.A. Lipo, *Fault interrupting methods and topologies for interior PM machine drives*, IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, issue 4, pp. 139-143, Dec. 2004.
-

- [Welchko 2004] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns, S.E. Schulz, *Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies; a comparison of features, costs, and limitations*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, pp. 1108-1116, July 2004.
- [Wong 2001] P.-L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, *Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 4, pp. 499–507, July 2001.
- [Xu 2007] M. Xu, J. Zhou, K. Yao, and F. C. Lee, *Small signal modeling of a high bandwidth voltage regulator using coupling inductors*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 399–406, Mar. 2007.
- [Yang 2002] B. Yang, R. Chen, F. C. Lee, *Integrated magnetic for LLC resonant converter*, IEEE, pp346-351, 2002
- [Yang 2009] F. Yang, X. Ruan, M. Xu, Q. Ji, *Designing of Coupled Inductor in Interleaved Critical Conduction Mode Boost PFC Converter*, IEEE pp. 531-6450, 2009
- [Zhou 1999] X. Zhou, P. Xu, and F. C. Lee, *A high power density, high frequency and fast transient voltage regulator module with a novel current sensing and current sharing technique*, in *Proc. IEEE APEC Conf.*, 1999, pp. 289–294.
- [Zhu 2010] G. Zhu, K. Wang, *Modeling and Design Considerations of Coupled Inductor Converters*, Conference, APEC 2010, pp.002-1321
- [Zumel 2003] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, J. Uceda, *Magnetic Integration for Interleaved Converters*, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 2003, pp.1143-1149
- [Zumel 2005] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, J. Uceda, *Tight Magnetic Coupling in multiphase Interleaved Converters Based on simple Transformers*, 0-7803-8975- 2005 IEEE.

Annexes

Sommaire :

<u>Annexes</u>	<u>165</u>
<u>A. Annexe : Calcul des pertes semi-conducteur</u>	<u>166</u>
<u>B. Annexe : Analyse fréquentielle</u>	<u>171</u>
<u>C. Annexe : Section de fer des transformateurs multicellulaires</u>	<u>174</u>
<u>D. Annexe : Choix du circuit magnétique</u>	<u>175</u>
<u>E. Annexe dimensionnement circuit magnétique</u>	<u>177</u>
I. Calcul des pertes fer pour un circuit magnétique en 3F4	177
II. Détermination des pertes cuivre	178
<u>F. Annexe : Topologies monolithiques</u>	<u>184</u>
I. Topologies en échelle	184
II. Topologies circulaires	188
III. Topologies circulaires basées sur des noyaux standards	190
<u>G. Annexe : Conception du coupleur planar</u>	<u>194</u>
I. Dimensionnement et hypothèses	194
II. Caractéristiques du PCB	194
III. Choix des dimensions de fer	197
IV. Dimensionnement et prise en compte des semi-conducteurs	201
<u>H. Annexe Structure de commande</u>	<u>203</u>
<u>I. Annexe : Expérience sur la canalisation des flux</u>	<u>207</u>
<u>J. Annexe : Modèle équivalent d'un transformateur de couplage</u>	<u>210</u>

A. Annexe : Calcul des pertes semi-conducteur

Cette Annexe détaille les expressions générales utilisées pour le calcul des pertes dans les semi-conducteurs de puissance, pour les convertisseurs entrelacés parallèle à base de d'IGBT et MOSFET et diodes et pour un nombre quelconque de phases.

Calcul des pertes semi-conducteur (IGBT)

Pour calculer les différentes pertes, nous utilisons les données fournies par le constructeur. Pour les pertes par conduction, nous prenons les caractéristiques statiques et interpolons les courbes sous la forme de l'Equation ci-dessous.

$$[36] \quad \begin{cases} V_{ce} = V_{CE0} + R_{dIGBT} \times Ic \\ V_d = V_{d0} + R_{diode} \times Id \end{cases}$$

Pour les pertes par commutation, nous utilisons les courbes d'énergie à l'amorçage E_{on} et E_{off} au blocage de l'IGBT et l'énergie de recouvrement E_{rec} de la diode. Ces courbes peuvent être interpolées par des équations du second degré (cf. Equation ci-dessous).

$$[37] \quad \begin{cases} E_{on} = a_{on} + b_{on} \times Ic + c_{on} \times Ic^2 \\ E_{off} = a_{off} + b_{off} \times Ic + c_{off} \times Ic^2 \\ E_{rec} = a_{rec} + b_{rec} \times Id + c_{rec} \times Id^2 \end{cases}$$

Le modèle de pertes de l'onduleur MLI est celui qui est présenté en annexe de la Thèse [TURPIN 2001]. Les calculs sont ici grandement simplifiés car nous nous plaçons dans le cas d'un courant réseau en phase avec la tension. Les seuls paramètres nécessaires sont alors le courant crête I_{max} et la profondeur de modulation m_a (V_s/V_{smax}). Les formules des différentes pertes dans un IGBT et une diode sont données par les équations ci-dessous :

$$[38] \quad P_{condIGBT} = V_{CE0} \cdot \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \left(1 + \frac{\pi}{4} \cdot m_a \cdot \cos \varphi\right) + R_{dIGBT} \cdot \frac{I_{max}^2}{8} \cdot \left(1 + \frac{8}{3\pi} \cdot m_a \cdot \cos \varphi\right)$$

$$[39] \quad P_{comIGBT} \approx f_{dec} \cdot \left[\frac{a_{on} + a_{off}}{2} + (b_{on} + b_{off}) \cdot \frac{I_{max}}{\pi} + (c_{on} + c_{off}) \cdot \frac{I_{max}^2}{4} \right] \cdot \frac{Vdc}{Vref}$$

Avec Vdc tension d'alimentation et $Vref$ tension des tests dans la documentation constructeur. φ déphasage du courant par rapport à la tension.

$$[40] \quad P_{condiode} = V_{d0} \cdot \frac{I_{\max}}{2\pi} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4} \cdot m_a \cdot \cos \varphi\right) + R_{ddiode} \cdot \frac{I_{\max}^2}{8} \cdot \left(1 - \frac{8}{3\pi} \cdot m_a \cdot \cos \varphi\right)$$

$$[41] \quad P_{comdiode} \approx f_{dec} \cdot \left[\frac{a_{rec}}{2} + b_{rec} \cdot \frac{I_{\max}}{\pi} + c_{rec} \cdot \frac{I_{\max}^2}{4} \right] \cdot \frac{V_{dc}}{V_{ref}}$$

Calcul des pertes semi-conducteur (MOSFET)

Les pertes par commutation dans chaque MOSFET s'expriment comme suit :

$$[42] \quad P_{com} = \frac{1}{2} \cdot f_{dec} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} (t_{on} + t_{off}) \approx \frac{1}{2} \cdot f_{dec} \cdot V_e \cdot I_L (t_{on} + t_{off})$$

- f_{dec} : fréquence de découpage [kHz]
- V_{DS} : tension drain-source du MOSFET [V]
- I_{DS} : courant drain-source du MOSFET [A]
- V_e : tension du bus d'entrée [V]
- I_L : courant moyen dans l'inductance qu'on peut confondre avec le courant moyen de sortie I_s/N_{cell} [A]
- t_{on} et t_{off} sont respectivement les temps de commutation de l'amorçage et du blocage du MOSFET [s]

Pour trouver les pertes totales, il suffit de multiplier l'équation ci-dessus par le nombre total de MOSFET pour un nombre donné de phases.

Les intervalles de temps t_{on} et t_{off} doivent être déterminés et ne peuvent pas être utilisés directement du datasheet parce que les valeurs fournis par les fabricants correspondent à des conditions de test bien spécifiées. En ce qui concerne le temps nécessaire à la mise en conduction, l'intervalle t_{on} est déterminé comme suit :

$$[43] \quad t_{on} = \frac{Q_{sw}}{I_G} = \frac{Q_{GD}}{I_G}$$

- Q_{sw} la quantité de charge dans la grille durant la phase de commutation [C]. Le nombre de fabricant, qui fournissent Q_{sw} dans leurs datasheets est faible. Dans notre étude, on suppose que $Q_{sw} = Q_{GD}$.

- I_G : courant fourni par le driver pour charger la grille durant la phase de commutation [A]

Pour limiter le courant dans la grille I_G et donc la rapidité de commutation, une résistance série R_G est placée entre la commande et la grille. On peut ainsi contrôler les dV_{DS}/dt et dI_{DS}/dt de la partie puissance, ce qui est primordial pour des raisons de compatibilité électromagnétique (perturbations générées par mode commun et mode différentiel par les commutations). Pour ces raisons, dans le cadre de notre étude de pertes, on impose un $(dV_{DS}/dt)_{max}$ à ne pas dépasser. Dans [Oh 2000] [TI : Lefebvre & Multon], on peut exprimer $(dV_{DS}/dt)_{max}$ par :

$$[44] \quad (dV_{ds} / dt)_{max} = I_{Gmax} / C_{GD} = \frac{V_G - V_p}{R_G \cdot C_{GD}}$$

- I_{Gmax} : courant maximum fourni par le circuit de commande de la grille [A]
- V_G : tension délivrée par le circuit de commande de la grille [V]
- V_p : tension du plateau de la tension V_{GS} [V]. Cette tension est fournie dans les datasheets
- R_G : résistance série de la grille [Ω]

Les pertes par conduction dans chaque MOSFET dépendent du courant efficace qui traverse chaque semi-conducteur et la résistance $R_{DS(on)}$ du composant. Les pertes en conduction dans les MOSFET s'exprime par :

$$[45] \quad P_{cond} = I_{eff}^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \alpha \quad (\text{MOSFET du haut})$$

$$[46] \quad P_{cond} = I_{eff}^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot (1 - \alpha) \quad (\text{MOSFET du bas})$$

- α : le rapport cyclique
- $R_{DS(on)}$: résistance à l'état passant du composant semi-conducteur [Ω]
- I_{eff} : courant efficace de phase dans les inductances qu'on peut confondre avec le courant efficace de sortie [A]. Le courant efficace par phase s'exprime comme suit :

$$[47] \quad I_{eff} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{q}\right)^2 + \frac{\Delta I_{phase}^2}{12}}$$

- I_{eff} : courant efficace de phase dans le cas de phases séparées [A]
-

- I_s/N_{cell} : courant moyen de phase [A]
- ΔI_{ph} : ondulation du courant de phase [A]

Les pertes pour charger la grille sont déterminées à l'aide de la courbe de charges fournie dans la datasheet du fabricant. Les pertes pour charger la grille de chaque MOSFET s'expriment par :

$$[48] \quad P_g = V_G \cdot Q_G \cdot f_{dec}$$

- Q_G : quantité de charge dans la grille pour $V_{GS} = V_G$

Les pertes totales pour charger la grille sont la somme des pertes des deux MOSFET, multipliées par le nombre de phases.

Calcul des pertes semi-conducteur (Diode)

La diode de roue libre du bas du bras (low-side) de pont conduit pendant la phase de transition des deux MOSFET pour éviter qu'ils conduisent en même temps. Il existe deux types de pertes : les pertes en conduction dues au temps mort et des pertes dues au recouvrement inverse. Le recouvrement inverse apparaît seulement à la mise en conduction de MOSFET high-side. Le recouvrement inverse n'apparaît pas à la mise en conduction du MOSFET low-side car la tension aux bornes de la diode ne la force pas à se bloquer. Mais tout simplement le courant circule dans la branche qui présente la plus faible chute en tension, à savoir dans la résistance à l'état passant du MOSFET low-side.

- Pertes dues au temps mort

$$[49] \quad P_{tmort} = t_{tmort} \cdot V_F \cdot \frac{I_s}{N_{cell}} \cdot f_{dec}$$

- V_F : la chute de tension directe aux bornes de la diode de roue libre
- t_{tmort} : temps mort [s]. Ce temps correspond au temps de conduction de la diode de roue libre pendant que les deux MOSFET sont bloqués. Ce temps est fixé par la commande.

- Pertes dues au recouvrement inverse

$$[50] \quad P_{Qrr} = V_E \cdot \frac{Q_{rr}}{N_{cell}} \cdot f_{dec}$$

- Q_{rr} : charge de recouvrement inverse fournie dans les datasheets du fabricant.

La charge Q_{rr} est proportionnelle au courant moyen. Les pertes de recouvrement inverse par phase s'expriment alors avec un rapport $1 / N_{cell}$.

B. Annexe : Analyse fréquentielle

Dans le cas d'une structure mettant en œuvre un convertisseur à q cellules avec transformateur couplé. Un ensemble de tensions carrées asymétriques et déphasées est appliqué sur l'ensemble des enroulements du transformateur. Ces tensions, ainsi que les courants de phases, peuvent être représentées par un même vecteur.

$$[51] \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_{q-1} \\ u_q \end{bmatrix} \quad I = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{q-1} \\ i_q \end{bmatrix}$$

Courants et tensions peuvent être décomposés en une somme d'harmoniques. Pour un déphasage de $2\pi/q$ entre 2 phases successives, les harmoniques des tensions peuvent être écrits dans la forme complexe suivante :

$$[52] \quad \underline{U}_h = \underline{U}_h \begin{bmatrix} 1 \\ a^{-h} \\ \vdots \\ a^{-h(q-2)} \\ a^{-h(q-1)} \end{bmatrix} \quad \text{Avec } a = e^{j\frac{2\pi}{q}}$$

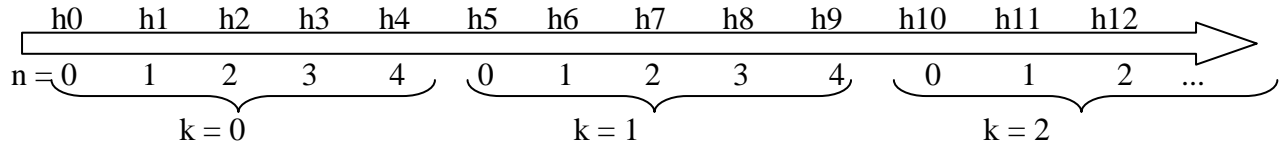
Ce réseau de tensions peut être décomposé sous la forme matricielle suivante :

$$[53] \quad C_q = \frac{1}{q} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a^1 & a^2 & \dots & a^{q-1} \\ 1 & a^2 & a^4 & \dots & a^{2(q-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & a^{q-1} & a^{2(q-1)} & \dots & a^{(q-1)(q-1)} \end{bmatrix}$$

Nous définissons la transformation par :

$$[54] \quad \underline{U}_h^* = \underline{C}_q \times \underline{U}_h$$

Cette équation est particulièrement intéressante dans un réseau de tensions comme celui-ci, chaque vecteur est réduit à une simple valeur représentant l'harmonique $h = kq + n$. Avec k une valeur positive représentant les multiple de q fois l'harmonique fondamental et $n = (0, 1, \dots, q-1)$ pour les multiples intermédiaires.



En faisant l'hypothèse d'une structure dite circulaire, la structure magnétique du circuit conduit à un modèle de réluctance symétrique. Ainsi, la matrice d'inductance et de mutuelle du transformateur peut être exprimée comme ci-dessous :

$$[55] \quad L = \begin{bmatrix} Lm & -M_1 & \dots & -M_2 & -M_1 \\ -M_1 & Lm & \dots & -M_3 & -M_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -M_2 & -M_3 & \dots & Lm & -M_1 \\ -M_1 & -M_2 & \dots & -M_1 & Lm \end{bmatrix}$$

La transformation proposée conduit à une matrice diagonale beaucoup plus simple. Chaque élément diagonal de la matrice conduit à une valeur d'inductance représentant l'inductance équivalente de la structure de filtrage sur une phase. L'ensemble des harmoniques peut être affecté à une inductance de la matrice selon $h = kq + n$ ou n représente la position $n \times n$ dans la diagonale.

$$[56] \quad L^* = C_q \times L \times C_q^{-1} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & L_{q-1} \end{bmatrix}$$

$$[57] \quad \begin{aligned} L_0 &= L_m - 2 \times M_1 - \dots - 2 \times M_n \\ L_1 &= L_m - 2 \times \cos(\alpha) \times M_1 - \dots - 2 \times \cos(n\alpha) \times M_n \\ &\vdots \\ L_{q-1} &= L_m - 2 \times \cos((q-1)\alpha) \times M_1 - \dots - 2 \times \cos(n(q-1)\alpha) \times M_n \end{aligned}$$

Ceci avec $\alpha = 2\pi/q$ et $n = q/2$ quand q est pair et $q/2-1$ quand q est impair.

Dans notre application, le transformateur est connecté à q bras d'onduleur 2 niveaux. La relation entre tensions, courant et matrice de mutuelle est donnée par l'équation simple suivante :

$$[58] \quad U_i = L \times \frac{dI_i}{dt} + U_s$$

Si nous considérons une tension de phase carrée et une tension de sortie constante entre deux périodes de découpage, l'équation peut être approximée de la manière suivante :

$$[59] \quad U_{k \times q + n} = j \times L_n \times \omega \times I_{k \times q + n}$$

Le spectre du courant est donc calculé par la multiplication de chaque harmonique de la tension par l'harmonique de l'inductance équivalente.

C. Annexe : Section de fer des transformateurs multicellulaires

Le choix de la section de fer dépend de plusieurs facteurs. Quelle que soit la méthode utilisée, la section de fer totale est exactement la même. Ces sections ne dépendent généralement pas du nombre de cellules, sauf dans le cas de la matrice complète. En effet, le nombre d'inductances traversées par le courant d'une phase m est égal au nombre de phases à coupler, soit $q-1$. Les sections de fer des bras d'enroulement sont directement proportionnelles aux formules suivantes :

a.1. Pour un coupleur monolithique :

$$[60] \quad S_f \geq \frac{V_e}{8 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire}}$$

a.2. Pour un coupleur cascade cyclique :

$$[61] \quad S_f \geq \frac{V_e}{16 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire}}$$

a.3. Pour un coupleur matrice partielle :

$$[62] \quad S_f \geq \frac{V_e}{24 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire}}$$

a.4. Pour un coupleur matrice complète :

$$[63] \quad S_f \geq \frac{V_e}{8 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire} \times (N_{cell} - 1)}$$

- F_{dec} , la fréquence de découpage minimal de commande
- B_{\max} , l'induction maximale avant saturation du circuit magnétique
- V_e , la tension d'alimentation continue
- N_{spire} , le nombre de spires de chaque enroulement

D. Annexe : Choix du circuit magnétique

Le choix des matériaux magnétiques pour le dimensionnement des transformateurs inter-cellules découle de leurs performances dans la gamme de fréquences considérée (20 à 100 kHz).

La figure représente l'induction maximale dans la gamme de fréquences de 20 à 100 kHz pour une densité de perte volumique de 300mW/cm^3 et une excitation sinusoïdale des meilleurs matériaux magnétiques usuels. Les 2 matériaux les plus intéressants sont le 500F (VAC) pour les nanocristallins et le N97 (EPCOS) pour les ferrites. Il faut noter qu'en dessous de 32kHz, l'induction maximale du N97 est limitée par la saturation et non par ses pertes. Le 500F n'est disponible que sous forme de tores alors que le N97 existe en circuits ETD ou E planar. Les tores en matériaux à forte perméabilité tel que le 500F sont inadaptés pour la réalisation d'inductances dans les onduleurs standards mais peuvent convenir pour réaliser les transformateurs inter cellules dans les convertisseurs parallèles entrelacés. La répartition entre les pertes fer et joule est très différente entre les 2 matériaux : elle est équilibrée avec le N97 alors que l'on obtient essentiellement des pertes joule avec le 500F. Bien que le 500F autorise des inductions plus élevées, il n'existe pas d'autres dimensionnements sans augmenter considérablement l'ondulation de courant. Ce résultat découle de la géométrie des circuits planars qui ne favorise pas les inductances de fuites.

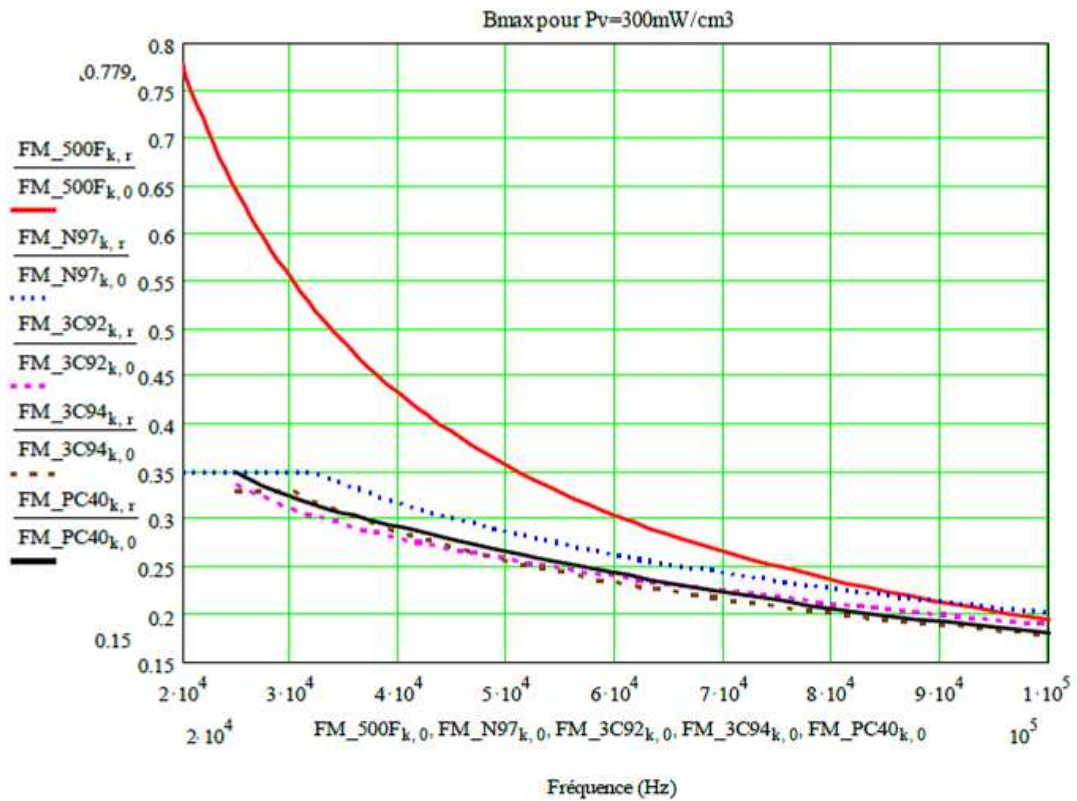


Figure D-1: Induction maximale en fonction de la fréquence de quelques matériaux magnétiques usuels (500F, N97, 3C92, 3C94, PC40) pour une densité de pertes de 300mW/cm³

Plusieurs types de circuits magnétiques sont envisagés, dans un premier temps l'étude s'est portée sur le 3C96 pour les faibles pertes qu'il propose dans les gammes de fréquences utilisées. Dans un second temps, pour des raisons de disponibilité, nous nous sommes intéressés au matériau PC40, très proche du 3C96 et du PC47 qui est particulièrement performant. Surtout, ce matériau est disponible sous forme de bloc brut, que l'on peut modéliser à sa convenance.

E. Annexe dimensionnement circuit magnétique

Dans cette annexe, le dimensionnement d'un transformateur de couplage de type planar est abordé. Un programme MATHCAD calcule le nombre optimum de spires et le circuit magnétique à mettre en œuvre. Les noyaux magnétiques planars proposés par FERROXCUBE sont placés dans des tableaux comportant l'ensemble des caractéristiques importantes, dimensions, volume, surfaces et caractéristiques magnétiques. Le programme peut donc calculer les pertes fer, cuivre ainsi que le volume pour tous les cas, et proposer sous forme de graphe les solutions. Il est alors possible de choisir parmi toutes les possibilités le meilleur compromis entre volume et rendement. Les pertes fer se situent dans le noyau et sont dues au phénomène d'hystérésis et aux courants de Foucault dans le noyau. Les pertes cuivre se produisent dans les conducteurs et comprennent les pertes continues et celles en haute fréquence dues à l'effet de peau et à l'effet de proximité.

I. Calcul des pertes fer pour un circuit magnétique en 3F4 :

Le modèle de pertes fer est de type Steinmetz. Les pertes volumiques sont exprimées en W/m^3 . Les pertes volumiques sont calculées à partir de la formule donnée ci-dessous :

$$[64] \quad \bar{P}_{fer}(t) = k_{fer} \times f^a \times \hat{B}^b \quad \text{Avec } \bar{P}_{fer}(t) \text{ la valeur moyenne de la densité de perte fer.}$$

Le coefficient k_{fer} et les exposants a et b sont des paramètres caractéristiques de chaque matériau magnétique et ils peuvent être extraits à partir de mesures fournies par les fabricants. En tenant compte du fait que les propriétés des matériaux magnétiques dépendent de la température, dans l'équation de Steinmetz un coefficient de température (C_T) est introduit :

$$[65] \quad \bar{P}_{fer}(t) = C_T \times k_{fer} \times f^a \times \hat{B}^b = (ct_0 \times T^2 - ct_1 \times T + ct_2) \times k_{fer} \times f^a \times \hat{B}^b$$

Les coefficients ct_0 , ct_1 , ct_2 sont dimensionnés de telle façon qu'à une température de 100 °C, le coefficient C_T est égal à 1. Les coefficients des pertes magnétiques pour quelques types de matériaux magnétiques sont donnés dans le **Tableau 6** à titre indicatif. Noter que les coefficients de pertes fer dépendent de la fréquence de fonctionnement.

Matériau	F(kHz)	$k_{fer} (mW / cm^3)$	ct0	ct1	ct2	a	b
3C85	20-100	$1.1 \cdot 10^{-2}$	$9.1 \cdot 10^{-5}$	$1.88 \cdot 10^{-2}$	1.97	1.30	2.50
3C85	100-200	$1.5 \cdot 10^{-3}$	$9.1 \cdot 10^{-5}$	$1.88 \cdot 10^{-2}$	1.97	1.50	2.60
3C90	20-200	$2.65 \cdot 10^{-3}$	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$3.1 \cdot 10^{-2}$	2.45	1.45	2.75
3F3	20-300	$2.5 \cdot 10^{-4}$	$7.9 \cdot 10^{-5}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$	1.26	1.60	2.50
3F3	300-500	$2.0 \cdot 10^{-5}$	$7.7 \cdot 10^{-5}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$	1.28	1.80	2.50
3F3	500-1000	$3.6 \cdot 10^{-9}$	$6.7 \cdot 10^{-5}$	$8.1 \cdot 10^{-3}$	1.14	2.40	2.25
3F4	500-1000	$1.2 \cdot 10^{-4}$	$9.5 \cdot 10^{-5}$	$1.10 \cdot 10^{-2}$	1.15	1.75	2.90
3F4	1000-3000	$1.1 \cdot 10^{-11}$	$3.4 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	0.67	2.80	2.40

Tableau 6 : Coefficients des pertes fer

II. Détermination des pertes cuivre :

Le calcul du champ généré par une inductance ou transformateur est souvent très complexe. Plusieurs méthodes de calculs analytiques adaptées à chaque géométrie sont proposées dans la littérature mais toutes sont limitées. Dans la suite de ce paragraphe, nous allons présenter la méthode des plaques de Dowell appliquée à un transformateur planar. Elle sera ensuite élargie à d'autres formes de conducteurs. Le calcul des pertes cuivre commence par la détermination de la géométrie des spires, ensuite par le calcul de la résistance de cuivre, puis par la prise en compte des effets de peau et de proximité. Dans ces calculs, nous faisons l'hypothèse que nous avons une spire par couche. Cela a un impact sur la densité de puissance dans les spires. Plus le circuit magnétique sera large, plus les spires seront larges. En revanche, elles seront aussi plus longues. Au final, la résistance de cuivre aura peu de variation et les pertes cuivre resteront relativement constantes en fonction du circuit magnétique utilisé.

Le calcul de la longueur de spires dépend directement du circuit magnétique, premièrement par le rayon de la barre de bobinage centrale, secondement par la largeur de la fenêtre de bobinage. Au vu de la forme des circuits ERxx, les spires peuvent être réalisées en rond. Le calcul de la longueur devient alors très simple. Dans le cas des circuits Exx, les spires doivent être réalisées de forme carrée.

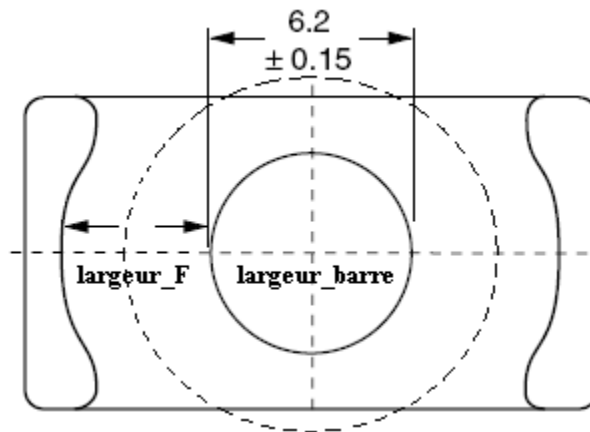


Figure E-1: Circuit magnétique ER18

Les pertes cuivre se décomposent en perte AC et perte DC. Les pertes DC sont calculées à partir de la longueur de cuivre l ainsi que de la résistivité du cuivre ρ :

$$[66] \quad R_{piste} = \rho \times \frac{l}{s} \quad \text{avec } s \text{ la section de cuivre.}$$

$$[67] \quad P_{cuivre_DC} = R_{piste} \times I_{eff}^2$$

Intéressons nous à présent à la méthode analytique la plus utilisée pour calculer les pertes cuivre dans un transformateur, à savoir la méthode de Dowell. Elle permet de prendre en compte les effets de proximité entre les spires. Ces effets cumulés à l'effet de peau vont définir un coefficient des pertes en AC qui va s'ajouter aux pertes en DC. Pour appliquer cette méthode, les conducteurs doivent ressembler à des plaques parallèles, ou pouvoir se ramener à un ensemble de plaques parallèles. Le champ magnétique doit être parfaitement parallèle aux plaques, ce qui suppose que les plaques remplissent entièrement la largeur de la fenêtre du transformateur.

Une association de plaques supposées infinies, utilisées pour modéliser des enroulements dans une fenêtre de transformateur est présentée sur la **Figure E-2**. Pour chaque couche de cet empilement, comme pour la solution du problème des plaques infinies, le champ de proximité est uniforme. Le champ propre de chaque couche est, quant à lui, antisymétrique et il vient s'ajouter au champ créé par les autres conducteurs. On obtient ainsi le profil du champ total dans la fenêtre de bobinage.

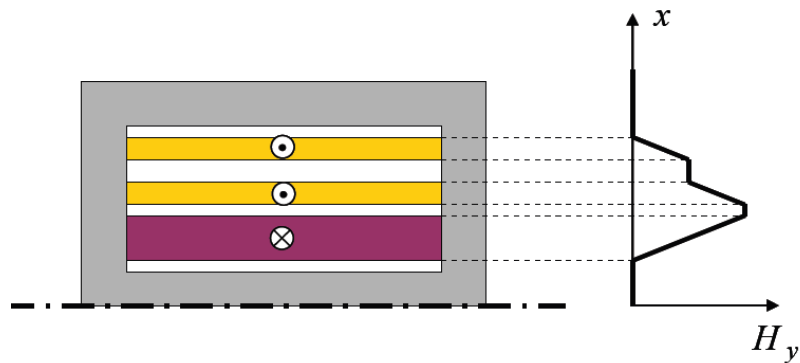


Figure E-2 : Champ dans la fenêtre du transformateur [Margueron 2006]

La résistance des enroulements du transformateur en fonction de la fréquence sera déduite par une expression analytique. Le rapport de résistance des enroulements en fréquence et en régime continu s'écrit :

$$[68] \quad \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = X \frac{\sinh(2X) + \sin(2X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} + \frac{m^2 - 1}{3} \left(2X \frac{\sinh(X) - \sin(X)}{\cosh(X) + \cos(X)} \right)$$

Avec $X = \frac{h}{\delta}$, h est l'épaisseur de la couche de cuivre, δ est l'épaisseur de pénétration

de l'effet de peau à la fréquence considérée, m est le nombre de couches de cuivre.

L'effet de peau peut être calculé par l'équation suivante :

$$[69] \quad \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_c \cdot f}} \quad \text{avec } \mu_c = 1 \text{ et } \rho = 17 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m \text{ pour le cuivre}$$

Pour que ces équations soient valides, la somme des courants traversant les spires dans la fenêtre de bobinage doit être nulle. Si les spires sont disposées en série comme dans l'exemple **Figure E-3**, $m =$ mième couche :

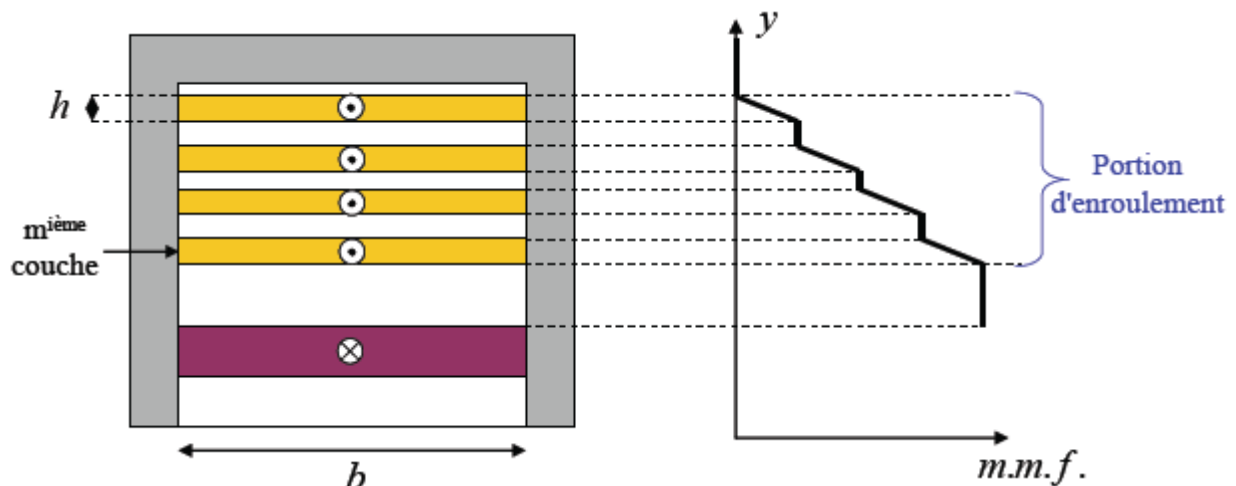


Figure E-3 : Champ dans la fenêtre du transformateur, sans entrelacement des spires

Si les spires sont disposées en série comme dans l'exemple **Figure E-4**, $m = 1$:

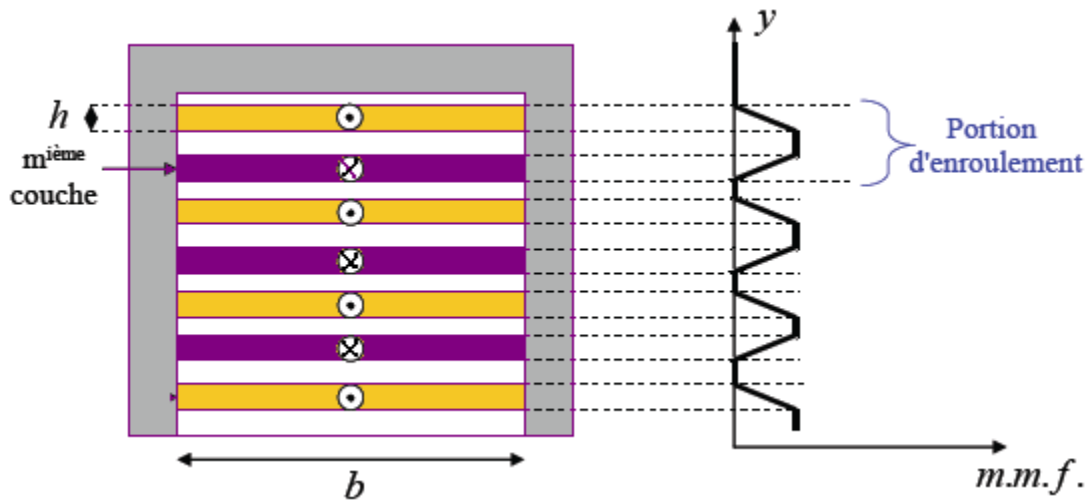


Figure E-4 : Champ dans la fenêtre du transformateur, avec entrelacement des spires

Si les spires sont disposées en série comme dans l'exemple **Figure E-5**, $m = 2$:

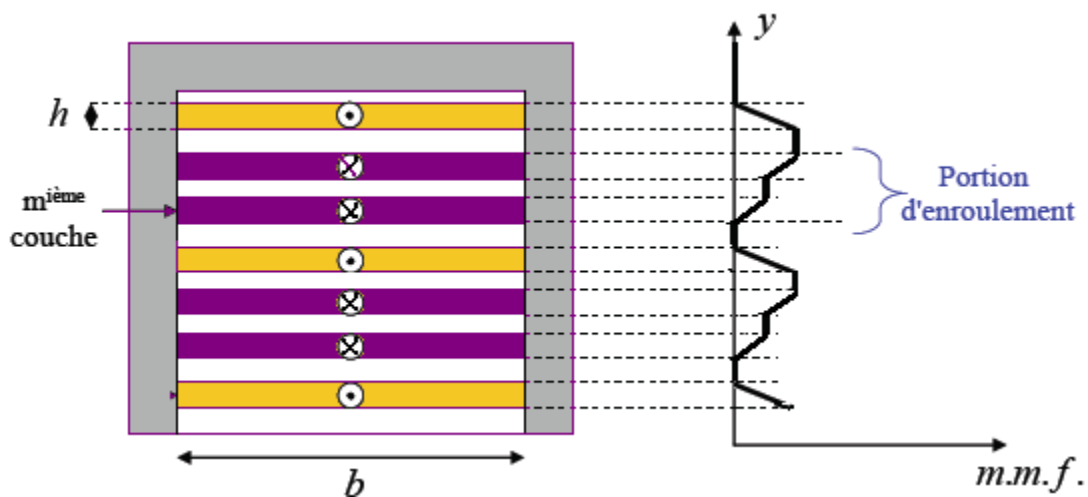


Figure E-5 : Champ dans la fenêtre du transformateur, avec entrelacement des spires sur de multiples secondaires

La formule [68], issue de la résolution des équations de Maxwell, nécessitent quelques hypothèses simplificatrices pour être appliquées.

- Les couches conductrices occupent toute la largeur b de la fenêtre de bobinage.
- L'épaisseur d'une couche est plus petite que le rayon de courbure de cette couche.
- La perméabilité de la ferrite sur les côtés de la fenêtre est considérée comme infinie.
- Toutes les couches d'un même enroulement possèdent la même épaisseur.

- Le champ magnétique est nul d'un coté d'une portion d'enroulement et maximum de l'autre côté.

Cette méthode, proposée par Dowell en 1966 est particulièrement adaptée aux structures planars, mais à l'origine elle consiste en la transformation des conducteurs quelconques en plaques équivalentes. La transformation se compose des étapes suivantes

Figure E-6 : Transformation des conducteurs en plaque [Viet 2007]:

- Transformation des conducteurs ronds en conducteurs carrés équivalents : même aire, même conductivité, le diamètre F est égal à la cote a .
- Regroupement des carrés d'une couche en plaque.
- Adaptation de la hauteur de la plaque à la hauteur du bobinage par la modification de la conductivité.

S_f : surface du conducteur rond
 S_p : surface du conducteur carré équivalent
 A : côté du carré
 h : hauteur de la couche
 σ_f : conductivité du conducteur
 σ_p : conductivité de la plaque
 Φ : diamètre du conducteur rond

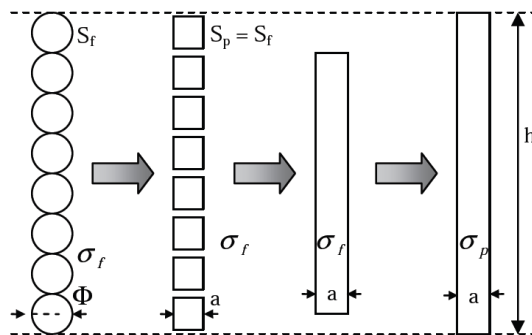


Figure E-6 : Transformation des conducteurs en plaque [Viet 2007]

La transformation des conducteurs ronds en plaque est faite comme dans la **Figure E-7** : Transformation des conducteurs d'une inductance en plaque de Dowell [Viet 2007]. Les couches rondes conductrices sont transformées en couches droites dont la hauteur est le périmètre moyen d'une couche circulaire.

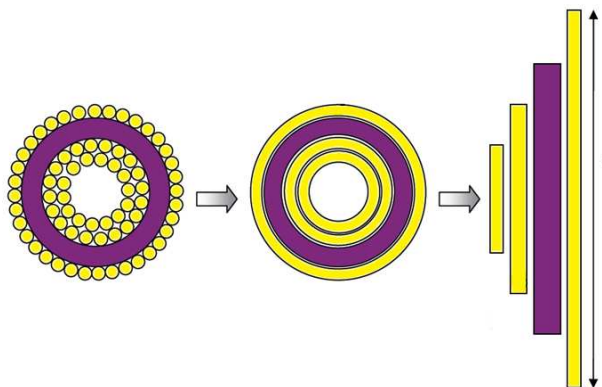


Figure E-7 : Transformation des conducteurs d'une inductance en plaque de Dowell [Viet 2007]

Prenons l'exemple de conducteurs rectangulaires répartis de façon régulière dans une fenêtre de transformateur **Figure E-8** : Conducteur de forme rectangulaire et de forme ronde. Tant que les conducteurs ne sont pas trop espacés, le champ possède toujours le profil désiré.

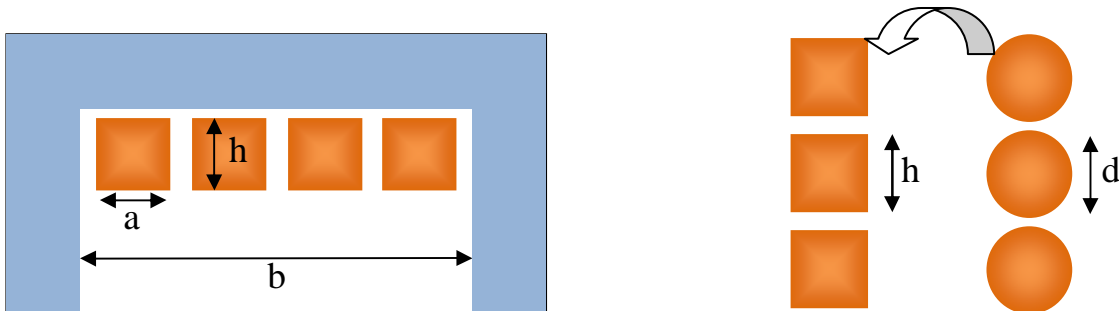


Figure E-8 : Conducteur de forme rectangulaire et de forme ronde

Pour ce type de conducteur, Dowell a défini un facteur de remplissage image de la proportion de cuivre dans la largeur de la fenêtre b .

$$[70] \quad \eta = N_1 \cdot \frac{a}{b} \quad \text{avec } N_1=1 : \text{nombre de conducteurs par couche}$$

Pour tenir compte de ce facteur dans les expressions de la variation du coefficient de la résistance AC, il faut remplacer la valeur de X par X^* :

$$[71] \quad X^* = \frac{h}{\delta} \cdot \sqrt{\eta} = X \cdot \sqrt{\eta} \quad \text{avec } X = \frac{h}{\delta}$$

Les conducteurs ronds de diamètre d sont transformés en carrés de même surface et de coté h . L'expression du coefficient de la résistance AC est ensuite modifiée pour tenir compte de cette transformation. Il faut alors remplacer la valeur de X par X^{**} .

$$[72] \quad X^{**} = \frac{h}{\delta} \cdot \sqrt{\eta} = \frac{d}{\delta} \cdot \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \eta} \quad \text{avec } h = d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}}$$

La méthode de Dowell utilise un modèle simplifié unidimensionnel. C'est la technique la plus utilisée dans le monde industriel pour calculer des pertes cuivre d'un composant passif. Cependant, les résultats obtenus ne sont qu'une approximation. Une simulation à élément fini ou un autre modèle type méthode des circuits équivalents [Keradec 96] permet d'aboutir à des résultats plus précis.

F. Annexe : Topologies monolithiques

I. Topologies en échelle

La **Figure F-1** représente un transformateur inter-cellules réalisé sur un **noyau magnétique standard** (U et I) comportant q colonnes verticales sur lesquelles sont placés les p bobinages (dans notre cas, q est égal à 7).

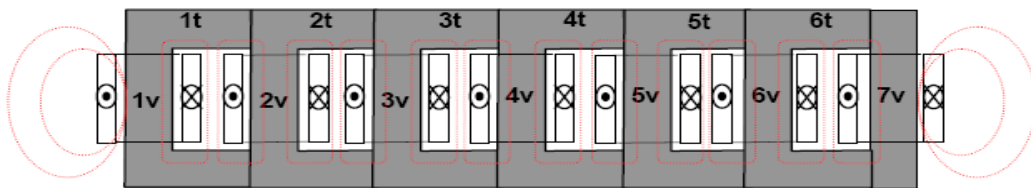


Figure F-1: Topologie en échelle, flux réparti, [Costan 2008].

Les bobinages sont réalisés de sorte qu'ils génèrent des flux dans le même sens. La tension aux bornes des bobinages est imposée par la cellule de commutation et d'après la loi de Faraday, le flux généré par chaque bobinage est directement proportionnel à la tension à ses bornes. Sur la **Figure F-1**, tous les flux générés par les bobinages sont représentés. Les flux imposés par chaque bobinage ne pouvant pas circuler à travers les autres bras d'enroulements, ils se referment essentiellement dans les zones d'air autour des bobinages, **Figure F-2**. Tous ces flux s'additionnent et une différence de potentiel à $p.F_{dec}$ est ainsi créée entre les équipotentielles magnétiques. Cette différence de potentiel se retrouve alors aux bornes de chaque bobinage du transformateur, et par conséquent, chaque bobinage sera parcouru par le même courant alternatif (même ondulation triangulaire asymétrique, même fréquence $p.F_{dec}$, même phase).

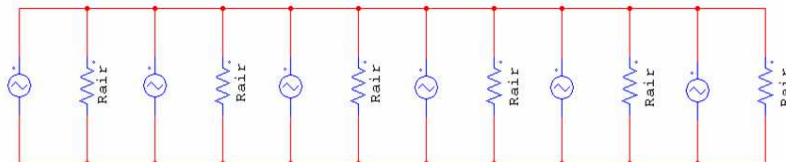


Figure F-2: Schéma de réluctance de la topologie en échelle, flux réparti, [Costan 2008].

Nous allons à présent chercher comment se mélangent les flux à travers des colonnes de liaison, et de déterminer leurs amplitudes. Les hypothèses simplificatrices de notre calcul sont les suivantes :

- les réluctances en fer sont négligeables devant les réluctances de fuites
- les zones d'air ont des réluctances identiques.

Le calcul est basé sur le principe de superposition. Ce principe consiste, dans un premier temps, à étudier séparément la contribution de chaque phase (annulation des tensions appliquées aux $p-1$ autres bobinages) et dans un deuxième temps à faire la somme de toutes ces contributions. Avec l'analogie flux magnétique courant électrique, tous les bobinages sont représentés par des sources de courant alternatif triangulaire, **Figure F-3**.

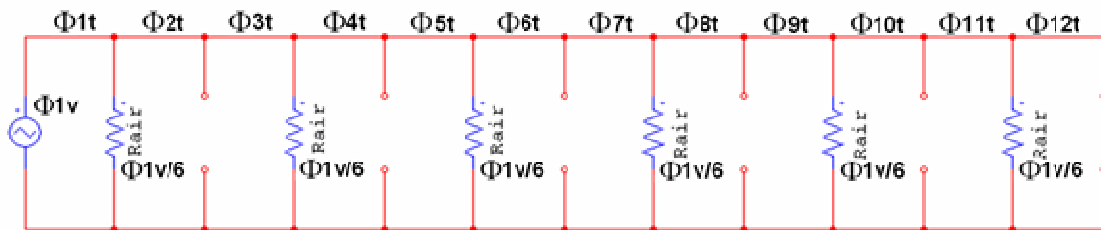


Figure F-3: Circulation des flux imposés par le bobinage 1v dans une topologie en échelle à flux répartis

Lorsque les sept tensions sont imposées, les flux transversaux sont alors décrits par la relation suivante, [Costan 2008]:

$$[73] \quad \begin{bmatrix} \Phi_{1t} \\ \Phi_{2t} \\ \Phi_{3t} \\ \Phi_{4t} \\ \Phi_{5t} \\ \Phi_{6t} \\ \Phi_{7t} \\ \Phi_{8t} \\ \Phi_{9t} \\ \Phi_{10t} \\ \Phi_{11t} \\ \Phi_{12t} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \times \begin{bmatrix} 6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 5 & 5 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 4 & 4 & -2 & -2 & -2 & -2 & -2 \\ 4 & 4 & 4 & -2 & -2 & -2 & -2 \\ 3 & 3 & 3 & -3 & -3 & -3 & -3 \\ 3 & 3 & 3 & 3 & -3 & -3 & -3 \\ 2 & 2 & 2 & 2 & -4 & -4 & -4 \\ 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & -4 & -4 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -5 & -5 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -6 \end{bmatrix} \times [\Phi_{v1} \quad \Phi_{v2} \quad \Phi_{v3} \quad \Phi_{v4} \quad \Phi_{v5} \quad \Phi_{v6} \quad \Phi_{v7}]$$

La **Figure F-4** montre l'évolution du flux dans les différentes parties du circuit magnétique. Les flux sur les bords du circuit sont d'amplitude plus faible et de forme différente de ceux proches du centre. La **Figure F-5** présente la répartition du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique. Elle met en évidence que le circuit doit être surdimensionné sur les bords pour permettre un flux plus important dans les parties centrales.

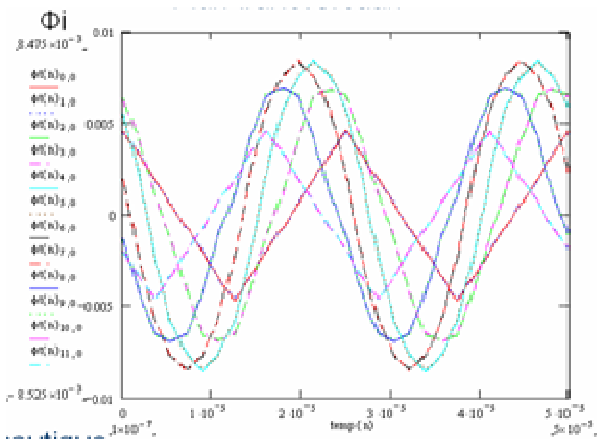


Figure F-4: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

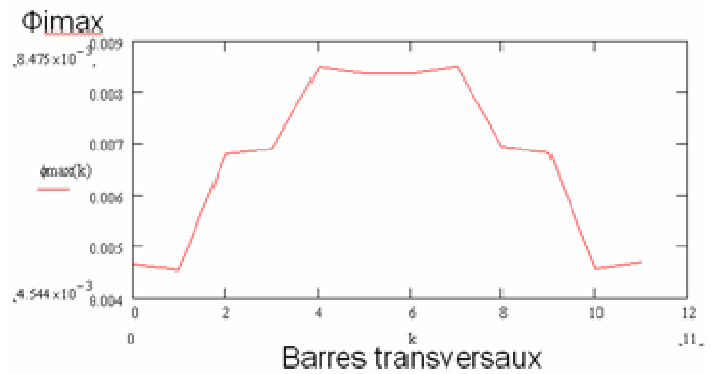


Figure F-5: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

Le partage des flux entre les différentes colonnes de bobinages n'est absolument pas équilibré. Ce mode de fonctionnement se traduit par une matrice d'inductance complexe, qui mène à des équilibrages de courants de phases instables. Les répercussions sur les pertes fer, cuivre et semi-conducteur sont importantes. Equilibrer cette structure impose que le nombre de spires à appliquer sur chaque enroulement soit différent et dimensionné précisément. Les recherches et publications réalisées dans les différents laboratoires n'ont jamais donné de résultats probants sur cette structure.

La **Figure F-6** présente une solution pour limiter les pertes dans l'air, un bras doté d'un entrefer est ajouté. Les réluctances de l'air imposées par la méthode à échelle répartie sont de valeurs importantes, ce qui implique un courant de phase plus important. Le rôle de ce bras est de canaliser les flux vers une zone avec un entrefer faible, réluctance faible, de manière à ce que les réluctances d'air deviennent négligeables.

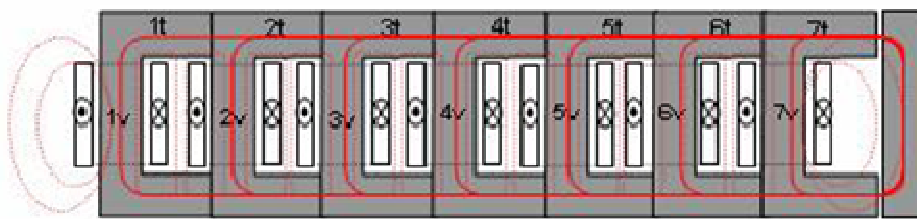


Figure F-6: Topologie en échelle, flux canalisé, [Costan 2008].

L'entrefer peut être placé à l'une de deux extrémités du circuit magnétique. Contrairement à la topologie circulaire de la **Figure F-1**, cette topologie est asymétrique puisque les bobinages extrêmes appartiennent à un seul couple de bobinages. Pour ce type de structure, les flux principaux circulent essentiellement sur des chemins de faible réluctance et

ils sont tous canalisés vers la colonne de retour « I » prévue avec un entrefer. Les flux circulant dans les colonnes transversales de liaison (1t... 7t) sont très différents d'une colonne à l'autre. Nous considérons le schéma de réductance de la topologie en échelle à flux canalisé **Figure F-7**, pour un convertisseur à 7 cellules. Il est fait l'hypothèse que les réductances de fer sont négligeables devant la réductance de l'entrefer.

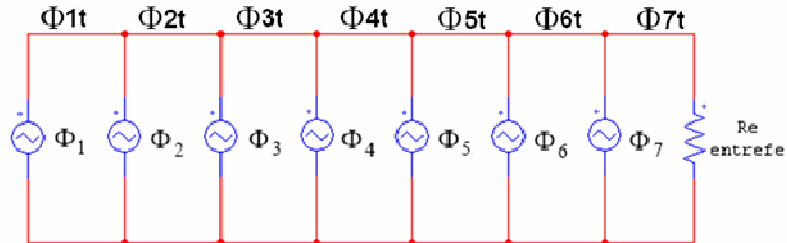


Figure F-7: Schéma de réductance de la topologie en échelle, flux canalisé

De la même manière que précédemment, nous allons utiliser le théorème de superposition pour calculer le flux dans les différentes barres transversales. Lorsque les sept tensions sont imposées, les flux transversaux sont alors décrits par la relation suivante, [Costan 2008] :

$$[74] \quad \begin{bmatrix} \Phi_{1t} \\ \Phi_{2t} \\ \Phi_{3t} \\ \Phi_{4t} \\ \Phi_{5t} \\ \Phi_{6t} \\ \Phi_{7t} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times [\Phi_{v1} \quad \Phi_{v2} \quad \Phi_{v3} \quad \Phi_{v4} \quad \Phi_{v5} \quad \Phi_{v6} \quad \Phi_{v7}]$$

Les **Figure F-8** et **Figure F-9** présentent la répartition du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique. Elles mettent en évidence que le circuit doit être surdimensionné au centre pour permettre le passage d'un flux plus important. Mais la répartition du flux est différente de la solution précédente. A proximité du bras de canalisation, le flux est beaucoup plus faible, et l'amplitude globale des flux est 4 fois inférieure que dans la topologie précédente. Il en résulte la possibilité de diminuer la section de fer et donc le volume global du filtrage.

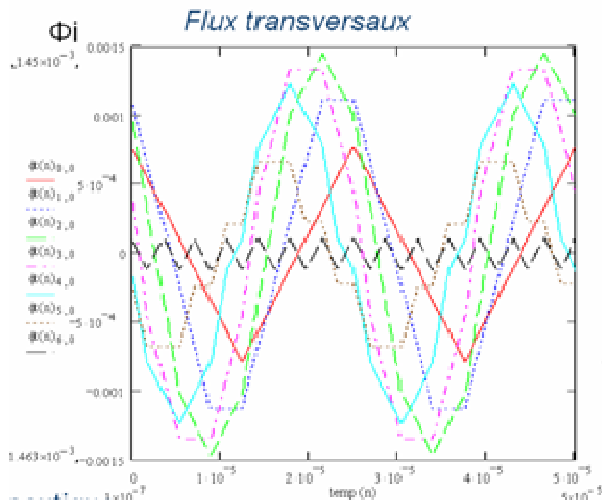


Figure F-8: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

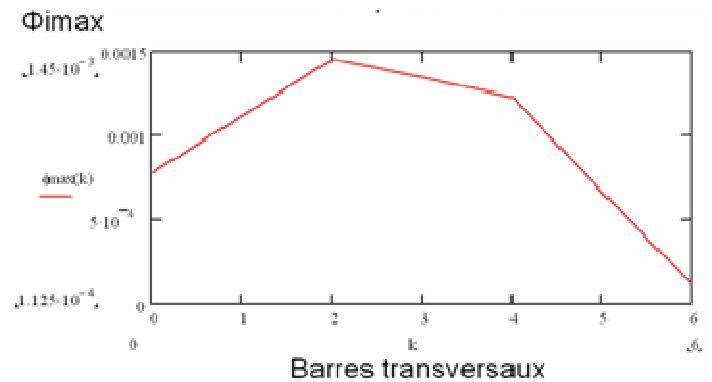


Figure F-9: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

II. Topologies circulaires

Les **Figure F-10** et **Figure F-10** représentent des transformateurs inter-cellules réalisés sur des noyaux magnétiques comportant p colonnes verticales (de section ronde ou carrée) sur lesquelles sont placés les p bobinages (sur la Figure, p est égal à 7). Deux structures circulaires sont présentées :

3. La structure circulaire à flux canalisé est réalisée autour de deux disques de matériau magnétique raccordé par les colonnes d'enroulements. Au milieu de cette structure, il existe une colonne centrale (commune) prévue avec un entrefer, c'est le bras de canalisation du flux.
4. La structure circulaire à flux réparti est réalisée avec deux anneaux qui forment un circuit magnétique fermé reliant toutes les colonnes bobinées. Les flux se referment essentiellement dans les zones d'air autour des bobinages.

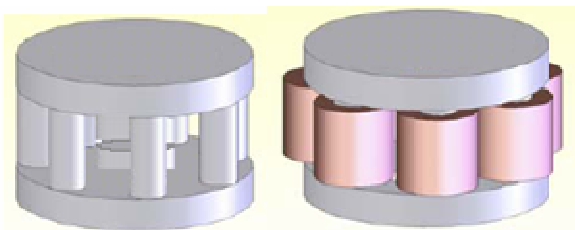


Figure F-10: Structure 1 : circulaire à flux canalisé [Costan 2007].

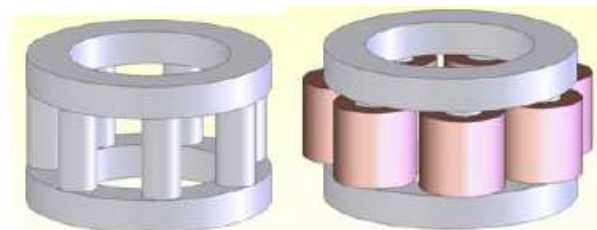


Figure F-11: Structure 2 : circulaire à flux réparti [Costan 2007].

L'obstacle de la mise en pratique de ces structures vient de la géométrie des noyaux magnétiques, car elles ne sont pas basées sur des noyaux standards. Ces deux topologies peuvent donner rigoureusement les mêmes performances électriques [Schultz 2002].

Nous considérons le schéma de réductance de la topologie circulaire **Figure F-12** pour un convertisseur à 7 cellules. Dans cette topologie, il n'y a pas de canalisation du flux, les réductances d'air ne sont donc pas négligeables. Le but de cette structure est de s'affranchir des effets de bord pouvant engendrer d'importantes discontinuités de flux. Cette topologie ressemble à la topologie en échelle, une connexion et une réductance d'air entre les deux bords sont ajoutées pour refermer la structure sur elle-même.

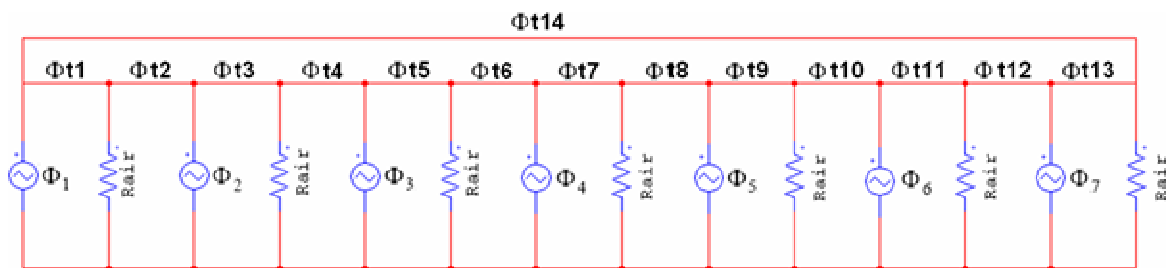


Figure F-12: Schéma de réductance des topologies circulaires à flux réparti

Lorsque les sept tensions sont imposées, les flux transversaux peuvent être écrits sous la forme suivante, [Costan 2008] :

$$[75] \quad \begin{bmatrix} \Phi_{1t} \\ \Phi_{2t} \\ \Phi_{3t} \\ \Phi_{4t} \\ \Phi_{5t} \\ \Phi_{6t} \\ \Phi_{7t} \\ \Phi_{8t} \\ \Phi_{9t} \\ \Phi_{10t} \\ \Phi_{11t} \\ \Phi_{12t} \\ \Phi_{13t} \\ \Phi_{14t} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \times \begin{bmatrix} -7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 \\ -5 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 \\ -5 & -7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & -5 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 \\ -3 & -5 & -7 & 5 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & -5 & 7 & 5 & 3 & 1 \\ -1 & -3 & -5 & -7 & 5 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & -5 & 7 & 5 & 3 \\ 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 5 & 3 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & 7 & 5 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 5 \\ 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & 7 \\ 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 \\ 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 \end{bmatrix} \times [\Phi_{v1} \quad \Phi_{v2} \quad \Phi_{v3} \quad \Phi_{v4} \quad \Phi_{v5} \quad \Phi_{v6} \quad \Phi_{v7}]$$

La **Figure F-13** montre l'évolution du flux dans les différentes parties du circuit magnétique. Les flux sont tous de formes et d'amplitudes identiques et déphasés de $2.\pi/q$. La **Figure F-14** montre la répartition des amplitudes du flux dans le circuit magnétique. Cette topologie donne une répartition parfaitement uniforme en tous points de la structure. Aucun surdimensionnement n'est à prévoir avec cette topologie.

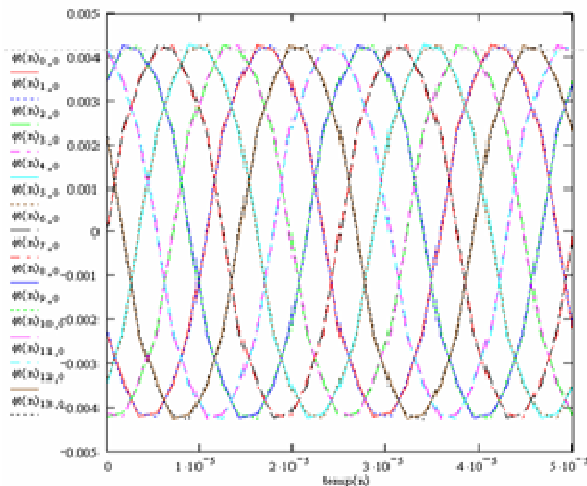


Figure F-13: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

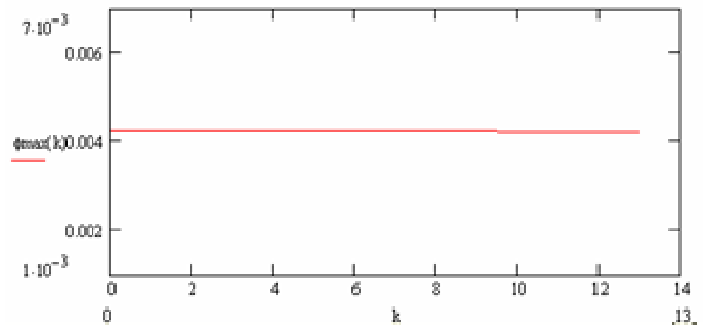


Figure F-14: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique.

III. Topologies circulaires basées sur des noyaux standards

Les topologies circulaires présentées dans ce paragraphe sont basées sur des noyaux standards, mais elles ne peuvent être utilisées que pour un nombre pair de cellules, supérieur ou égal à 4 [Costan 2007]. Le but des structures circulaires est de supprimer l'effet de bord observé dans les structures à échelle afin d'avoir une répartition uniforme du flux dans toute la structure magnétique.

Considérons un convertisseur à 8 cellules entrelacées. La topologie proposée est illustrée dans la **Figure F-15**. Le transformateur inter-cellules comporte huit bobinages, dont six réalisés autour de l'axe vertical et deux autour de l'axe horizontal.

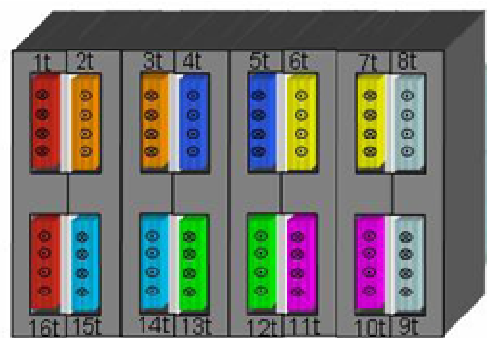


Figure F-15: Topologie 1 : E verticaux bobinages concentriques [Costan 2007].

Nous considérons le schéma de réductance de la topologie circulaire à noyau standard **Figure F-16**, pour un convertisseur à 8 cellules, nombre pair impératif. Dans cette topologie, il n'y a pas de canalisation du flux, les réductances d'air ne sont donc pas négligeables.

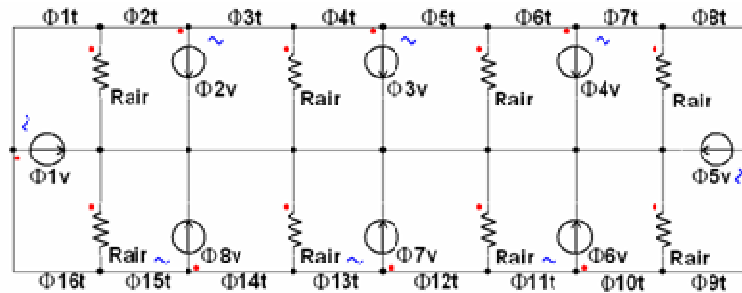


Figure F-16: Schéma de réductance des topologies circulaires à noyau standard

Lorsque les huit tensions sont imposées, les flux circulant dans les 8 zones des 16 colonnes de liaison peuvent être écrits sous la forme suivante, [Costan 2008] :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{1t} \\ \Phi_{2t} \\ \Phi_{3t} \\ \Phi_{4t} \\ \Phi_{5t} \\ \Phi_{6t} \\ \Phi_{7t} \\ \Phi_{8t} \\ \Phi_{9t} \\ \Phi_{10t} \\ \Phi_{11t} \\ \Phi_{12t} \\ \Phi_{13t} \\ \Phi_{14t} \\ \Phi_{15t} \\ \Phi_{16t} \end{bmatrix} = \frac{1}{8} \times \begin{bmatrix} 4 & -3 & -2 & -1 & 0 & 1 & 2 & 3 \\ 3 & -4 & -3 & -2 & -1 & 0 & 1 & 2 \\ 3 & 4 & -3 & -2 & -1 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & -4 & -3 & -2 & -1 & 0 & 1 \\ 2 & 3 & 4 & -3 & -2 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 3 & -4 & -3 & -2 & -1 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & -3 & -2 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 & -4 & -3 & -2 & -1 \\ 0 & -1 & -2 & -3 & -4 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 4 & 3 & 2 \\ 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & -4 & 3 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 4 & 3 \\ 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & -4 & 3 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & 4 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 & -4 \\ 4 & 3 & 2 & 1 & 0 & -1 & -2 & -3 \end{bmatrix} \times [\Phi_{v1} \ \Phi_{v2} \ \Phi_{v3} \ \Phi_{v4} \ \Phi_{v5} \ \Phi_{v6} \ \Phi_{v7} \ \Phi_{v8}]$$

[76]

Les **Figure F-17** et **Figure F-18** montrent l'évolution du flux dans les différentes parties du circuit magnétique. Les flux sont tous de forme identique. On distingue 4 familles de flux composées chacune de flux traversant 4 différentes barres transversales.

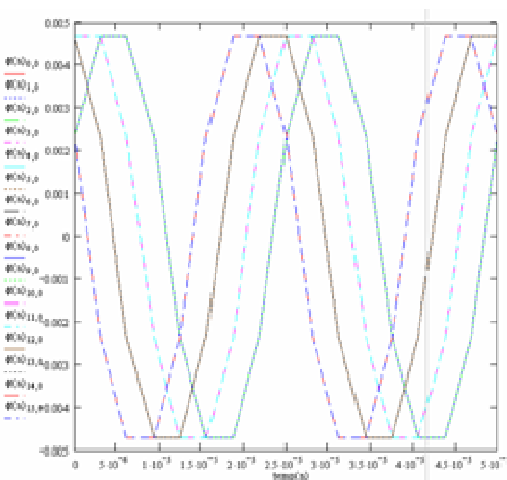


Figure F-17: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

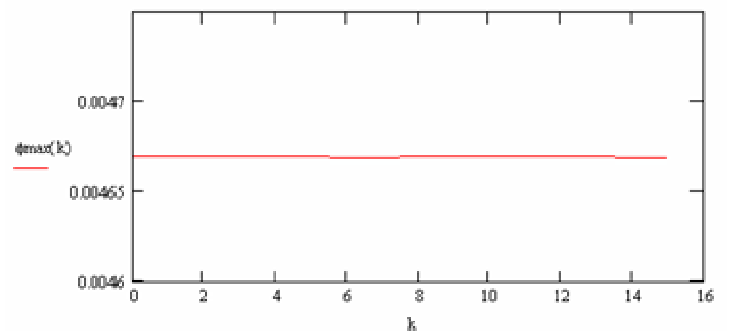


Figure F-18: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

La **Figure F-19** présente la répartition du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique, et met en évidence la répartition uniforme du flux dans toute la structure. Les flux de même phase et amplitude sont repérés par des couleurs identiques. Il y a une certaine symétrie entre les zones décalées de 180° .

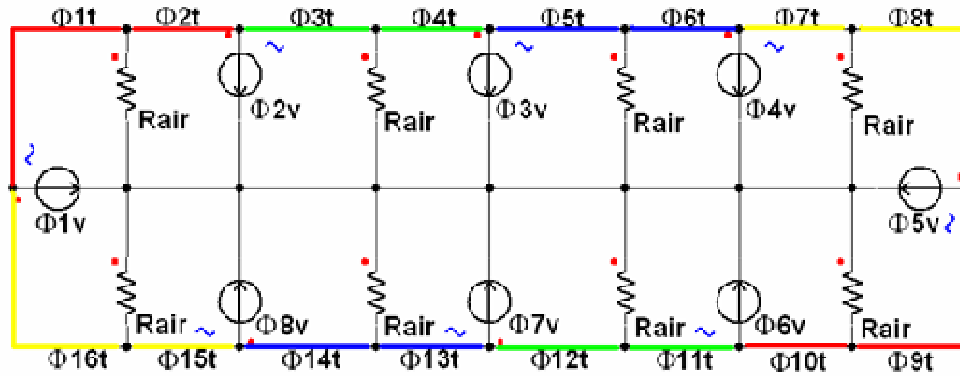


Figure F-19: Schéma de réluctance des topologies circulaires à noyau standard, avec marquage des zones où les flux sont identiques

Les **Figure F-20** à **Figure F-27** représentent les flux dans les différentes structures magnétiques présentées jusqu'à présent en utilisant la permutation d'alimentation.

Topologie en échelle à flux réparti

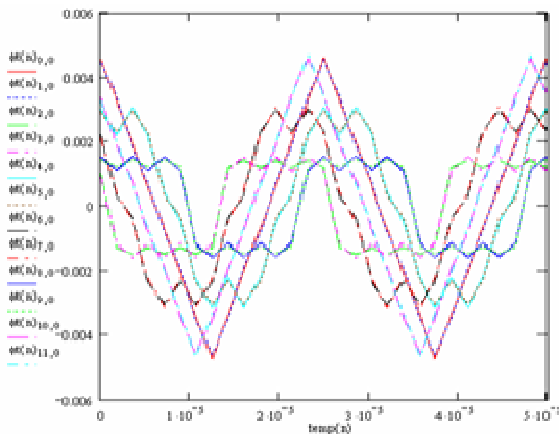


Figure F-20: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

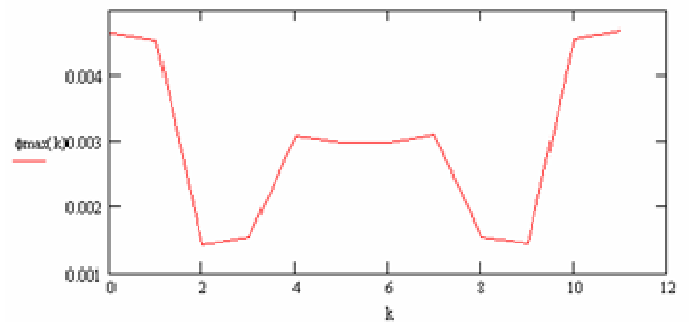


Figure F-21: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

Topologie en échelle à flux canalisé

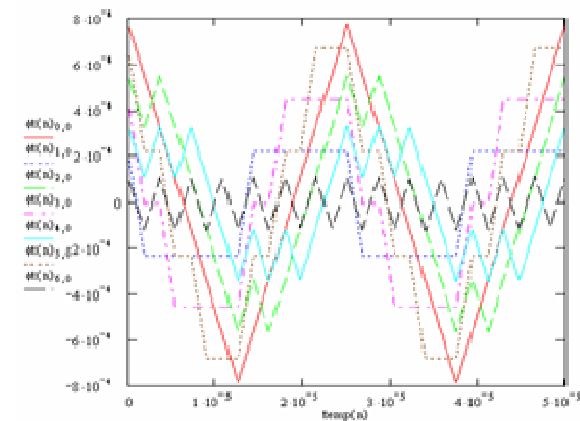


Figure F-22: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

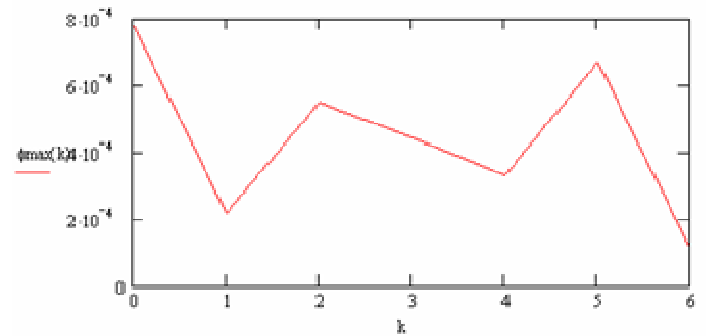


Figure F-23: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

Topologie circulaire à noyau standard

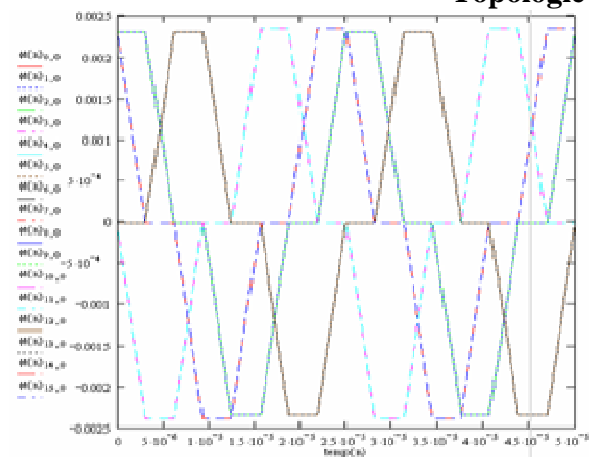


Figure F-24: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

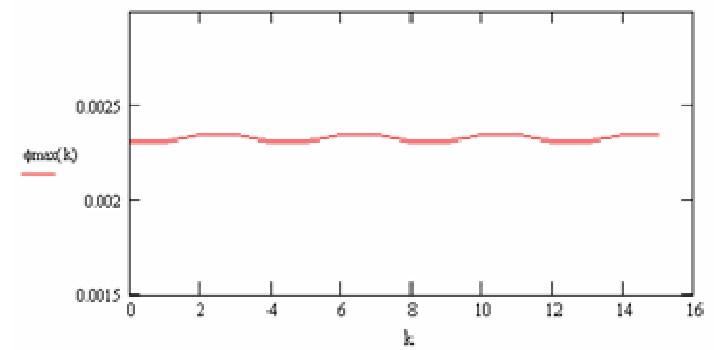


Figure F-25: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

Topologie circulaire à noyau non standard

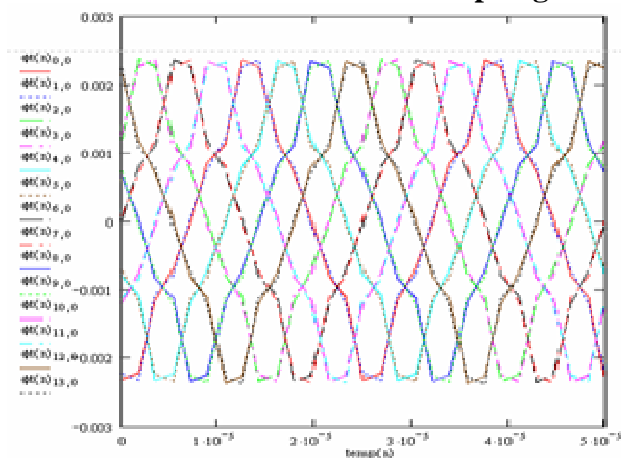


Figure F-26: Flux transversal dans les différentes parties du circuit magnétique.

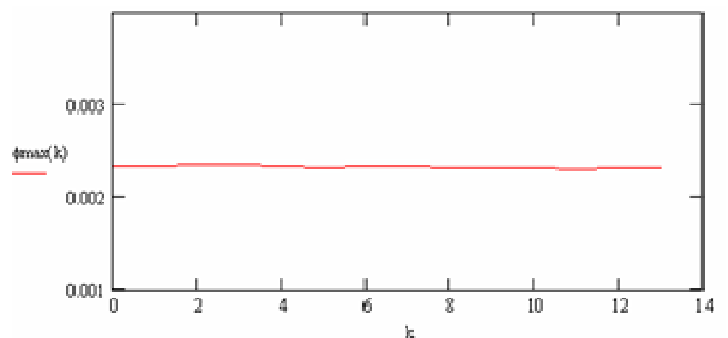


Figure F-27: Amplitude maximale du flux dans les différentes barres transversales du circuit magnétique

G. Annexe : Conception du coupleur planar

I. Dimensionnement et hypothèses

<i>Caractéristiques électriques</i>	<i>Valeurs</i>
Ve	350 V DC
Vs	115 V AC
Is max	72,46 A
I cellule max (Pour 5 cellules)	20,49 A
<i>Caractéristiques magnétiques</i>	<i>Valeurs</i>
Matériaux de l'étude	3C96
B max	0,35 T
Perméabilité	2000
<i>Caractéristiques générales du PCB</i>	<i>Valeurs</i>
Densité de puissance	12 A/mm ²
Épaisseur de cuivre	75 µm
Épaisseur de Kapton	50 µm

L'étude se porte sur un onduleur triphasé 25kVA avec une tension réseau de 350V DC et en sortie 115V AC. Le but de cette étude est d'estimer le volume et les pertes optimales du convertisseur en fonction du nombre de cellules entrelacées et de l'épaisseur du PCB, soit du nombre de spires.

II. Caractéristiques du PCB

Partant de l'hypothèse que le nombre de spires primaire et secondaire est connu, il reste une tâche essentielle dans la conception d'un transformateur planar : la définition du circuit imprimé, notamment de son empilage. On part du principe que chaque couche comprend une spire. Il est alors nécessaire de faire plusieurs tours sur une même couche pour maintenir un faible effet de peau. Pour relier chaque enroulement entre couches, de nombreux vias seront nécessaires. Deux types de vias sont réalisables : les vias enterrés et les vias traversants.

Le premier type de vias donne une liberté importante. Chaque couche est directement reliée avec la suivante sans traverser l'ensemble du PCB. Ce système évite de croiser une piste sur une couche supérieure ou inférieure et permet un encombrement minimal. L'inconvénient est que les couches sont reliées uniquement avec les suivantes, les spires doivent impérativement se suivre. Cela rend impossible la mise en parallèle des spires qui limitent l'effet de peau. Un autre type de vias enterrés réalise des connexions entre deux couches non consécutives. Ceux-ci rendent possible la disposition des couches dans l'ordre souhaité. Il faut tout de même faire attention à ce qu'aucune spire ne traverse le via. La réalisation du via se fait nécessairement à l'extérieur des spires pour éviter tout contact.

La seconde méthode est beaucoup plus simple à réaliser industriellement, mais beaucoup moins avantageuse d'un point de vue packaging. Les vias traversent systématiquement l'ensemble du PCB. Ils doivent nécessairement être placés à l'extérieur des spires pour éviter tout contact avec les spires non appropriées. Un avantage non négligeable de ce système est que les couches peuvent être placées dans n'importe quel ordre. Un autre inconvénient des vias, et pas des moindres, est l'épaisseur de cuivre à l'intérieur du PCB qui ne dépasse pas les 25µm. La densité de puissance à l'intérieur du via est égale à :

$$Dp = \frac{\text{Courant}}{\text{Diamtre_perçage}(mm^2) \times \pi \times 25\mu m(mm^2)}$$

Pour respecter la densité de puissance dans les vias, avec les caractéristiques électriques souhaitées, il faut placer 21 vias en parallèle avec un diamètre de perçage de 0.8mm. Les types de connexion entre couches rendent le circuit plus complexe à concevoir. La longueur moyenne des spires se trouve allongée. De plus, les contraintes d'isolement entre pistes au sein d'une couche peuvent alors très fortement dégrader le coefficient de foisonnement. On cherche à équilibrer les pertes cuivre en parallélisant des couches.

La distance entre chaque bras d'enroulements est directement proportionnelle à la largeur des spires. Cette distance peut être minimisée sans en détériorer la densité de puissance en parallélisant les spires. Du fait, l'épaisseur du PCB augmente.

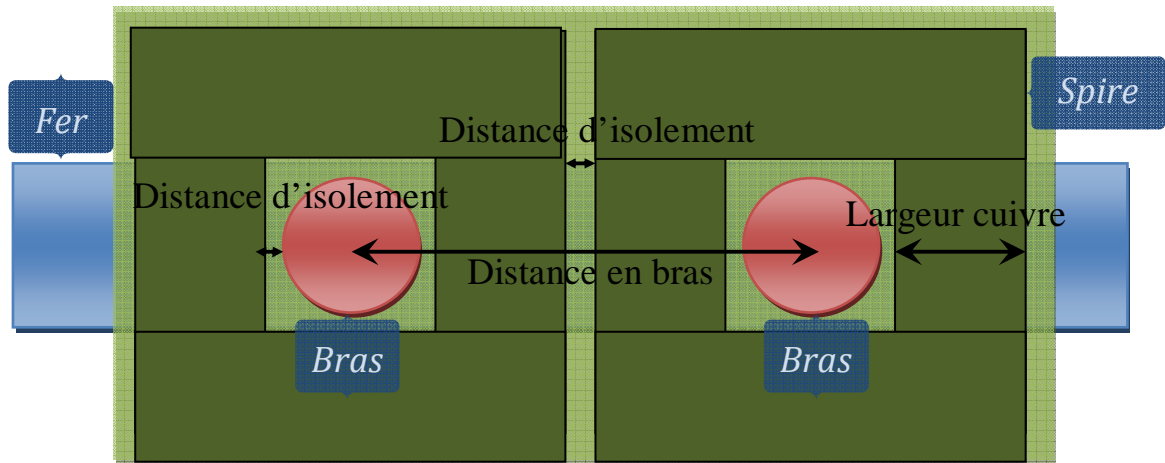


Figure G-1: Représentation des différentes grandeurs physiques, entre le PCB et le circuit magnétique

On cherche à présent à minimiser les pertes cuivre en choisissant l'empilage des couches le plus optimal. Dans le cas du coupleur, le choix n'est pas très compliqué., Il s'agit d'un simple bobinage encerclant à lui seul un bras d'enroulements. Il n'y a pas de secondaire et donc pas de problème de couplage capacitif entre phases. C'est aussi l'un des choix qui justifiait la structure monolithique en planar, car, dans le cas des transformateurs de couplage, une capacité de 100pF entre les enroulements engendre d'importants déséquilibres dans les courants de phases. Pour minimiser cette capacité, il faut intervertir les enroulements primaire et secondaire, ce qui a pour effet d'augmenter les inductances de fuites des enroulements. Dans notre cas nous nous intéressons à l'empilement des spires en parallèle. Deux câblages sont envisagés :

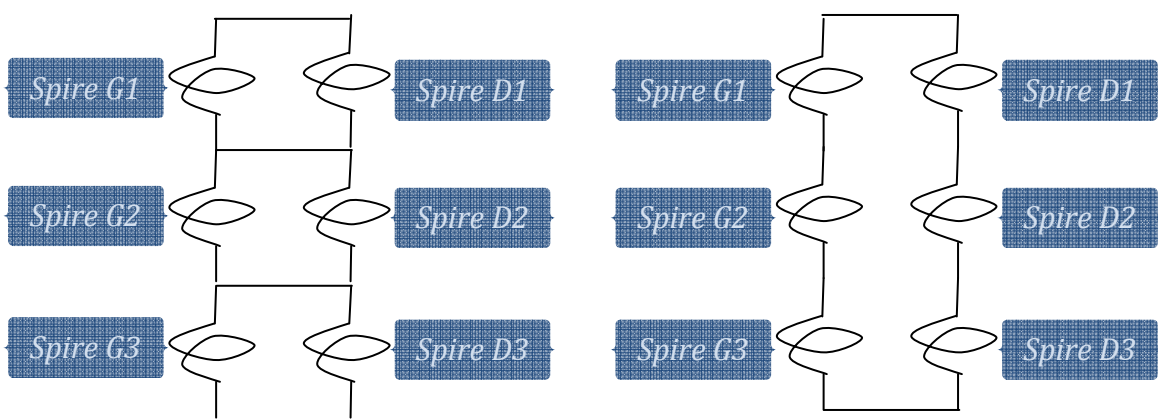


Figure G-2: Exemple d'empilage de 3 spires, configuration 1 à gauche, configuration 2 à droite

La première configuration relie chaque spire en parallèle sur chaque couche, alors que la seconde configuration ne les connecte que sur la première et la dernière couche. La

première configuration génère des courants de circulation entre couches importants. Ce phénomène est classique dans le cas de spires en parallèle : chaque spire ne « voit » pas exactement le même flux, la tension induite n'est pas exactement la même. Cela revient donc à paralléliser deux générateurs de tensions légèrement différentes via l'impédance des spires. La connexion des spires est modifiée : on ne parallélise plus spire à spire, mais N enroulements sur la totalité des spires. Le but est qu'en moyenne les différences de flux se compensent : la différence de tension induite est alors plus faible. Les courants de circulation entre enroulements parallélisés doivent donc être plus faibles. Le schéma présente l'empilement des couches sur le circuit imprimé. Les spires en parallèle sont chacune alternée pour moyenner le flux perçu par les spires sur l'ensemble de l'épaisseur du PCB. Ainsi les différences de tension induites seront minimisées.

L'empilage des couches du circuit imprimé est présenté dans la figure ci-dessous. Les couches de cuivre sont placées sur chaque côté d'une couche de Kapton de $50\mu\text{m}$. Un isolant électrique de $90\mu\text{m}$ est ajouté entre chaque plaque double face. Les spires en parallèle sont alternées et les vias sont disposés à l'extérieur des enroulements.

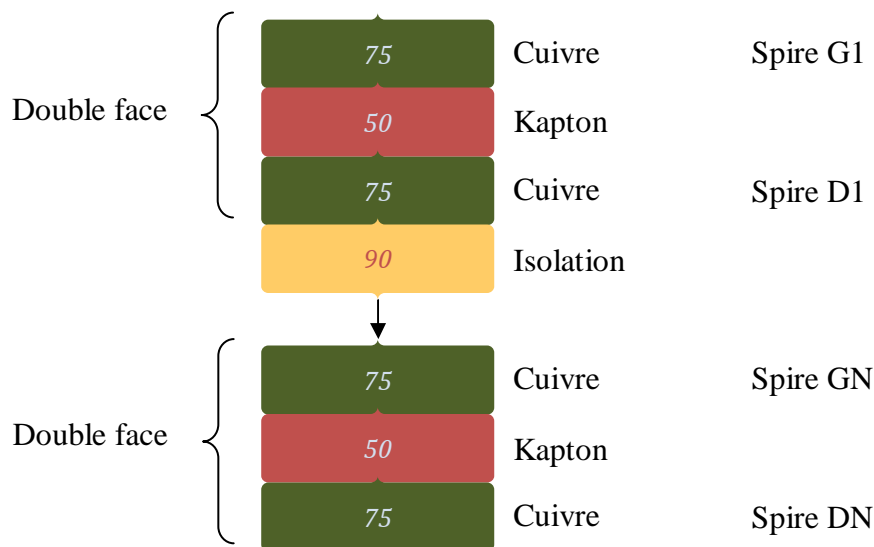


Figure G-3: Empilage du circuit imprimé et placement des spires

III. Choix des dimensions de fer

Les transformateurs inter-cellules monolithiques sont constitués de n enroulements bobinés sur les p branches d'un noyau magnétique. Ces transformateurs ne doivent être dimensionnés ni comme des transformateurs, ni comme des inductances car ils ont des propriétés bien particulières :

- La tension rectangulaire alternative aux bornes de chaque bobinage est imposée par la voie du convertisseur auquel il est connecté. Chaque bobine se comporte donc comme une *source de flux alternatif*. Le terme *source* signifie ici que la bobine impose l'amplitude, la phase et la forme du flux qui la traverse sans pouvoir être influencée par la valeur des réluctances du circuit ou le motif de tension appliqué aux autres bobines. On notera accessoirement que les tensions sont carrées à rapport cyclique variables. Ainsi les flux ainsi imposés dans les jambes bobinées sont triangulaires à amplitude et pente variables. Dans l'air et dans les jambes transversales, on observe des combinaisons parfois complexes de ces différents flux; ces combinaisons dépendent de la topologie du circuit magnétique et de l'agencement des bobines, et l'optimisation de ces paramètres tend à minimiser les flux résultants : dans un dispositif bien conçu, les flux alternatifs et les pertes résultant des flux alternatifs dans toutes les parties du circuit magnétique seront assimilables aux flux triangulaires des jambes bobinées. Enfin, les composantes continues de flux qui dépendent quant à elles directement des différentes réluctances et du niveau de courant continu doivent rester très faibles. En conclusion, dans un transformateur monolithique bien conçu, les densités de flux dans toutes les jambes sont assimilables à celles des jambes bobinées (onde triangulaire) et c'est ainsi que les densités de pertes fer seront estimées.
- Les courants dans les bobinages sont quasiment tous identiques (au courant magnétisant près). Ces ondulations résultent du découpage entrelacé de tous les bras ; elles sont donc à *p.fdec.* et d'amplitude assez faible. Dans un transformateur intercellules, il n'y a donc quasiment pas de courant à *fdec*, la composante majoritaire est une composante Basse Fréquence (fréquence de modulation de l'onduleur). Toutefois, les résistances AC des bobinages peuvent être nettement plus élevées que la résistance DC, et bien que le courant à *p.fdec* soit faible, il faut prendre en compte les pertes générées par cette ondulation de courant à *p.fdec*. La géométrie des circuits planars ne favorisant pas les inductances de fuite, il est fort probable qu'un courant à *fdec* non négligeable vienne s'ajouter à la composante à *p.fdec* des enroulements.

On commence par figer un certain nombre de paramètres du cahier des charges (en particulier, tension, fréquence de découpage, nombre de cellules, noyau magnétique et matériau magnétique). Le choix de la section de fer dépend de plusieurs facteurs. Elle doit être dimensionnée de manière à minimiser les pertes totales du convertisseur en fonction de

l'épaisseur du PCB (nombre de spires), et de la largeur des pistes qui définissent la distance entre les bras d'enroulements. La section de fer des bras d'enroulement est directement proportionnelle à la formule suivante :

$$[77] \quad Sf \geq \frac{Ve}{8 \times B_{\max} \times F_{dec} \times N_{spire}}$$

- F_{dec} est la fréquence de découpage minimal de commande
- B_{\max} est l'induction maximale avant saturation du circuit magnétique
- V_e , la tension d'alimentation continue
- N_{spire} , le nombre de spires de chaque enroulement

A partir des pertes fer admissibles, de la tension, de la fréquence et des modèles de pertes des différents matériaux, on déterminera par la suite le nombre de spires optimal. Cet optimum, souvent assez « pointu », doit être déterminé au cas par cas. A ce niveau, plusieurs variantes sont donc à calculer en parallèle pour parvenir au résultat.

Dans l'hypothèse où les sections de fer sont dimensionnées à une induction maximale B_{\max} fixe, la section des barres transversales dépend directement de la section de fer des bras d'enroulements déterminée précédemment. Les flux dans les parties transversales du circuit magnétique dépendent de l'état de tous les enroulements à l'instant t . Nous considérons le schéma de réluctance de la topologie circulaire illustrée **Figure G-4**, pour un convertisseur à 7 cellules.

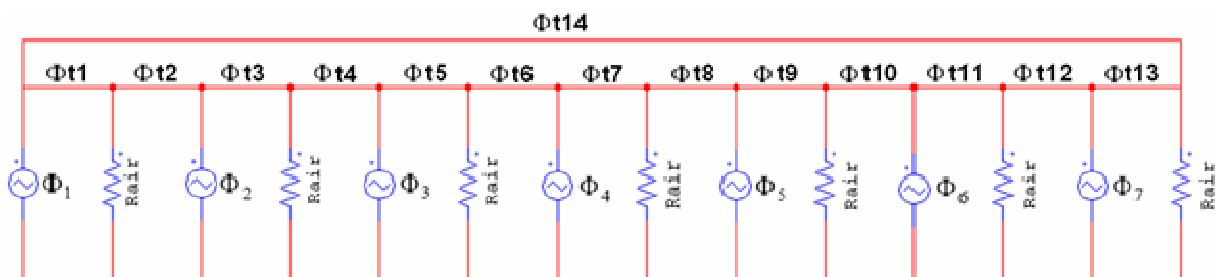


Figure G-4: Schéma de réluctance de la topologie circulaire à flux réparti

Lorsque les sept tensions sont imposées, les flux transversaux sont alors décrits par la relation suivante :

$$[78] \quad \begin{bmatrix} \Phi_{1t} \\ \Phi_{2t} \\ \Phi_{3t} \\ \Phi_{4t} \\ \Phi_{5t} \\ \Phi_{6t} \\ \Phi_{7t} \\ \Phi_{8t} \\ \Phi_{9t} \\ \Phi_{10t} \\ \Phi_{11t} \\ \Phi_{12t} \\ \Phi_{13t} \\ \Phi_{14t} \end{bmatrix} = \frac{1}{14} \times \begin{bmatrix} -7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 \\ -5 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 \\ -5 & -7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 \\ -3 & -5 & 7 & 5 & 3 & 1 & -1 \\ -3 & -5 & -7 & 5 & 3 & 1 & -1 \\ -1 & -3 & -5 & 7 & 5 & 3 & 1 \\ -1 & -3 & -5 & -7 & 5 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -3 & -5 & 7 & 5 & 3 \\ 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 5 & 3 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & 7 & 5 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 & 5 \\ 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & 7 \\ 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 & -7 \\ 7 & 5 & 3 & 1 & -1 & -3 & -5 \end{bmatrix} \times [\Phi_{v1} \quad \Phi_{v2} \quad \Phi_{v3} \quad \Phi_{v4} \quad \Phi_{v5} \quad \Phi_{v6} \quad \Phi_{v7}]$$

Les flux générés par chaque enroulement sont de forme triangulaire et déphasés de $2\pi/q$. Donc pour exprimer l'épaisseur transversale, on choisit un instant où l'un des flux est maximal dans les bras d'enroulements, $t = 0$ par exemple. On définit une matrice de coefficients donnant le ratio entre chaque flux généré par chaque enroulement pour l'induction maximale souhaitée. Pour 7 phases, le ratio est :

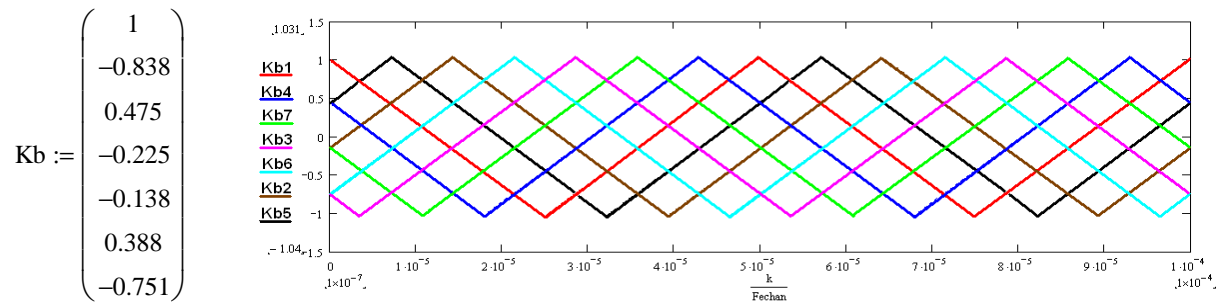


Figure G-5: Ratio des amplitudes de flux généré par les différents enroulements au temps $t = 0$ pour une alimentation permutée

Les flux des champs magnétiques dans les bras d'enroulements sont uniformes à travers une surface et s'écrivent :

$$[79] \quad \Phi = \iint \vec{B} \times d\vec{S}f = B \times Sf \rightarrow \Phi_{Vi} = B_{Vi} \times Ac$$

Les flux dans les parties transversales s'écrivent donc en fonction des différents flux générés et des matrices d'expression des flux. Pour Kb à l'instant $t = 0$ nous obtenons :

$$[80] \quad \Phi_{it} = \frac{1}{14} M \times (Kb \times B_{\max}) \times Sf$$

Pour $t = 0$, nous obtenons un maximum du module des flux transversaux sur Φ_{3t} . Bien sûr, pour $t \neq 0$, le maximum se déplacera sur l'ensemble de la structure en conservant toujours les

mêmes valeurs du fait de la géométrie du circuit magnétique. La section de fer transversale minimale se calcule de la manière suivante :

$$[81] \quad S_t \min \geq \frac{\Phi_t \max}{B \max}$$

Le calcul de l'épaisseur de fer transversale dépendra de la géométrie des bras d'enroulements. Par exemple, si les bras d'enroulements sont carrés, la largeur de fer transversale sera de la même valeur que les côtés du carré. L'épaisseur transversale s'exprimera donc de la manière suivante :

$$[82] \quad Ep_t \geq \frac{S_t \min}{Dist_côté}$$

IV. Dimensionnement et prise en compte des semi-conducteurs

Pour évaluer l'intérêt de l'onduleur multicellulaires avec transformateurs de couplage par rapport à un onduleur monocellulaire avec inductance de lissage, il faut également calculer les pertes dans les semi-conducteurs et dimensionner les filtres.

Les pertes dans les semi-conducteurs se décomposent en pertes par conduction dans les IGBT et les diodes, pertes à l'amorçage des IGBT avec prise en compte du recouvrement des diodes, et pertes au blocage dans les IGBT. Les pertes sont calculées pour une température de jonction, une tension d'alimentation et une fréquence de découpage données et une modulation de largeur d'impulsion standard.

Il est alors possible de calculer un volume et une masse de dissipateur dans le cas d'un refroidissement en convection forcée ou simplement considérer la valeur des pertes engendrées par chaque composant.

Une augmentation de la fréquence de découpage implique une augmentation du volume du dissipateur qui anéantit très rapidement le gain en volume sur le coupleur. Afin de ne pas augmenter les pertes par rapport à la solution actuelle découplant à 30kHz, nous avons concentré les dimensionnements sur la gamme de fréquence 10 à 30 kHz.

Pour calculer les différentes pertes, nous utilisons les données fournies par le constructeur. Pour les pertes par conduction, nous prenons les caractéristiques statiques et interpolons les courbes, *Annexe I*. Pour les pertes par commutation, nous utilisons les courbes d'énergies à l'amorçage E_{ON} et E_{OFF} au blocage de l'IGBT et l'énergie de

recouvrement Erec de la diode. En général, ces courbes peuvent être interpolées par des équations du second degré, *Annexe 1*.

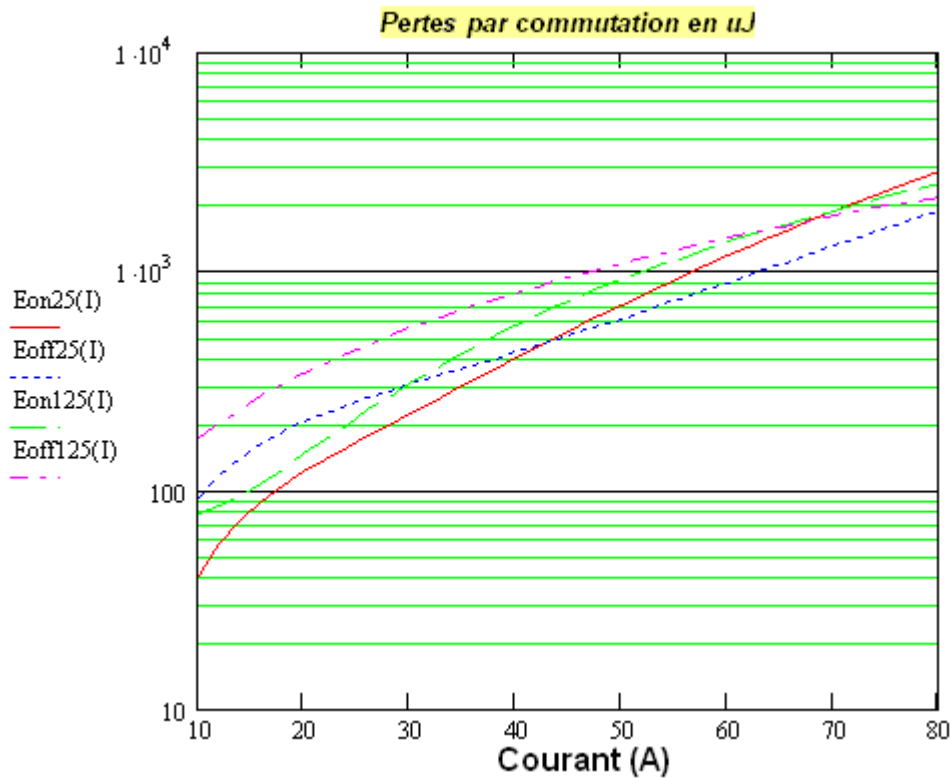


Figure G-6: Pertes par commutation en fonction du courant de collecteur-émetteur pour 25° et 125°

H. Annexe Structure de commande

Dans le cadre de ces travaux, deux variantes de la MLI sont utilisées. Il s'agit de la PWM de type sinus-triangle, connue sous le nom de PWM intersective, et d'une DPWM haute définition à base de PLL. Le principe théorique de ces variantes de PWM est détaillé dans cette annexe.

La chaîne de commande réalisée sur la maquette est présentée à la **Figure H-1**. Le FPGA implémente un microprocesseur NIOS qui communique avec des périphériques par le biais d'un bus AVALON (bus propriétaire d'ALTERA). Les 48 modules PWM nécessaires au fonctionnement de la maquette sont tous placés sur ce bus, ils possèdent tous une plage d'adresse sur 4 bits permettant la configuration de l'ensemble des paramètres du module, fréquence de fonctionnement, temps mort, déphasage, ..., type de PWM (intersective simple ou double rampe, DPWM).

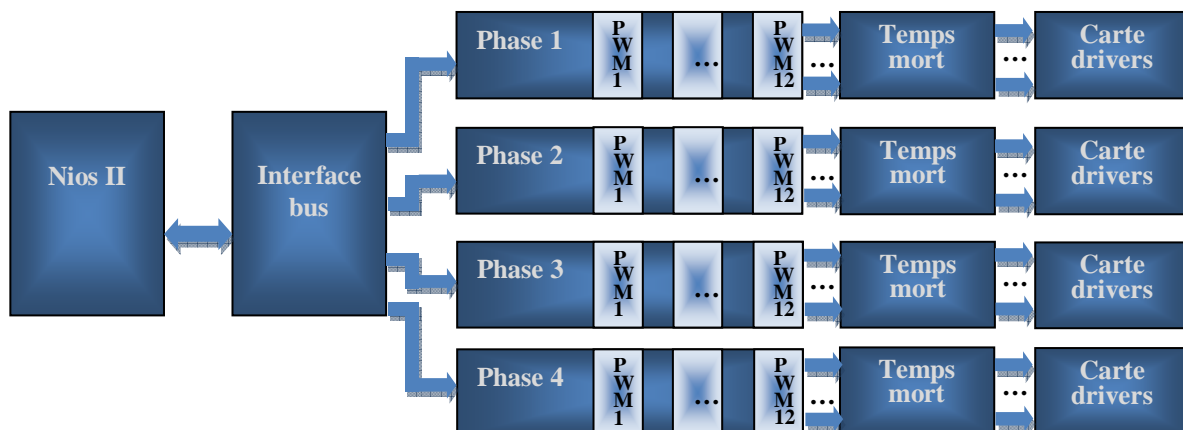


Figure H-1 : Structure de convertisseurs multi-niveaux à cellules imbriquées (4 niveaux)

Le bloc interface décrypte l'adressage du bus AVALON et dirige les informations vers le module PWM concerné. Les blocs temps mort génèrent l'intervalle de temps nécessaire pour éviter les cross-conductions sur les bras d'onduleurs. Ce bloc implémente un compteur déclenchable sur un front montant de PWM et /PWM qui décale d'un temps tm le passage à l'état haut du signal sur les sorties PWMh et PWMb (MOSFET haut et bas du bras de pont).

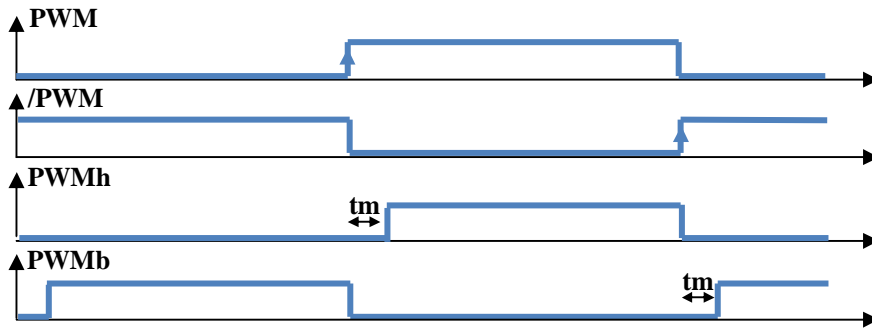


Figure H-2 : Principe du temps mort

Les cartes drivers sont placées au plus près des IGBTs, elles sont donc éloignées du FPGA. Pour éviter toute interférence et problème de glitch (état instable sur un transitoire), des éléments de sécurité sont ajoutés sur ces cartes. La première des sécurités est d'empêcher l'amorçage d'un transistor de bras de pont si l'autre transistor du bras est déjà amorcé. Pour cela un simple « ou exclusif » suffit. La seconde sécurité consiste à interdire tout signal de temps inférieur au temps mort maximal des PWM. Si les signaux restent à l'état haut plus longtemps que les compteurs déclenchables sur fronts montants implémentés dans les drivers, alors les signaux de PWM sont transmis.

L'objectif d'une commande par modulation à largeur d'impulsion est d'imposer, à chaque période de découpage, une tension moyenne aux bornes de chaque phase de la charge égale à sa tension de référence. La méthode la plus classique consiste à comparer la modulante (le signal à synthétiser) à une porteuse généralement triangulaire (simple ou double rampe). Le signal de sortie vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse, 0 sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse.

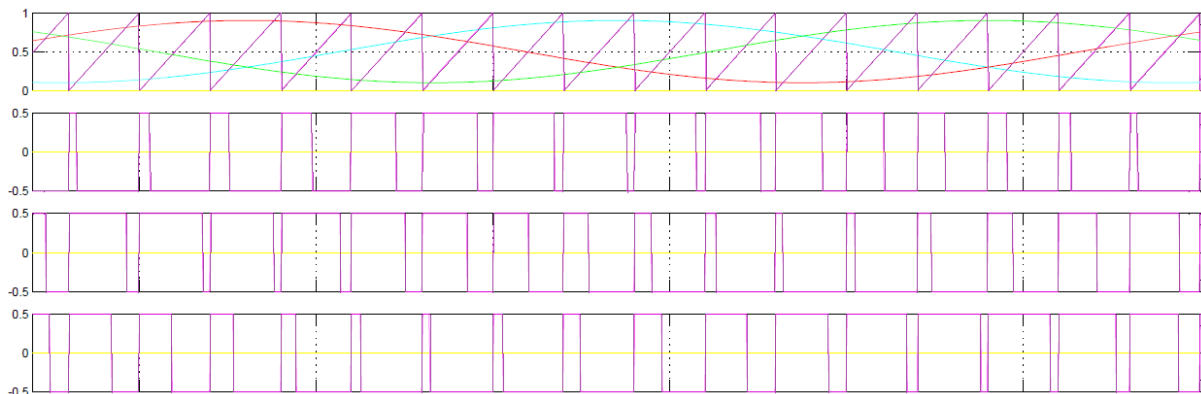


Figure H-3 : Principe de la PWM

Une PWM haute résolution à fréquence de fonctionnement élevée (DPWM) peut être construite à l'aide d'une horloge très rapide, d'un compteur et d'un comparateur, soit une PWM intersective. Pour atteindre n bits de résolution à la fréquence de découpage f_s , la fréquence d'horloge requise est de $2^n f_s$. Il en résulte un fonctionnement à des fréquences importantes et une augmentation de la consommation. Par exemple, pour une résolution de 12 bits à fréquence de découpage de 50kHz, la fréquence d'horloge requise est de 204.8Mhz.

Une autre approche possible de la DPWM met en œuvre des PLL pour affiner le pas de résolution. Une résolution de n bits est obtenue en utilisant un compteur de n_c bits ($n_c < n$), alors que les $n_d = n - n_c$ bits sont obtenus par les PLL. La **Figure H-4** montre le principe de fonction de ce type de DPWM pour un cas où $n = 4$, $n_c = 2$ et $n_d = 2$. Pour obtenir $n_d = 2$, il faut utiliser 2^{n_d} PLL.

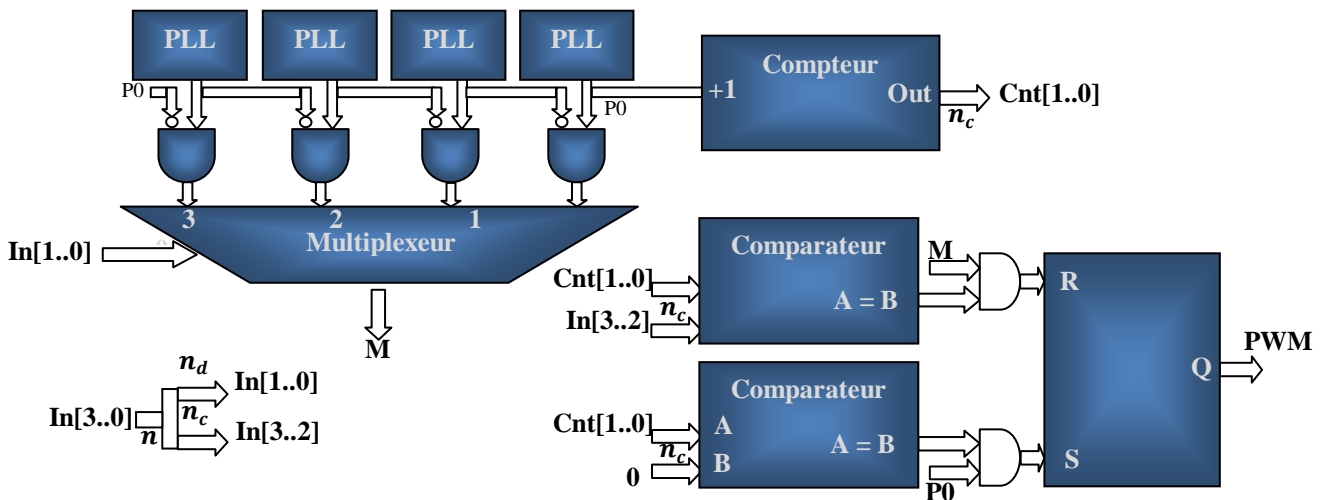


Figure H-4 : Principe de la DPWM

Pour commencer un cycle de PWM, la sortie de la bascule RS est mise à 1. La sortie de la bascule RS passe à zéro lorsque que la valeur $Cnt[1..0]$ du compteur atteint la valeur de $In[3..2]$, les bits de poids fort, et lorsque que M passe à 1. La sortie M du multiplexeur renvoie des impulsions déphasées en fonction de l'entrée $In[1..0]$. Ces impulsions permettent d'affiner le pas de calcul. Plus il y a de PLL mises en jeu, plus on peut intercaler d'impulsions entre deux périodes d'horloge, plus on affinera la résolution de la PWM.

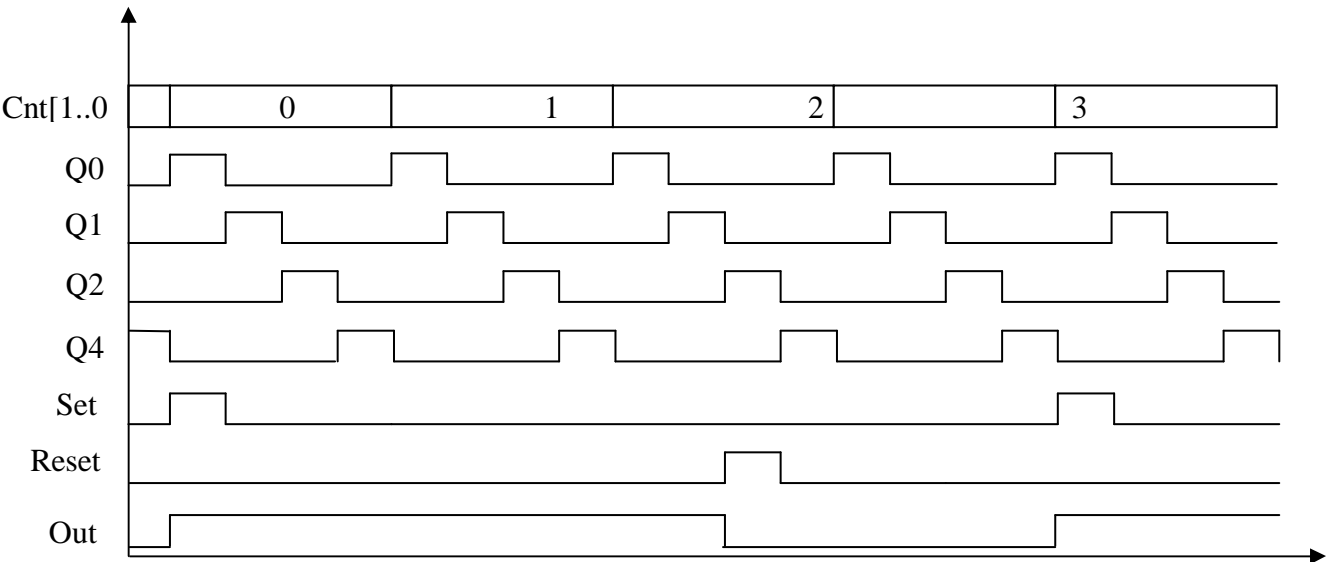


Figure H-5 : Principe de la DPWM (chronogramme)

I. Annexe : Expérience sur la canalisation des flux

Pour tester cette hypothèse, l'expérience **Figure I-1** est réalisée. Elle a pour objectif de mettre en évidence l'intérêt du court-circuit sur la circulation du flux dans le circuit magnétique. On cherche à empêcher le flux de circuler dans les parties non souhaitées du circuit magnétique. L'expérience est réalisée de la manière suivante :

- Une inductance de filtrage est bobinée sur la première branche d'un circuit magnétique à 3 branches. Cette inductance peut être considérée comme la source de flux du réseau.
- Sur la branche centrale, deux enroulements sont bobinés. Le premier est réalisé à l'identique de l'enroulement de la branche 1, il aura pour objectif d'empêcher le flux de prendre ce chemin. Le second enroulement est un bobinage de mesure, il permet d'observer les variations de flux dans la branche centrale grâce à l'expression :

$$[83] \quad V = \frac{Nm}{N} \times \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{Avec } Nm \text{ le nombre de spires de mesure}$$

- Autour de la troisième branche, deux enroulements identiques à la branche centrale sont réalisés. Le premier enroulement est relié à une charge variable. Quant au second, il servira de mesure.

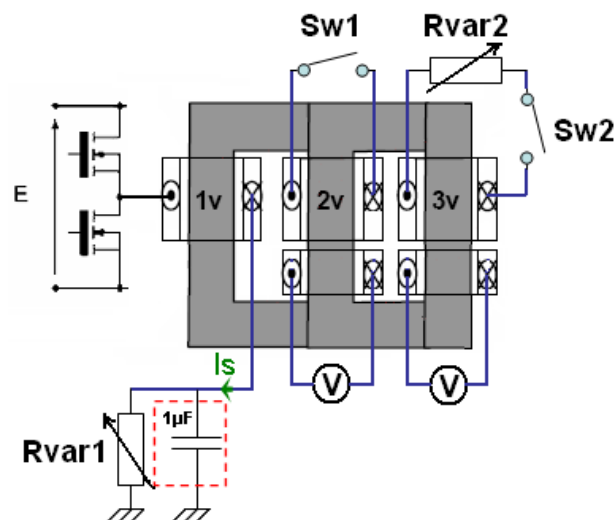


Figure I-1 : Expérience de contrôle des flux

Dans un premier temps, nous considérons Sw1 et Sw2 ouverts. Les deux enroulements 2v et 3v ne sont donc pas utilisés. Le schéma de réluctance du circuit magnétique est donc

comme présenté sur la **Figure I-2**. La majorité du flux engendré par la source doit passer par la branche centrale.

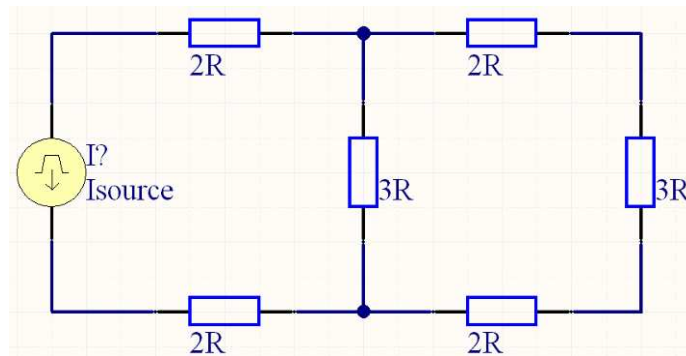


Figure I-2 : Schéma de réluctance de l'expérimentation

La **Figure I-3** montre les mesures de tensions aux bornes des deux enroulements de mesure. Comme attendu avec le schéma de réluctance, le courant dans la branche centrale est bien supérieur à celui de la troisième branche.

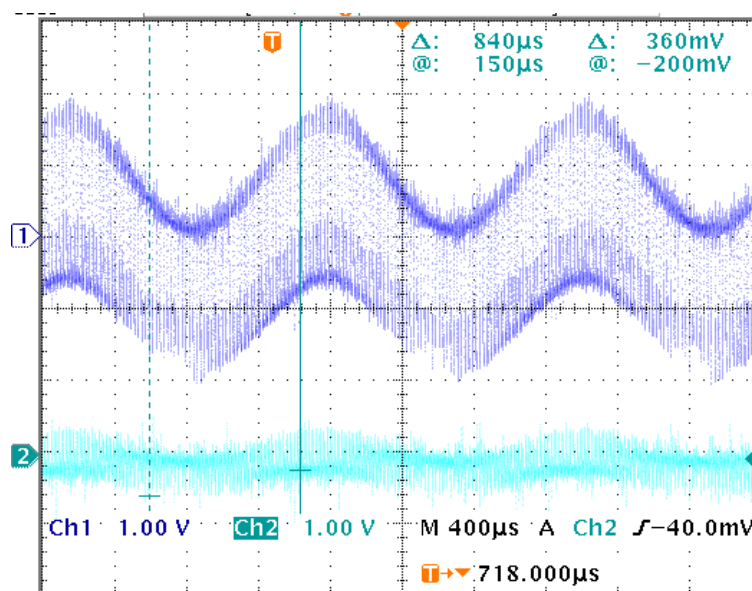


Figure I-3 : Tension aux bornes des deux enroulements de mesure avec Sw1 et Sw2 ouverts. 1) Branche centrale, 2) Troisième branche

On ferme Sw1, ce qui a pour effet de court-circuiter la branche centrale. La **Figure I-4** montre les mesures de tensions aux bornes des deux enroulements de mesure. Les variations de flux dans la branche centrale sont de quelques millivolts pour quelques volts dans la troisième branche. A l'exception des pertes engendrées par l'inductance de fuite de l'enroulement central, la quasi-totalité du flux est canalisée dans la troisième branche.

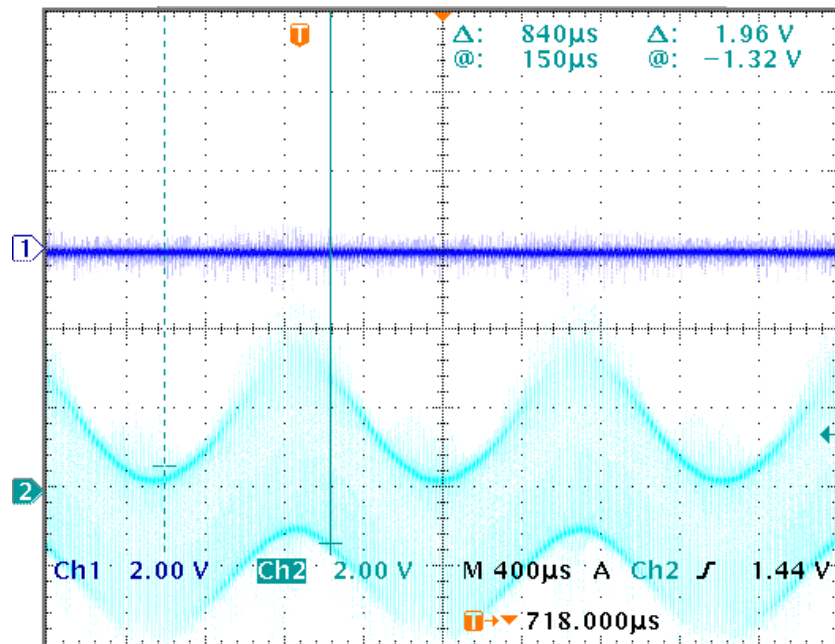


Figure I-4 : Tension aux bornes des deux enroulements de mesure avec Sw1 fermé et Sw2 ouverts. 1) Branche centrale, 2) Troisième branche

Comme souhaité, le flux est canalisé vers la troisième branche et annulé dans la branche centrale. En observant le courant dans l'enroulement 2v, on retrouve les variations de courants imposés par l'inductance 1v. La loi de Faraday, qui stipule qu'un conducteur fermé autour d'un champ magnétique crée un courant dans le conducteur qui va créer un flux qui s'oppose à celui qui lui a donné naissance, est donc vérifiée.

$$[84] \quad V = \frac{Nm}{N} \times \frac{d\Phi}{dt}$$

$$[85] \quad \text{Si } V = 0 \text{ alors } \frac{Nm}{N} \times \frac{d\Phi}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\Phi}{dt} = 0$$

Ces équations montrent que le flux est directement proportionnel à la tension qui se trouve aux bornes de l'enroulement. Si cette tension est nulle, aucune variation de flux ne peut le traverser. En revanche, ces formules ne fonctionnent que dans le cas d'un transformateur idéal, ce qui est en opposition avec le principe du filtrage par couplage. Les inductances n'ont pas un couplage parfait, elles intègrent donc des inductances de fuites nécessaires au filtrage ainsi que les résistances de cuivres imposées par les enroulements.

J. Annexe : Modèle équivalent d'un transformateur de couplage

Les inductances n'ont pas un couplage parfait, elles intègrent des inductances de fuites nécessaires au filtrage par coupleur, ainsi que les résistances de cuivre imposées par les enroulements. Le fait d'introduire un court-circuit dans les enroulements des phases inactives engendre des pertes supplémentaires. La **Figure J-1** donne le modèle classique d'un transformateur. Il présente six paramètres, l'inductance magnétisante L_m , le rapport de transformation n , les inductances de fuites L_{f1} et L_{f2} et les résistances de cuivre engendrées par les enroulements.

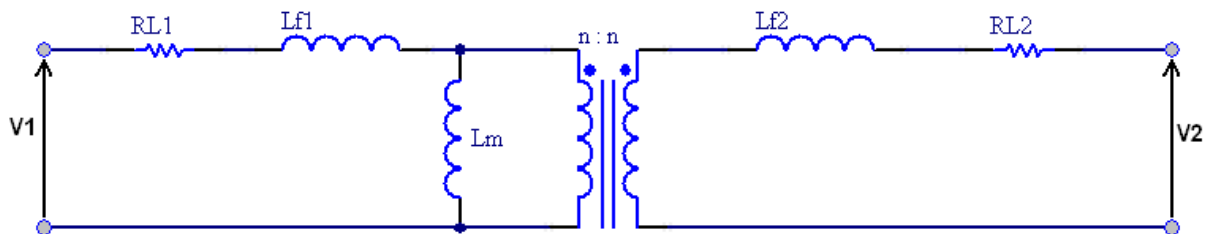


Figure J-1 : Modèle général d'un transformateur

Puisque ce modèle n'a pas une structure symétrique, il ne peut fournir les informations nécessaires à l'analyse du transformateur de couplage. Pour simplifier, un modèle de deux enroulements couplés identiques et inversés, composé d'une inductance magnétisante (L_m) et d'une résistance liée à la résistivité des spires R_L , est présenté sur la **Figure J-2**.

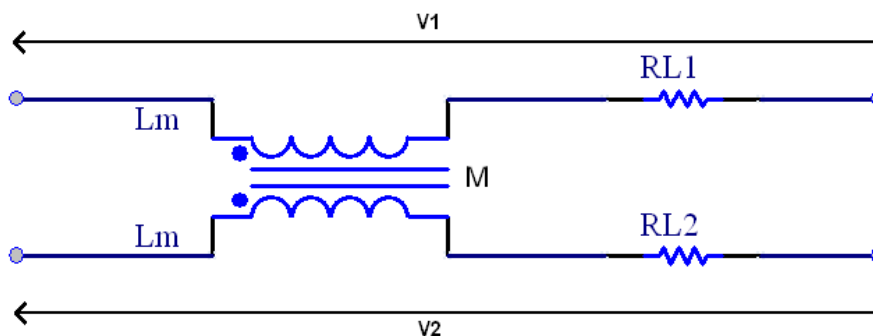


Figure J-2 : Deux inductances couplées à enroulements inversés avec résistances série

$$[86] \quad V_1 = L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} + R_{L1} i_1$$

$$[87] \quad V_2 = -M \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + R_{L2} i_2$$

Avec M la mutuelle inductance.

L'expression peut être écrite de la manière suivante, [Zhu 1010] :

$$[88] \quad V_1 = L_k \frac{di_1}{dt} - kV_2 + R_L (i_1 + ki_2)$$

$$[89] \quad V_2 = -kV_1 + L_k \frac{di_2}{dt} + R_L (i_2 + ki_1)$$

Avec L_k l'inductance de fuite défini par $L_k = (1 - k^2)L$ et k le coefficient de couplage défini par $k = M / L$.

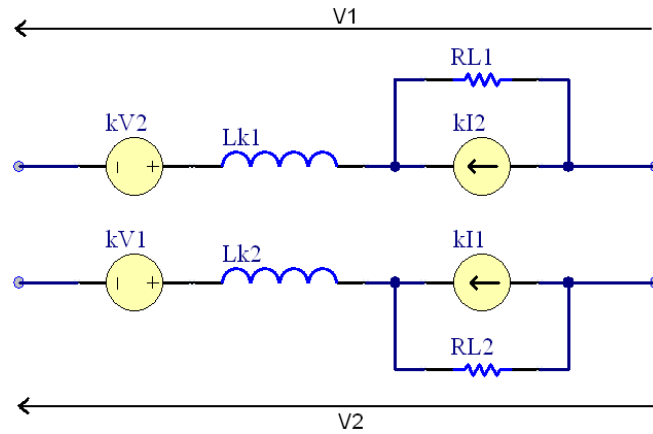


Figure J-3 : Circuit équivalent du transformateur couplé, [Zhu 1010]