

Etude et optimisation d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés

THÈSE N° 4718 (2010)

PRÉSENTÉE LE 2 JUILLET 2010

À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
PROGRAMME DOCTORAL EN ENERGIE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Yannick LOUVRIER

acceptée sur proposition du jury:

Prof. M. Kayal, président du jury
Prof. A. Rufer, directeur de thèse
Prof. J.-P. Ferrieux, rapporteur
Prof. Ph. Ladoux, rapporteur
Prof. Y. Perriard, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Suisse
2010

Résumé

Dans un contexte où économie et écologie suivent des trajectoires historiquement opposées, les énergies renouvelables semblent être un compromis intéressant. Cependant, la production énergétique de ces technologies émergentes est largement en retrait de leurs ancêtres et leurs coûts restent importants. C'est pourquoi, afin de mettre en évidence les vertues des énergies renouvelables et leurs potentiels, le projet de l'avion solaire "Solar-Impulse" a été initié. Cet appareil, qui est une première dans le monde de l'aviation, est également un formidable vecteur d'informations. En effet, conçu pour voler de jour comme de nuit et propulsé exclusivement à l'énergie solaire, cet avion met en évidence les performances des énergies renouvelables lorsqu'elles sont associées à des systèmes à haut rendement.

Le sujet de cette thèse est lié à la problématique du Solar-Impulse et c'est pourquoi il présente une méthodologie de dimensionnement de convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés adaptée aux applications dans lesquelles le rendement et la masse sont des critères essentiels. Cette méthodologie permet de déterminer, en fonction d'un cahier des charges donné, la topologie optimale et les composants à utiliser pour sa réalisation. Dans le contexte du Solar-Impulse, le convertisseur est utilisé pour gérer le flux d'énergie entre le générateur photovoltaïque et le module de batterie qui impose la tension du bus continue. Dans ce type d'application, la topologie la plus adaptée est le convertisseur élévateur car il permet d'élever le niveau de la tension du bus continue dans le but d'augmenter le rendement et de diminuer le poids du système global. Afin d'identifier la topologie optimale d'un convertisseur pour une application, en termes de rendement et de densité de puissance, un modèle de chaque élément qui compose le convertisseur doit être réalisé.

Les modèles des éléments qui composent la cellule de commutation sont présentés dans le but de pouvoir estimer les pertes dans celle-ci et comparer les différents modes de fonctionnement du convertisseur

d'un point de vue énergétique. La cellule de commutation modélisée, une méthode de dimensionnement optimale de l'inductance qui compose chaque canal est ensuite présentée dans le but d'obtenir le dimensionnement qui présente le meilleur compromis entre poids et pertes totales dans l'inductance. Le convertisseur étant destiné à une application qui évolue dans des conditions climatiques de haute altitude (10'000m), l'influence de l'altitude sur le dimensionnement du dissipateur a été étudiée afin de déterminer les conditions les plus défavorables. A la suite de cette analyse, un modèle thermique a été proposé.

La modélisation terminée, la sensibilité des différents paramètres de conception est étudiée. Sur la base de cette étude, l'influence des paramètres sur le rendement et la densité de puissance ont été représentés à l'aide du tracé du front de Pareto.

A la suite de cette analyse, deux méthodologies de dimensionnement ont été proposées. La première est une méthode multicritères qui permet de tracer, par l'intermédiaire du front de Pareto, la dépendance qu'il existe entre le rendement du convertisseur et sa densité de puissance. La deuxième méthode, cette fois monocritère, maximise le rendement en respectant la contrainte imposée sur la densité de puissance. La méthode monocritère appliquée pour maximiser le critère du rendement européen permet de démontrer que l'énergie collectée sur une journée et la densité de puissance du convertisseur peuvent augmenter simultanément.

Finalement, le prototype réalisé à la suite de la théorie exposée dans ce travail est présenté et ses performances quantifiées dans le but de valider la méthodologie de dimensionnement exposée.

Mots clefs : Convertisseur entrelacé, optimisation multicritères, rendement européen, cellule de commutation, haut rendement, méthodologie de dimensionnement, front de Pareto.

Abstract

In a context in which economy and ecology follow historically opposed trajectories, renewable energies appear as an interesting compromise. However, the energy production from these emerging technologies is well below that of their ancestors, and their costs remain high. For this reason, the "Solar-Impulse" solar airplane project was initiated to show the virtues and the potential of renewable energies. This aircraft, the first of its kind in the world of aviation, is also an incredible vector for information. In fact, designed to fly day and night and propelled exclusively by solar energy, this aeroplane displays the performance that renewable energy can achieve when combined with high efficient systems. The subject of this thesis focuses on the challenges of the Solar-Impulse, and that is why it presents a methodology for designing an interleaved DC/DC converter adapted to applications in which efficiency and weight are the essential criteria. Using given specifications, this methodology can determine the optimal topology and the components to be used in its creation. Within the context of the Solar-Impulse, the converter is used to control the flow of energy between the photovoltaic generator and the battery module that regulates voltage from the continuous bus. In this type of application, the most appropriate topology is a boost converter, as it steps up the voltage of the continuous bus in order to increase efficiency and reduce the weight of the overall system.

In order to identify the optimal converter topology for an application, in terms of efficiency and power density, a model of each component within the converter must be created. Models of the components of the commutation cell were developed in order to be able to estimate losses within the cell and compare various converter operating modes from an energetic perspective. Having modelled the commutation cell, a method for the optimal dimensioning of the inductance of each channel was then developed with the goal of obtaining the dimensioning that offers the best compromise between weight and total loss of in-

ductance. As the converter was designed for an application that operates under high altitude (10,000 m) climate conditions, the influence of altitude on the dimensioning of the heat sink was studied in order to determine the most adverse conditions. Following this analysis, a thermal model was proposed.

After completing the modelling, the sensitivity of the various design parameters was studied. Based on this study, the influence of these parameters on efficiency and power density was represented using a Pareto front. Based on this analysis, two dimensioning methodologies are proposed. The first is a multi-criterion method able to trace the dependency between the converter's efficiency and its power density through the intermediary of the Pareto front. The second method, a mono-criterion approach, maximises efficiency while respecting the constraint imposed on power density. The mono-criterion method applied to maximising the European efficiency criterion showed that an increase in the number of channels increased the quantity of energy collected over a day by increasing the power density of the converter.

Lastly, the prototype created based on the theory developed in this work is presented, and its performance quantified, with the goal of validating the elaborated dimensioning methodology.

Keywords : Interleaved converter, Multi-objective optimization, european efficiency, commutation cell, high efficiency, dimensioning methodology, Pareto front.

Remerciements

Arrivant au terme de ce travail de thèse, il est temps d'adresser mes remerciements aux personnes qui m'ont aidé et soutenu durant ce travail. En premier lieu, je tiens à remercier le Prof. Rufer, directeur de ce travail de thèse, pour les nombreuses opportunités qu'il m'a offertes. Ma reconnaissance va ensuite au Prof. Ferrieux, au Prof. Ladoux, au Prof. Perriard et au Prof. Kayal qui ont accepté de faire partie de mon Jury de thèse. Mes remerciements vont également à l'équipe du Solar-Impulse sans qui ce travail n'aurait pas été possible et à Pascal Vuillio-menet pour sa précieuse collaboration.

Je tiens également à adresser mes remerciements aux membres du laboratoire d'électronique industrielle pour leur précieuse collaboration et surtout pour leur amitié. Plus précisément au Dr. Philippe Barrade pour ses conseils et son épaule pas large mais solide sur laquelle j'ai pu m'appuyer. Je n'oublierai pas la méthode. Yves Birbaume pour son expertise et son savoir (tout) faire, même la bière. Fabienne Vionnet pour son efficacité, son franc parlé et sa générosité. Roberto Zoia pour la qualité du réseau informatique et sa gentillesse. Blaise Destraz avec qui j'ai partagé le même espace de travail et de longues discussions. Simon Delalay qui s'est gentiment mis à mon service lors des derniers mois de ce travail de thèse. Sans oublier Christian Blanc, Daniel Siemaszko, Frédéric Zurkinden, Irma Villard, Ricardo Lima et tous les autres docteurs ou doctorants du LEI qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail. Une pensée va également aux étudiants que j'ai eu la chance d'encadrer et avec qui j'ai souvent passé de magnifiques moments de partage.

J'adresse également mes remerciements au Prof. Santhakumar pour le mois partagé avec lui et sa contribution dans ce travail.

Pour finir je remercie mes proches et plus particulièrement mes parents pour leur soutien sans faille et leur aide précieuse durant toutes ces années. Mon amie Carole pour sa contribution dans ce travail et sa compréhension ainsi que tous mes amis.

Table des matières

Résumé	i
Remerciements	v
1. Introduction	1
1.1. Contexte	1
1.2. Motivation de ce travail de thèse	6
1.3. Structure du travail de thèse	9
2. Convertisseur élévateur, la cellule de commutation	11
2.1. Introduction	11
2.2. Notions élémentaires	14
2.2.1. Mécanismes de commutations	15
2.3. Modélisation du transistor Mosfet	20
2.3.1. Comportement du transistor Mosfet en régime dynamique	22
2.3.2. Mosfet en régime dynamique, modèle analytique	23
2.3.3. Mosfet en régime dynamique, schéma électrique équivalent	27
2.3.4. Transistor Mosfet à l'ouverture	31
2.3.5. Mosfet Pertes en conduction	37

2.4.	Modélisation de la diode de puissance	37
2.4.1.	La diode de puissance	37
2.4.2.	La diode de puissance à l'extinction	38
2.4.3.	Limitation des pertes liées au recouvrement de la diode	43
2.4.4.	Diode pertes en conduction	46
2.5.	La cellule de commutation Mosfet/Diode	46
2.5.1.	Cellule de commutation Mosfet/Diode, pertes en commutation	47
2.5.2.	Cellule de commutation Mosfet/Diode, évolu- tion des pertes	52
2.6.	Cellule de commutation Mosfet/Mosfet	57
2.6.1.	Cellule de commutation Mosfet/Mosfet, com- mutation douce	63
2.7.	Conclusion	79
2.7.1.	Cellule de commutation Mosfet/Diode, résumé	79
2.7.2.	Cellule de commutation Mosfet/Mosfet, résumé	80
3.	L'élément passif clef, l'inductance	81
3.1.	Introduction	81
3.2.	Généralités	83
3.3.	Les sollicitations	87
3.4.	Le noyau magnétique	88
3.4.1.	Le noyau, les pertes magnétiques	90
3.5.	Le bobinage, les pertes cuivre	101
3.5.1.	Pertes dans les conducteurs internes et externes	102
3.6.	L'inductance optimisée	110
3.7.	Conclusion	113
4.	Effet de l'altitude sur le dimensionnement du dissi- pateur, modèle thermique	117
4.1.	Introduction	117

4.2.	Performance d'un dissipateur en convection naturelle en haute altitude	118
4.2.1.	Généralités	118
4.2.2.	La convection naturelle	121
4.2.3.	Le rayonnement	124
4.2.4.	Evolution de la température d'une plaque isotherme en fonction de l'altitude	124
4.3.	Dimensionnement du dissipateur en convection naturelle	126
4.4.	Conclusion	133
5.	Dimensionnement et choix du nombre de canaux	135
5.1.	Introduction	135
5.2.	Les algorithmes d'optimisation usuels	138
5.3.	L'algorithme du recuit simulé	142
5.3.1.	Le recuit simulé appliqué à l'optimisation de l'inductance	145
5.4.	Les algorithmes génétiques	147
5.4.1.	Opérateur de sélection	149
5.4.2.	Opérateur de croisement	151
5.4.3.	Opérateur de mutation	153
5.5.	Optimisation multicritères, le front de Pareto	154
5.5.1.	L'optimalité au sens de Pareto	156
5.5.2.	Méthode d'optimisation multicritères exploitant le recuit simulé	157
5.5.3.	Méthode d'optimisation multicritères exploitant les algorithmes évolutionnaires	157
5.6.	Sensibilité des paramètres de conception	161
5.6.1.	Choix des composants qui formeront la cellule de commutation	163
5.6.2.	Effet du nombre de canaux N sur les caractéristiques du rendement et du poids du convertisseur	170

5.7. Critères à optimiser et définition de l'espace des solutions	179
5.7.1. Critère d'optimisation appliqué à la courbe de rendement	179
5.7.2. Limitation de l'espace de recherche	181
5.8. Optimisation multicritères d'un convertisseur DC/DC entrelacé parallèle	186
5.8.1. Le front de Pareto, optimisation multicritères	187
5.8.2. Effet de la puissance sur le front de Pareto	190
5.8.3. Optimisation du critère de rendement, optimisation monocritère	191
5.9. Conclusion	196
6. Validation expérimentale	199
6.1. Introduction	199
6.2. Convertisseur 4 canaux de 2kW, la conception	201
6.3. Convertisseur 4 canaux de 2kW, les performances électriques	209
6.3.1. Protocole de mesure et le matériel utilisé	209
6.3.2. Rendement et densité de puissance	213
6.4. Conclusion	219
7. Conclusion générale	221
7.1. Résumé	221
7.2. Résultats principaux	223
7.3. Perspectives	226
A. Décomposition spectrale du courant dans l'inductance	231
A.1. Analyse spectrale, Conduction discontinue	231

B. Expressions analytiques des pertes en conduction d'un transistor Mosfet commandé en diode	237
C. Modèle thermique cellule de commutation Mosfet/Mosfet	241
D. Diagramme, dimensionnement multicritères	245
E. Diagramme, optimisation monocritère	247
Curriculum Vitae	259

Nomenclature

α	Facteur de pondération	[-]
β	Coefficient d'expansion thermique volumique	[K^{-1}]
ϵ_1	Emissivité	[m/s^2]
η	Rendement électrique	[-]
η_{aire}	Surface sous la courbe de rendement	[-]
η_{euro}	Rendement européen	[-]
η_{max}	Rendement électrique maximal	[-]
μ	Viscosité dynamique	[Ns/m^2]
μ	perméabilité relative du noyau	[-]
ν	La viscosité cinématique	[$\frac{m^2}{s}$]
ρ	Densité	[kg/m^3]
σ	constante de Stefan-Boltzmann	[$Wm^{-2}K^{-4}$]
τ_a	Durée de vie ambipolaire	[s]
A_1	Surface plaque plane	[m^2]
A_e	Section effective du tore	[cm^2]
A_L	Inductance nominale	[H]
A_p	Produit des surfaces	[cm^4]

B_p	Induction magnétique crête	[T]
BV_{DSS}	Tension drain/source de blocage maximale	[V]
C_{diode}	Capacité parasite de la diode	[F]
C_{DS}	Capacité parasite drain/source	[F]
C_{GD}	Capacité parasite grille/drain	[F]
C_{GS}	Capacité parasite grille/source	[F]
C_{iss}	Capacité d'entrée d'un transistor Mosfet	[F]
C_{oss}	Capacité de sortie d'un transistor Mosfet	[F]
c_p	Chaleur spécifique	[J/kgK]
D	Rapport cyclique D	[-]
D_i	Diamètre intérieur du tore	[m]
D_{min}	Rapport cyclique minimal	[-]
D_o	Diamètre extérieur du tore	[m]
DP	Densité de puissance massique	[kW/kg]
DP_{max}	Densité de puissance massique maximale	[kW/kg]
E_{off}	Energie dissipée à l'ouverture du transistor Mosfet	[J]
E_{on}	Energie dissipée à la fermeture du transistor Mosfet	[W]
f	f fréquence de pulsation	[Hz]
F_{obj}	Fonction d'objectifs	
g	Accélération gravitationnelle	[$\frac{m}{s^2}$]
g_{fs}	Transconductance	[S]
Gr	Nombre de Grashof	[-]
h	Coefficient de transfert de chaleur h	[$\frac{m}{s^2}$]
h	Coefficient de transfert thermique par convection	[WK/m ²]

H_{DC}	Composante continue du Champ magnétique	[A/m]
H_T	Hauteur du noyau	[m]
i_a	Courant de diode	[A]
i_{canal}	Courant instantané dans un canal du convertisseur	[A]
I_D	Courant moyen dans la diode de la cellule de commutation du convertisseur élévateur	[A]
I_{inmax}	Courant d'entrée maximal	[A]
I_L	Courant qui circule dans l'inductance L	[A]
$I_{outcritiquemax}$	Courant de sortie maximal du convertisseur élévateur en mode de conduction critique	[A]
I_{out}	Courant moyen à la sortie du convertisseur élévateur	[A]
I_{pneg}	Courant pic négatif	[A]
I_{RM}	Courant de recouvrement maximum	[A]
I_T	Courant moyen dans le transistor de la cellule de commutation du convertisseur élévateur	[A]
k	Conductivité thermique du fluide	[WK/m]
$L_{critique}$	Valeur de l'inductance critique	[H]
L_D	Inductance parasite de drain	[H]
L_G	Inductance parasite de grille	[H]
L_{ligne}	Inductance de ligne	[H]
L_s	Inductance parasite de source	[H]
Nu	Nombre de Nusselt	[-]
$P_{condiode}$	Pertes de conduction de diode	[W]
P_{grille}	Puissance dissipée par la commande de grille	[W]
P_{in}	Puissance à l'entrée du convertisseur élévateur	[W]

P_{Miller}	Puissance dissipée durant le plateau Miller	[W]
P_{off}	Puissance dissipée à l'ouverture du transistor Mosfet	[W]
P_{on}	Puissance dissipée à la fermeture du transistor Mosfet	[W]
P_{out}	Puissance à la sortie du convertisseur élévateur	[W]
Pr	Nombre de Prandtl	[-]
Q_c	Charge capacitive diode Schottky	[C]
Q_{rr}	Charge recouvrée	[C]
Q_s	Charge stockée	[C]
R_a	Nombre de Rayleigh	[-]
$R_{DS(on)}$	Résistance de passage du canal d'un transistor Mosfet	[Ω]
R_G	Résistance de grille	[Ω]
R_{THg}	Résistance thermique de l'intercalaire placée entre le boîtier du composant et le dissipateur	[K/W]
R_{THrad}	Résistance thermique du dissipateur	[K/W]
R_{th}	Résistance thermique	[K/W]
S	Douceur de la diode	[-]
T_∞	Température ambiante	[°C]
T_a	Température ambiante	[°C]
T_e	Temps d'enclenchement	[s]
T_f	température du film	[K]
t_{if}	temps de descente du courant	[s]
t_{ir}	temps de montée du courant	[s]
$T_i(k)$	Température, recuit simulé	[-]
T_{jmax}	Température de jonction maximale	[°C]
t_{off}	Temps de fermeture	[s]

t_{on}	Temps d'enclenchement	[s]
T_p	Période de pulsation	[s]
t_{rr}	temps de recouvrement	[s]
t_{vf}	temps de descente de la tension	[s]
t_{vr}	temps de montée de la tension	[s]
T_w	Température d'une plaque plane	[°C]
U_{in}	Niveau de tension à l'entrée du convertisseur élévateur	[V]
U_{out}	Niveau de tension à la sortie du convertisseur élévateur	[V]
U_T	Tension aux bornes du transistor de la cellule de commutation du convertisseur élévateur	[V]
V_{DS}	Tension drain/source	[V]
V_{GS}	Tension grille/source	[V]
V_G	Tension de grille	[V]
V_j	Tension de jonction de la diode	[V]
$V_{noyau,min}$	Volume du noyau minimum	[m ³]
V_{th}	Tension de seuil	[V]
W_a	Surface de la fenêtre de bobinage	[cm ²]
W_{noyau}	Energie magnétique	[J]
x	longueur caractéristique	[m]

Chapitre 1

Introduction

1.1. Contexte

Dans un monde fondé sur un modèle d'économie croissant, la consommation d'énergie augmente irrémédiablement. Confronté à un changement climatique créé par le réchauffement global de la planète, une prise de conscience collective fait son chemin afin de réduire notre consommation d'énergie et nos émissions en gaz à effet de serre. Dans ce contexte où économie et écologie suivent des trajectoires historiquement opposées, les énergies renouvelables semblent être un compromis intéressant. Cependant, la production énergétique de ces solutions émergentes est largement en retrait de leurs ancêtres et leurs coûts restent importants malgré quelques projets importants. En effet, avec 350 000 panneaux installés sur 114 hectares et une capacité de production de 62 mégawatts la centrale photovoltaïque de Mourra au Portugal est l'une des plus grande du monde. En comparaison et sans prétention, la modeste centrale nucléaire de Mühleberg (Suisse) construite en 1972 a une puissance installée de 350MW. Ainsi, avec une augmentation de 30% en 30 ans, la consommation d'énergie en Suisse est proche de 60 TWh, ce qui représente une augmentation annuelle moyenne de 1%. Il devient de ce fait évident que les énergies renouvelables seules ne pourront pas compenser notre demande crois-

sante et que nos habitudes industrielles et comportementales doivent changer afin de réduire nos émissions de gaz à effet de serre. Pour illustrer l'évolution actuelle de nos habitudes, il est intéressant de visualiser les statistiques de l'OFEN (Office fédéral de l'énergie en Suisse) qui concernent l'évolution de la consommation du parc automobile et de la masse des véhicules. Comme on peut le constater, les véhicules neufs sont de plus en plus performants et la consommation diminue avec les années, alors que dans le même temps leur masse augmente diminuant ainsi l'impact de l'augmentation de l'efficacité des véhicules sur la consommation. L'évolution de la masse des véhicules est certes liée à des améliorations telles que la sécurité mais également à la demande du consommateur qui se tourne vers des véhicules toujours plus lourds et donc plus gourmands en énergie. A titre indicatif et toujours selon l'OFEN, une augmentation du poids du véhicule de 100kg correspond une à augmentation de la consommation de 0.5l/100km.

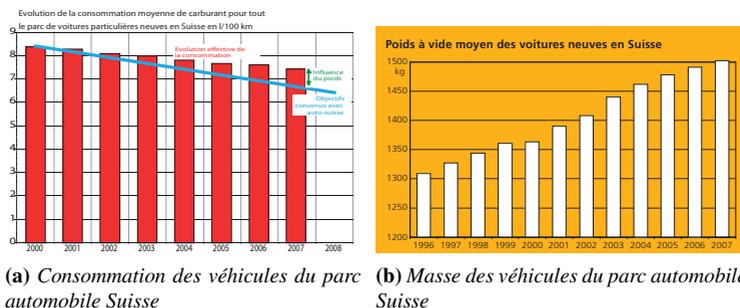


FIGURE 1.1. Statistiques de l'OFEN concernant l'évolution des caractéristiques de la consommation et de la masse du parc automobile Suisse

Dans le but de mettre en évidence les vertues des énergies renouvelables et leurs potentiels dans un monde où la gestion d'énergie serait reine, Bertrand Piccard et André Borschberg ont fondé la société anonyme "Solar-Impulse". Cette société a pour objectif de réaliser le premier avion solaire habité, capable de voler jour et nuit dans le but

d'effectuer un tour du monde. Ce projet, soutenu par un tissu industriel et économique international important, est une première dans le monde de l'aviation mais il est également un formidable vecteur d'informations. En effet, le Solar-Impulse permet de mettre en évidence le potentiel des énergies renouvelables, lorsqu'elles sont associées à des systèmes à haut rendement.



FIGURE 1.2. *Représentation du Solar-Impulse*
(source : mediatheque.epfl.ch/solarimpulse)

Le sujet de cette thèse est lié à la problématique du Solar-Impulse et c'est pourquoi elle propose une étude de dimensionnement de convertisseur DC/DC entrelacé adapté aux applications dans lesquelles le rendement et la masse sont des critères essentiels. En effet, le "Solar-Impulse" est une application typique, car il s'agit d'un système mobile autonome qui doit fonctionner jour et nuit et qui est alimenté par un générateur photovoltaïque embarqué. Le principe de fonctionnement est simple. Durant la journée, le générateur photovoltaïque charge les batteries et alimente le système, alors que durant les phases nocturnes, le système est alimenté via le module de batteries. Les satellites présentent un fonctionnement similaire à la différence près que le Solar-Impulse durant la journée procède à un changement d'altitude, dans le but d'utiliser l'appareil comme stockeur d'énergie potentielle. En effet, comme la quantité d'énergie électrique qui peut être stockée est limitée par la taille du banc de batteries, l'excès d'énergie est utilisé

pour faire voler l'avion à haute altitude (11'000m). En fin de journée, cette énergie potentielle est restituée lors de la phase de descente durant laquelle la géométrie de l'avion donne à l'appareil la possibilité de planer jusqu'à l'altitude de 3000m, altitude à laquelle la densité de l'air est plus importante ce qui permet d'accroître le rendement des hélices et donc de la chaîne de propulsion. Le profil de vol typique du Solar-Impulse, durant une journée, est représenté sur la figure 1.3 sur laquelle on peut constater la montée en altitude de l'appareil durant la journée ainsi que la descente de celui-ci jusqu'à l'altitude de 3000m afin d'effectuer le vol de nuit avec un rendement de la chaîne de propulsion le plus élevé possible.

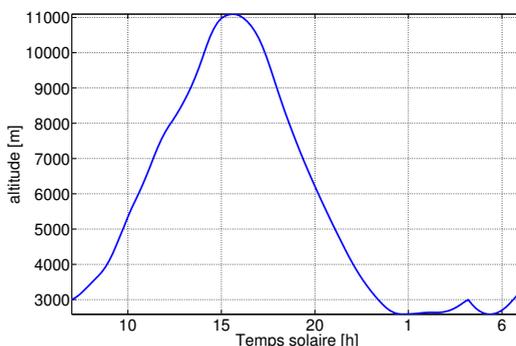


FIGURE 1.3. Profil de vol typique du Solar-Impulse (source :Rapport interne P.O. Moix LEI EPFL)

Le système électrique typique du Solar-Impulse ou d'un satellite est représenté sur la figure 1.4. Il est composé d'un générateur photovoltaïque, d'un convertisseur MPPT (Maximum power point tracking), d'un banc de batteries et d'une commande de gestion du flux d'énergie pour l'alimentation de la chaîne de propulsion et des équipements auxiliaires.

Dans un tel système, l'interface entre le générateur photovoltaïque et le banc de batteries est réalisée par une électronique communément appelée convertisseur MPPT qui possède deux fonctions. Premièrement, l'extraction du maximum de puissance du générateur photovoltaïque

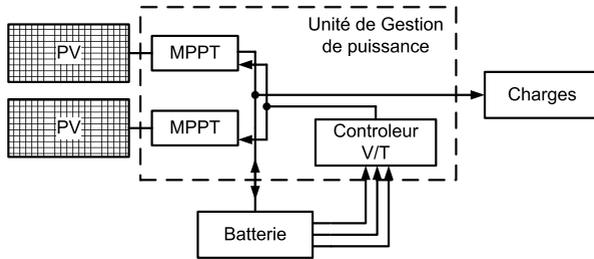


FIGURE 1.4. Représentation d'un système Générateur photovoltaïque batteries

et deuxièmement, la gestion de la charge du banc de batteries. Ce convertisseur contrôle le flux d'énergie entre deux sources continues. La topologie du convertisseur à utiliser est fixée par les niveaux de tensions. Lorsque la puissance à fournir par l'alimentation augmente, il convient d'augmenter la tension du bus continue imposée par le niveau de charge du module de batteries pour des raisons de poids et de rendement. Cette propriété conduit généralement à l'utilisation d'un convertisseur de type élévateur comme interface entre le générateur photovoltaïque et les batteries.

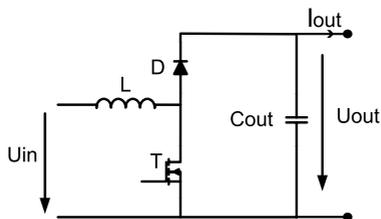


FIGURE 1.5. Convertisseur élévateur

Le convertisseur de type élévateur est une structure de base en électronique de puissance. Cette topologie de convertisseur est constituée d'une inductance en entrée, d'un condensateur en sortie et d'une cellule de commutation composée généralement d'une diode et d'un interrupteur commandé. Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant

croît dans l'inductance jusqu'au changement d'état de l'interrupteur. A cet instant, l'inductance se décharge au travers de la diode entraînant la diminution de la valeur du courant la traversant. La tension en sortie du convertisseur sera de ce fait plus élevée que la tension en entrée du convertisseur. Une montée en puissance dans une gamme de tension donnée entraîne une augmentation du courant à commuter. Afin de limiter les pertes en conduction et diminuer le poids du convertisseur, une structure multi-niveaux parallèle peut être envisagée. Cette structure consiste à placer en parallèle plusieurs convertisseurs élévateurs élémentaires et de décaler les commandes de ceux-ci, afin de diminuer l'amplitude et augmenter la fréquence de l'ondulation du courant à l'entrée du convertisseur. Cette structure de convertisseur a déjà fait l'objet de nombreuses études et de projets, notamment dans des applications d'assistance en puissance, dans des alimentations d'ordinateur ou plus communément dans des convertisseurs de type PFC (Power factor correction) [1].

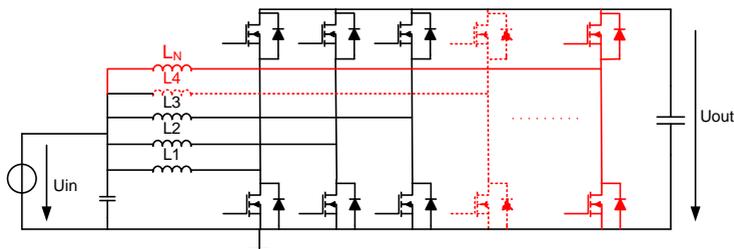


FIGURE 1.6. Topologie convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés

1.2. Motivation de ce travail de thèse

Ce travail de thèse a pour objectif l'établissement d'une méthodologie permettant de dimensionner un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés, dédié à des applications mobiles. A ce titre, deux cri-

tères sont considérés, le rendement et la densité massique de puissance du convertisseur.

Pour ce faire, un modèle de chaque élément qui compose le convertisseur a été réalisé afin de pouvoir maximiser la fonction d'objectifs F_{obj} mettant en relation les deux critères cités.

$$F_{obj} = \alpha \cdot \frac{DP}{DP_{max}} + (1 - \alpha) \frac{\eta}{\eta_{max}} \quad (1.1)$$

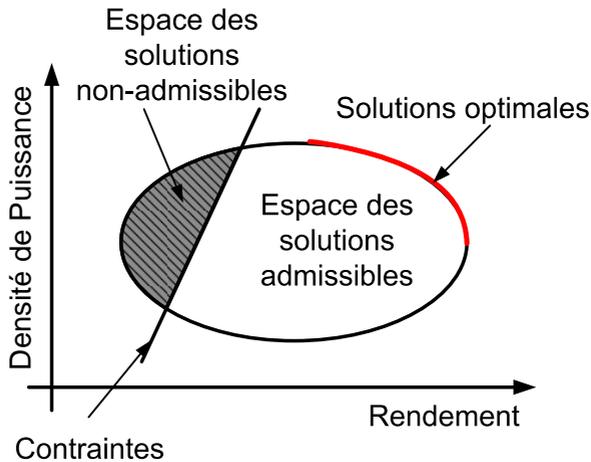


FIGURE 1.7. Définition géométrique de l'espace des solutions d'une fonction d'objectifs à deux critères

La représentation géométrique des solutions de la fonction d'objectifs F_{obj} dans un système d'axes qui représentent les critères du rendement et de la densité de puissance n'est rien d'autre qu'une surface délimitée par les contraintes de dimensionnement et les limites physiques du système. La figure 1.7 est une représentation schématique de l'espace des solutions, avec sur l'axe des abscisses le critère du rendement et l'axe des ordonnées la densité de puissance.

Parmi les solutions, toutes ne sont pas acceptables, car elles ne remplissent pas les contraintes de dimensionnement. Dans notre cas, le

taux d'ondulation à l'entrée du convertisseur, côté basse tension est une contrainte de dimensionnement qui sépare l'espace des solutions en deux, l'espace des solutions admissibles et non-admissibles. Dans l'espace des solutions admissibles, il y a les solutions qui maximisent la fonction d'objectifs F_{obj} . Ces solutions se trouvent sur le contour de la surface de l'espace des solutions admissibles. Lorsque ces solutions sont dites "non dominées", elles forment un "front de Pareto" qui est défini par l'ensemble des solutions qui sont telles qu'aucune autre solution ne présente de meilleurs résultats pour tous les critères étudiés. Cette définition de l'optimalité des solutions au sens de Pareto introduit parfaitement la notion de compromis qui existe entre les critères du rendement et de la densité de puissance.

Par a priori, la mise en parallèle d'un grand nombre de cellules élémentaires permet de diminuer la taille des éléments magnétiques en bénéficiant de l'atténuation sur l'ondulation de courant à l'entrée du convertisseur lié à l'entrelacement ainsi que les pertes en conduction dans le convertisseur. En revanche, plus le nombre N de cellules est important plus les pertes en commutation sont importantes. Il devient maintenant intuitif de dire que la maximisation de la fonction d'objectifs se réduit à la détermination du nombre optimum de canaux N permettant de trouver le bon compromis entre les critères de rendement, poids et ondulation de courant pour répondre au cahier des charges d'une application donnée. Dans cette étude, l'application est le Solar-Impulse qui servira d'exemple pour définir les niveaux de tensions ainsi que le niveau de puissance nécessaire au dimensionnement optimal du convertisseur. La contrainte du coût ne sera pas prise en compte car dans l'application du Solar-Impulse qui est un avion prototype, le prix des convertisseurs MPPT a peu d'importance dans le budget global de l'appareil.

1.3. Structure du travail de thèse

Ce travail de thèse est divisé en chapitres qui permettent au lecteur d'avoir une vue d'ensemble du projet d'étude passant par une explication brève du contexte de travail jusqu'à la réalisation d'un convertisseur prototype qui sera utilisé afin d'illustrer les résultats théoriques obtenus durant cette étude. Les différents chapitres traiteront les sujets suivant :

- ▲ Le chapitre 2 est consacré à l'étude énergétique de la cellule de commutation d'un convertisseur élévateur destiné à des niveaux de tension compris entre 300V et 600V pour une puissance à commuter maximale de 6kW. L'objectif de ce chapitre est de déterminer le mode de fonctionnement du convertisseur et la technologie de composants à utiliser en fonction de l'application. Pour ce faire, un modèle de pertes des cellules de commutation diode/mosfet et mosfet/mosfet a été réalisé. Le modèle de pertes réalisé, les modes de fonctionnement qui sont la conduction continue, critique, discontinue et le mode "quasi-résonnant" ont été comparés afin de mettre en avant leurs avantages et inconvénients.
- ▲ Le chapitre 3 étudie en détails un des éléments majeurs du convertisseur élévateur qui est l'inductance. Dans ce chapitre, l'étude et le dimensionnement d'une inductance toroïdale sont effectués. Ce chapitre propose une fonction automatique d'optimisation d'une inductance toroïdale basée sur un ensemble de deux tables contenant les informations relatives aux noyaux et au fil de cuivre.
- ▲ Le chapitre 4 traite des contraintes thermiques de la cellule de commutation et de l'effet de l'altitude sur le dimensionnement du dissipateur afin de répondre aux contraintes très spécifiques du Solar-Impulse. Ce chapitre a pour ambition d'étudier les effets de l'altitude sur le dimensionnement du dissipateur afin de déterminer les conditions environnementales

les plus défavorables. A la suite de cette section, un modèle thermique du convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés sera proposé.

- ▲ Le chapitre 5 est le coeur de cette thèse et la contribution originale car il propose une méthode de dimensionnement automatique d'un convertisseur DC/DC dans le but d'obtenir pour une application donnée le meilleur compromis en termes de densité de puissance massique et de rendement. Dans ce chapitre, l'adaptabilité de la caractéristique du rendement du convertisseur DC/DC entrelacé sera exploitée, permettant ainsi d'améliorer la valeur du rendement européen du convertisseur. De plus, l'influence des paramètres de conception tels que la valeur de l'inductance L , la fréquence f ainsi que le nombre de canaux N seront analysés à l'aide du tracé du front de Pareto. Dans ce chapitre, le dimensionnement optimal d'un convertisseur répondant au cahier des charges du Solar-Impulse sera obtenu.
- ▲ Le chapitre 6 présente le convertisseur optimal réalisé à la suite du dimensionnement effectué dans le chapitre 5. Les performances de ce convertisseur en termes de masse et de rendement seront mesurées et comparées avec les résultats théoriques obtenus.
- ▲ Le chapitre 7 est consacré à la conclusion générale de ce document. Il est divisé en trois parties. La première résume le contexte et les objectifs de ce travail. Dans la deuxième partie un résumé des résultats principaux par chapitre est effectué. Enfin la troisième partie décrit les perspectives de ce travail ainsi que les améliorations futures.

Chapitre 2

Convertisseur élévateur, la cellule de commutation

2.1. Introduction

Le convertisseur élévateur entrelacé parallèle est constitué, comme son nom le laisse sous entendre, de N convertisseurs élévateurs à une cellule de commutation, tous connectés en parallèle. La représentation énergétique macroscopique (REM) [2] de ce convertisseur permet d'affirmer, en tenant compte des hypothèses (1) et (2), que le rendement global du convertisseur est donné par le rendement d'un seul canal ($\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{U_{out}i_{out}}{U_{in}i_{in}} = \frac{U_{out}i'_{canal}}{U_{in}i_{canal}}$).

Hypothèses :

1. Le courant d'entrée i_{in} est réparti de manière égale dans chaque canal ($i_1 = i_2 = \dots = i_{N-1} = i_N = i_{in}/N = i_{canal}, i'_1 = i'_2 = \dots = i'_{N-1} = i'_N = i_{out}/N = i'_{canal}$)
2. Les pertes dans les capacités d'entrée et de sortie sont faibles et par conséquent négligées.

Sur la base de cette remarque, une étude détaillée de l'inductance et de la cellule de commutation d'un canal est suffisante pour déterminer le

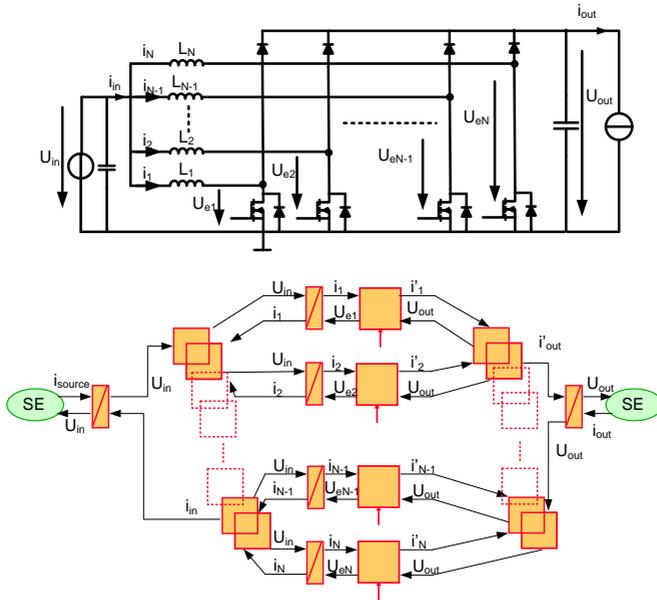


FIGURE 2.1. Représentation énergétique macroscopique d'un convertisseur élévateur entrelacé

rendement du convertisseur. Les pertes dans la cellule de commutation dépendent des composants utilisés et du mode de fonctionnement du convertisseur. C'est pourquoi, les composants susceptibles d'être utilisés ainsi que leurs modèles de pertes respectifs seront présentés. Dans ce chapitre, à la suite de cette étape, les différentes cellules de commutation réalisables avec les composants sélectionnés seront comparées en termes de pertes. La quantité de puissance dissipée par la cellule de commutation est dépendante de nombreux paramètres comme les niveaux de tension en entrée et en sortie, la puissance à commuter, la fréquence de pulsation f et la valeur de l'inductance du canal L .

Afin de pouvoir comparer les performances de la cellule de commutation, deux de ces critères vont être fixés :

1. Les niveaux de tension à l'entrée U_{in} et à la sortie U_{out} du convertisseur.
2. La valeur de la puissance à commuter à l'entrée du convertisseur P_{in} .

Les niveaux de tension et la puissance à commuter étant considérés comme des constantes, seules les valeurs de l'inductance du canal L et de la fréquence de pulsation f peuvent influencer les pertes dans la cellule de commutation. Plus que l'étude des pertes dans la cellule de commutation, la variation de ces deux paramètres permettra de comparer les modes de fonctionnement du convertisseur entre eux. Le cadre de cette étude est le dimensionnement de convertisseur destiné à des applications de tensions comprise entre 300V et 600V et qui commute une puissance maximale de 6kW. L'interrupteur commandé préférentiel dans ce cas est le transistor MOSFET pour la simplicité de sa commande et sa rapidité de commutation. Ainsi, la cellule de commutation du convertisseur élévateur pourra être composée soit :

- ▲ D'un transistor Mosfet et d'une diode
- ▲ De deux transistors Mosfet

La première qui sera étudiée dans ce chapitre sera la cellule de commutation Mosfet/Diode, suivie de la cellule de commutation Mosfet/Mosfet. Pour chacune de ces deux compositions, les modes de fonctionnement du convertisseur seront analysés dans le but de déterminer leurs avantages et inconvénients. Dans le cas de la cellule de commutation Mosfet/Diode, les modes de fonctionnement sont la conduction continue, critique et discontinue. Dans le cas de la cellule de commutation Mosfet/Mosfet, les modes de fonctionnement sont respectivement la conduction continue, critique, discontinue ainsi que le mode "quasi-résonnant" avec commutation sous condition de tension nulle. Dans ce document, ce mode de fonctionnement sera nommé commutation "quasi-résonnant". A la fin de ce chapitre, des principes seront énoncés en guise de conclusion. Ces principes doivent

faciliter le choix du mode de fonctionnement en fonction de l'application et de la composition de la cellule de commutation choisie, dans le but de minimiser les pertes.

Mais avant de débiter l'étude de la cellule de commutation et des éléments qui la composent, ce chapitre débutera en guise d'introduction par un bref rappel des caractéristiques du convertisseur élévateur qui est l'une des premières topologies enseignées en électronique de puissance.

2.2. Notions élémentaires

Le convertisseur élévateur est utilisé dans des applications où la tension de sortie est strictement plus grande que la tension d'entrée ($U_{out} > U_{in}$). Il est composé de trois éléments qui sont l'inductance de lissage, la cellule de commutation et le condensateur de filtrage placé à la sortie du convertisseur du côté "haute tension". La cellule de commutation est constituée d'interrupteurs adaptés à la puissance et au niveau de tension de l'application ainsi qu'à la fonction souhaitée.

Le fonctionnement du convertisseur élévateur est basé sur la charge et la décharge de l'inductance de lissage, placées à l'entrée de celui-ci. Les phases d'augmentation et de diminution du courant dans l'inductance correspondent respectivement à l'état fermé et ouvert de l'interrupteur T. L'allure du courant dans l'inductance ainsi que la structure de base sont représentées sur la figure 2.2

En dépendance du point de fonctionnement et de la valeur de l'inductance de lissage, trois modes de fonctionnement peuvent être observés.

1. Conduction continue : Le courant dans l'inductance ne s'annule pas pendant la durée de la période de pulsation.
2. Conduction discontinue : Le courant dans l'inductance s'annule dans la durée de la période de pulsation durant un laps de temps non nul.

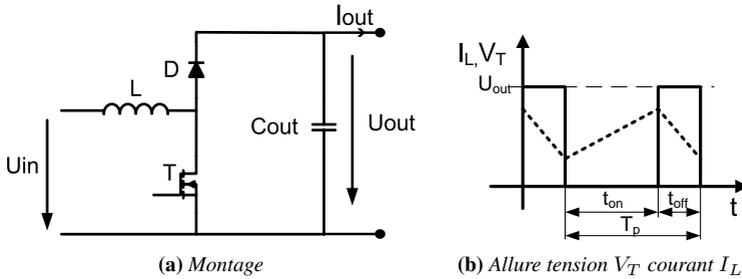


FIGURE 2.2. Convertisseur élévateur

3. Conduction critique : Ce régime de conduction situe la limite entre le régime de conduction continue et discontinue. C'est-à-dire que le courant dans l'inductance s'annule de façon ponctuelle dans l'intervalle de temps T_p .

Les expressions représentatives de chaque mode de fonctionnement sont résumées dans la table 2.1 en admettant une structure de convertisseur sans perte. Une représentation graphique du rapport des tensions entrée et sortie en fonction de la valeur du courant I_{out} normalisé, permet de mettre en évidence les différents régimes de conduction. La normalisation de I_{out} est effectuée en tenant compte de la valeur maximale du courant de sortie critique $I_{out_{critique_{max}}}$ obtenue lorsque le rapport cyclique D vaut $1/2$.

Le mode de conduction dans lequel se trouve le convertisseur est un paramètre important. D'une part, car il influence l'algorithme de réglage du convertisseur. D'autre part, car les sollicitations de la cellule de commutation évoluent en fonction du mode de fonctionnement.

2.2.1. Mécanismes de commutations

Dans les convertisseurs de puissance, il est intéressant, dans bien des cas, d'augmenter la fréquence de pulsation du convertisseur. D'une part car les éléments semiconducteurs le permettent. D'autre part car

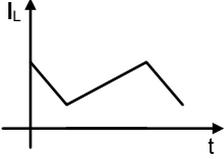
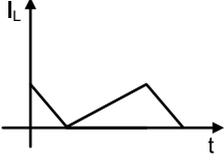
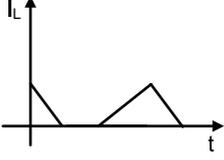
Régime de conduction	Forme du courant I_L	Relations
Conduction continue		$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{1-D}$
Conduction critique		$I_{out,critique} = \frac{U_{in}}{2 \cdot L \cdot f} (1-D)D$
Conduction discontinue		$\frac{U_{out}}{U_{in}} = 1 + \frac{U_{in}}{2 \cdot L \cdot f \cdot I_{out}} D^2$

TABLE 2.1. Régime de conduction convertisseur élévateur

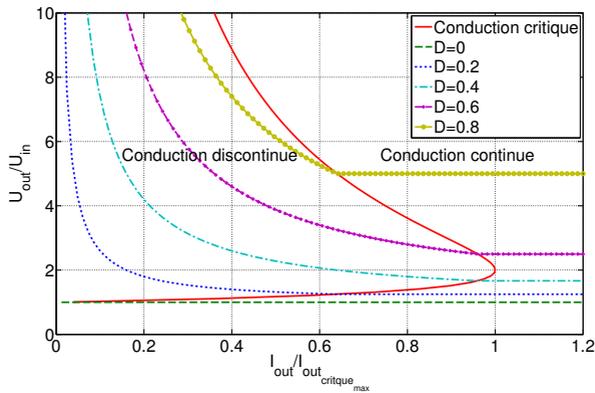


FIGURE 2.3. Caractéristique de commande montage élévateur

une augmentation de la fréquence permet une réduction de la taille des éléments passifs de filtrage tel que les inductances et les condensateurs.

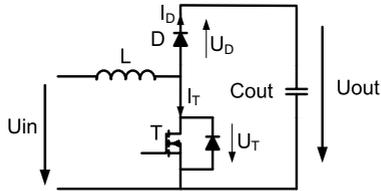


FIGURE 2.4. *Convertisseur élévateur*

En d'autres termes, une augmentation de la fréquence de pulsation permet d'accroître la densité massique de puissance d'un convertisseur. Néanmoins, une réduction de la valeur des éléments passifs par une augmentation de la fréquence de pulsation passe par une augmentation des pertes en commutation. Toutefois, il est possible de limiter l'augmentation des pertes en commutation en privilégiant l'amorçage et l'extinction des interrupteurs lorsque la tension aux bornes de celui-ci, ou le courant qui le traverse, sont nuls. Ce type de commutation est appelé commutation douce en opposition à la commutation dure. Une analyse de la caractéristique statique des interrupteurs, appliquée au cas du convertisseur élévateur permet de montrer clairement la différence entre ces deux types de commutation, en régime de conduction continue puis en régime de conduction discontinue [3].

Régime de conduction continue L'analyse du mécanisme de commutation est initiée en admettant que la diode est passante, c'est-à-dire que la tension $U_D = 0$ et le courant traversant la diode est égal à I_D . Durant cette phase, le transistor est bloqué, $I_T = 0$ et $U_T = 0$. Le point 1 représente la situation sur la caractéristique statique des deux éléments semi-conducteurs de la figure 2.5. A l'enclenchement du transistor, la tension U_T reste égale à U_{out} jusqu'à ce que la diode ait récupéré son pouvoir bloquant. Durant cette phase, le courant I_D diminue jusqu'à la valeur nulle (point 2 sur la figure 2.5). Au point 3, le transistor est passant et la diode est bloquée. Le même raisonnement

peut être établi pour le blocage du transistor. Les relations (2.1) restent toujours vraies quel que soit l'état des interrupteurs.

$$\begin{aligned} U_{out} &= U_T - U_D \\ I_L &= I_T + I_D \end{aligned} \quad (2.1)$$

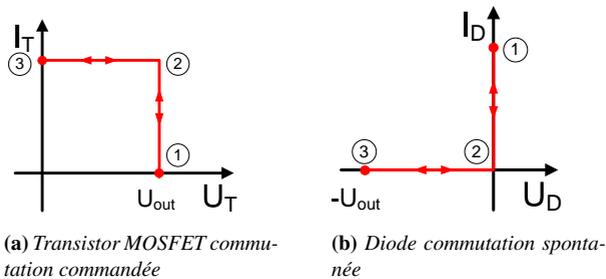


FIGURE 2.5. Commutation en régime de conduction continue

Cette brève analyse du mécanisme de commutation d'un convertisseur élévateur en mode de condition continue montre clairement un mode de commutation dure à l'ouverture et à la fermeture car le transistor MOSFET traverse systématiquement le plan de la caractéristique statique ($U_k, I_k > 0$).

Régime de conduction discontinue La différence entre le mode de conduction continue et discontinue est le blocage de la diode D qui n'est plus lié à l'amorçage du transistor T, mais à l'annulation du courant I_L dans l'inductance L durant une période de commutation. Dans ce cas, l'enclenchement du transistor se fait avec $I_L = 0$ ce qui implique également un courant nul dans la diode et dans le transistor ($I_D = I_T = 0$). Les expressions (2.1) définissant les courants et tensions aux bornes des éléments semiconducteurs appliqués

à la conduction discontinue montrent effectivement que l'amorçage du transistor ne coupe pas le plan de la caractéristique statique. Ainsi, seul la commutation à l'extinction du transistor est dissipative.

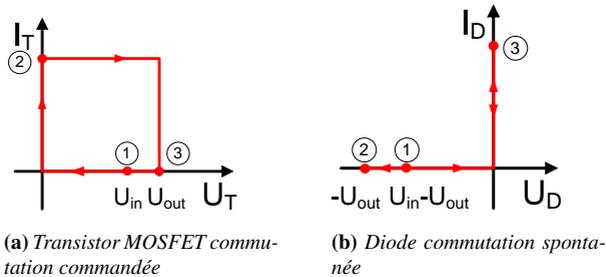


FIGURE 2.6. Commutation en régime de conduction discontinue

Au point 1, le courant dans le convertisseur est nul et le transistor est bloqué. I_L étant nul, la tension aux bornes du transistor est égale à la tension d'entrée U_{in} . La tension aux bornes de la diode est égale à $U_{in} - U_{out}$. À l'enclenchement du transistor, la tension aux bornes du transistor chute à zéro (point 2) et la tension sur la diode est égale à $-U_{out}$. Au blocage du transistor, le mode de commutation est identique à celui de la commutation en régime de conduction continue (transition du point 2 au point 3). Le point 1 est atteint à l'annulation du courant dans l'inductance [4].

L'étude des mécanismes de commutation montre que le mode de conduction discontinue est avantageux en termes de pertes en commutation à l'enclenchement de l'interrupteur commandé et de pertes liées au phénomène de recouvrement de la diode. Cependant, le passage du mode de conduction continue à discontinue a un coût énergétique qui se traduit par une augmentation de la valeur efficace du courant dans les interrupteurs, sans compter les pertes magnétiques engendrées par de plus fortes ondulations de courant dans l'inductance de lissage. Ces constatations mènent à la conclusion que le mode de conduction discontinue est intéressant uniquement si la diminution des

peres en commutation est plus forte que l'augmentation des peres en conduction et magnétiques. Cependant, la justification de l'exploitation du mode de conduction discontinue en terme de peres ne peut être réalisée qu'en évaluant les peres dans chaque élément composant le convertisseur en fonction du point de fonctionnement de celui-ci. Ce commentaire conduit naturellement à l'étude des peres dans la cellule de commutation Diode/Mosfet et Mosfet/Mosfet.

2.3. Modélisation du transistor Mosfet

Le transistor Mosfet est depuis le début des années 80 couramment utilisé en lieu et place des transistors de puissance de type BJT dans la gamme des convertisseurs de moyenne puissance. Les principaux avantages du transistor Mosfet sont :

1. Une grande rapidité de commutation
2. La simplicité du circuit de commande qui est, en général, un circuit "push-pull" permettant la charge de la capacité grille-source du transistor.

L'une des caractéristiques des transistors Mosfet est l'augmentation de la résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$ en fonction du niveau de la tension BV_{DSS} qui est la tension de blocage maximale [5].

$$R_{DS(on)} = kBV_{DSS}^{2.5-2.7} \quad (2.2)$$

k est une constante dépendant de la géométrie du transistor Mosfet. Cette caractéristique provient du fait que la couche épitaxiée N^- a un double effet. D'une part elle supporte la quasi-totalité de la tension drain source et d'autre part elle a un côté résistif important à l'état passant. Le compromis entre $R_{DS(on)}$ et BV_{DSS} est une des principales caractéristiques du transistor Mosfet.

A la suite de ces quelques lignes, il devient évident que l'enjeu dans cette technologie d'interrupteur est de diminuer la valeur de $R_{DS(on)}$ afin de diminuer les pertes en conduction, et d'augmenter simultanément la tenue en tension des structures traditionnelles type LDMOS et VDMOS [6].

Dans les années 1997, Fujihira propose le principe de la "superjonction" sur une diode. Cette méthode fut ensuite appliquée au transistor Mosfet et elle permit de repousser les limites préalablement atteintes [7]. Le principe de la "super-jonction" consiste à remplacer la région N^- du transistor Mosfet par une succession de bandes N et P. A surface de silicium égale, la surface de la jonction PN obtenue est ainsi beaucoup plus importante que dans une structure conventionnelle. Le premier composant commercialisé utilisant cette technologie

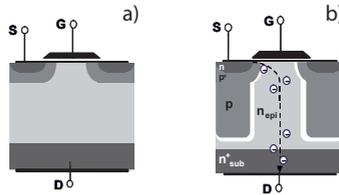


FIGURE 2.7. a) Mosfet "Standard", b) Mosfet à Super-jonction (source : Infineon)

est le transistor CoolMos. Aujourd'hui, des composants qui possèdent des tensions de blocage comprises entre 800V à 900V pour un courant d'environ 40A sont proposés par Infineon ou IXYS. La relation (2.2) montre que dans le cas du transistor Coolmos, la résistance à l'état passant est liée à la tension de blocage dans une relation linéaire.

$$R_{DS(on)} = kBV_{DSS} \quad (2.3)$$

La faible résistance de passage de cette technologie permet de diminuer la taille des boîtiers et du système de refroidissement nécessaire à l'évacuation de la chaleur liée aux pertes.

2.3.1. Comportement du transistor Mosfet en régime dynamique

Comme tous les éléments semiconducteurs de puissance, le transistor Mosfet possède des éléments parasites qu'il est impossible de négliger. La diode antiparallèle fait partie de ces éléments à laquelle il convient d'ajouter diverses capacités et inductances.

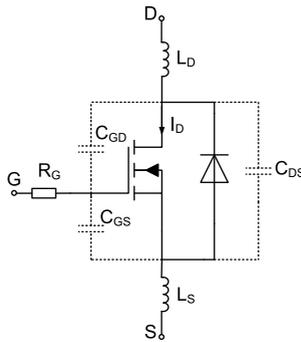


FIGURE 2.8. *Modèle dynamique d'un transistor Mosfet*

La figure 2.8 met en évidence les différents éléments parasites ayant un rôle prépondérant dans les temps de commutation, et par conséquent sur les pertes. Parmi ces éléments, on compte les capacités parasites C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} qui régissent par leur charge et leur décharge l'ouverture et la fermeture du transistor ainsi que les inductances parasites L_D et L_s qui sont les inductances parasites internes du transistor [8].

Afin de visualiser l'importance des différents paramètres, deux modèles sont implémentés en vue de quantifier les pertes en commutation dans un transistor Mosfet. Le premier modèle utilisé est un modèle analytique basé sur la linéarisation des signaux de courant et de tension aux bornes du transistor afin d'obtenir une première estimation des pertes en commutation et ainsi quantifier la performance du transistor en commutation.

Le deuxième est un modèle "Simplorer" qui tient compte de tous les composants parasites identifiés sur la figure 2.8 qui sont les inductances et les capacités parasites. Ce modèle est utilisé pour quantifier l'impact de la variation de la valeur des inductances sur la valeur des pertes en commutation.

2.3.2. Mosfet en régime dynamique, modèle analytique

Ce modèle analytique usuel [9] pour estimer les pertes dans un transistor de type Mosfet est basé sur la forme de signaux idéalisés de la figure 2.9. Sur cette figure, la montée du courant et la chute de la tension à l'enclenchement du transistor Mosfet ainsi que la chute du courant et la montée de la tension au blocage du transistor sont représentées en faisant l'hypothèse que la diode D est idéale. Ce modèle suppose également que les inductances parasites internes au transistor sont faibles. Elles n'influencent donc pas significativement les pertes lors des commutations et de ce fait, seules les capacités parasites sont considérées. Les temps t_{ir} et t_{if} représentent respectivement les temps de montée et de descente du courant de drain et t_{vr} et t_{vf} sont les temps de montée et de descente de la tension.

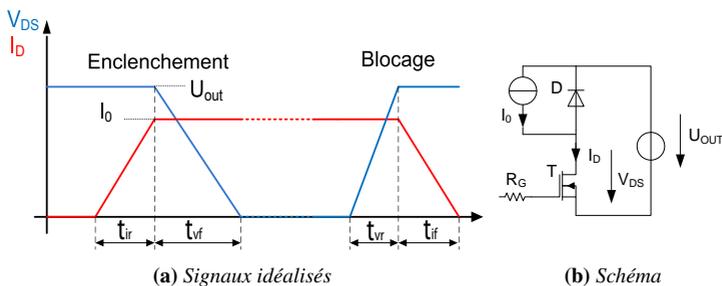


FIGURE 2.9. Transistor Mosfet en commutation, signaux idéalisés

Pertes au blocage du transistor Mosfet

L'énergie dissipée E_{off} au blocage du transistor est estimée à l'aide de la forme idéalisée des signaux de tension et courant représentés sur la figure 2.9. Partant des signaux idéalisés, l'énergie dissipée E_{off} est égale à l'intégral du produit courant tension aux bornes du transistor durant l'intervalle de temps t_{off} exprimé par la somme des temps t_{if} et t_{vr} . Le calcul de ces temps est réalisé à l'aide des expressions (2.4) et (2.5) données dans [10], dans lesquelles :

- ▲ C_{iss} est la capacité d'entrée donnée par la somme de C_{gd} et C_{gs} ,
- ▲ V_f est la valeur de la tension aux bornes du transistor Mosfet lorsqu'il est passant,
- ▲ V_{th} est la tension de seuil du transistor,
- ▲ g_{fs} est la transconductance du transistor,
- ▲ R_g est la résistance de grille.

$$t_{if} = R_G \cdot C_{iss} \cdot \left(\frac{V_{th} + \frac{I_D}{g_{fs}}}{V_{th}} \right) \quad (2.4)$$

$$t_{vr} = R_G \cdot C_{gd} \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_f}{V_{th} + \frac{I_D}{g_{fs}}} \right) \quad (2.5)$$

$$t_{off} = t_{if} + t_{vr} \quad (2.6)$$

On en déduit que la puissance dissipée au blocage du transistor P_{off} n'est rien d'autre que l'énergie dissipée durant la phase d'extinction du transistor multipliée par la fréquence de pulsation.

$$P_{off} = f \cdot \int_{t_{off}} V_{DS} \cdot I_D \cdot dt \quad (2.7)$$

Après linéarisation des signaux l'expression (2.7) se réduit à :

$$P_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_{out} \cdot I_{toff} \cdot t_{doff} \cdot f \quad (2.8)$$

Dans l'expression (2.8) le courant I_{toff} est la valeur du courant de drain au moment du blocage du transistor.

Parfois, la documentation du transistor utilisée indique l'énergie dissipée E_{off} durant l'ouverture en fonction du courant de drain dans des conditions de fonctionnement fixées par la valeur de la résistance de grille et la tension drain/source. Cette caractéristique permet, en tenant compte des conditions d'utilisation du transistor et en appliquant des règles de proportionnalité, d'évaluer les pertes dans des conditions d'utilisation différentes à celles spécifiées dans la documentation du constructeur.

$$E_{off} = E_{off}(i_D) \cdot \frac{E_{off}(R_g)}{E_{off}(R_{g_{test}})} \cdot \frac{E_{off}(V_{DS_{off}})}{E_{off}(V_{DS_{test}})} \quad (2.9)$$

Ces règles de proportionnalité sont valables car la dépendance des pertes en fonction de la résistance de grille et de la tension drain sources sont linéaires [11].

Pertes à l'enclenchement du transistor Mosfet

A la fermeture du transistor, lorsque la tension de grille passe de zéro au niveau haut V_{GH} , l'énergie dissipée est calculée dans l'intervalle de temps t_{on} qui est la somme des temps t_{ir} et t_{vf} respectivement les temps de montée du courant et de descente de la tension exprimés par (2.10) et (2.11).

$$t_{ir} = R_G \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{g_{fs}(V_{GH} - V_{th})}{g_{fs}(V_{GH} - V_{th}) - I_D}\right) \quad (2.10)$$

$$t_{vf} = \frac{R_G C_{GD} (V_{DS} - V_f)}{V_{GH} - V_{th} - \frac{I_D}{g_{fs}}} \quad (2.11)$$

$$t_{on} = t_{ir} + t_{vf} \quad (2.12)$$

La puissance dissipée à l'enclenchement est de façon similaire à la fermeture exprimée par l'intégrale de la puissance instantanée, multipliée par la fréquence de pulsation.

$$P_{on} = f \cdot \int_{t_{on}} V_{DS} \cdot I_D \cdot dt \quad (2.13)$$

Après linéarisation des signaux, l'expression approximative des pertes à la fermeture est donnée par l'expression (2.14).

$$P_{on} = \frac{1}{2} \cdot U_{out} \cdot I_{TON} \cdot t_{on} \cdot f \quad (2.14)$$

Dans l'expression (2.14) le courant I_{TON} est la valeur du courant de drain au moment de l'enclenchement du transistor. Dans le cas où l'information de l'énergie dissipée à l'enclenchement E_{on} est disponible dans la documentation du fabricant, les pertes à la fermeture incluant l'effet de la diode utilisée pour les mesures sont données par [12] :

$$E_{on} = E_{on}(i_D) \cdot \frac{E_{on}(R_g)}{E_{on}(R_{g_{test}})} \cdot \frac{E_{on}(V_{DS_{on}})}{E_{on}(V_{DS_{test}})} \quad (2.15)$$

Les pertes de commutation à l'enclenchement et à la fermeture étant maintenant exprimées, il convient d'ajouter les pertes liées au plateau Miller, qui ne sont rien d'autre que les pertes liées à la charge et à la décharge des capacités parasites durant les commutations du transistor. Ces pertes peuvent être exprimées par [13] :

$$P_{Miller} = \frac{1}{2} \cdot (C_{diode} + C_{oss}) \cdot U_{out}^2 \cdot f \quad (2.16)$$

Les valeurs de l'énergie dissipée à l'enclenchement et au blocage, E_{on} et E_{off} , fournies dans la documentation du constructeur, tiennent déjà compte de l'effet Miller ainsi que des pertes liées à la diode utilisée lors des mesures.

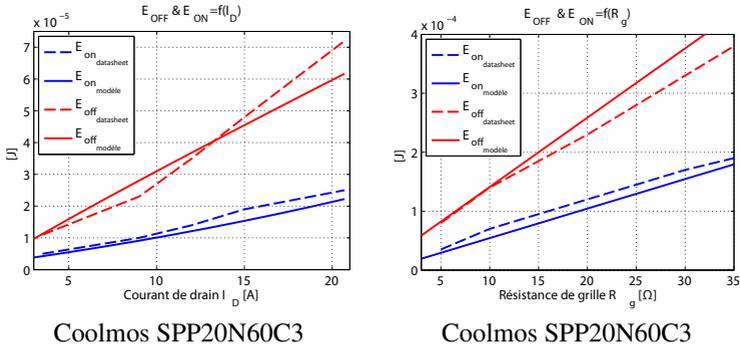
Comparaison entre les valeurs analytiques et les données constructeur

Le modèle analytique présenté permet de quantifier de manière simple l'évolution des pertes en commutation en fonction de la valeur de la résistance de grille R_g et du courant de drain I_{DS} . Dans le calcul de l'énergie dissipée à la fermeture du transistor E_{on} , les pertes supplémentaires liées à la diode de roue libre sont admises comme constantes et la valeur utilisée est de $1.5 \mu J$. La comparaison des valeurs fournies par le constructeur avec les valeurs calculées à l'aide des expressions (2.6), (2.8), (2.12), (2.14) montre une bonne correspondance et confirme ainsi la possibilité d'utiliser ces expressions pour quantifier les pertes dans le transistor Mosfet. Toutefois, dans notre étude, après avoir sélectionné chez nos fournisseurs les éléments les plus adaptés, il a été constaté que les courbes de l'énergie dissipée durant les commutations à l'enclenchement et au blocage du transistor étaient fournies. C'est pourquoi, le modèle basé sur les expressions (2.9), (2.15) a été préféré dans le but d'accroître la précision de notre estimation des pertes.

2.3.3. Mosfet en régime dynamique, schéma électrique équivalent

Transistor Mosfet à la fermeture

Contrairement au modèle présenté précédemment qui est basé sur la forme des signaux linéarisés, cette section présente un modèle plus



complet qui doit permettre de tenir compte de la variation non-linéaire de la valeur des capacités parasites durant la commutation ainsi que de la valeur des inductances parasites négligées précédemment.

De nombreux auteurs se sont attachés à décrire le processus de commutation d'un transistor Mosfet dans une cellule de commutation de façon analytique, s'appuyant sur des hypothèses simplificatrices permettant ainsi l'obtention d'expressions facilement manipulables et pouvant être utilisées autant pour simuler les phénomènes que de les expliquer [14]. Dans notre cas, le processus de commutation du transistor sera simulé par schéma électrique équivalent, favorisant ainsi une approche quantitative des phénomènes. La figure 2.10 présente les formes d'onde typique du courant et de la tension aux bornes d'un transistor Mosfet à l'enclenchement ainsi que le schéma électrique équivalent utilisé.

L'enclenchement d'un transistor Mosfet sur une charge inductive peut être divisée en quatre étapes distinctes.

Etape 1 Avant la fermeture du transistor, la tension V_G est nulle, le transistor est bloqué donc le courant I_0 circule au travers de la diode. Dans l'intervalle de temps t_0 à t_1 , la tension V_G passe de l'état nul à l'état haut V_{GH} . Durant cette phase, la tension grille source croît exponentiellement jusqu'à atteindre la tension de seuil (V_{th}). La croissance

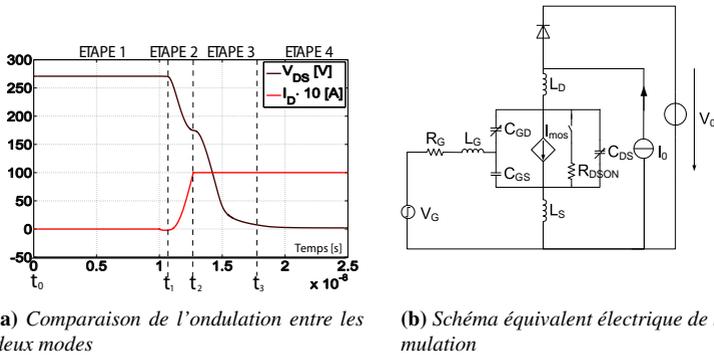


FIGURE 2.10. Signaux typiques aux bornes d'un transistor Mosfet à la fermeture. Simulé avec Simplorer 7.0,

$$I_0=10A, V_{GH}=15V, V_0=270V, L_D=L_S=100 \text{ nH}, R_G = 30\Omega$$

de la tension V_{GS} est limitée par la valeur des capacités parasites C_{GS} et C_{GD} ainsi que par l'inductance et la résistance de grille respectivement L_G et R_G . Lorsqu'à t_1 , la tension V_{GS} est égale à la tension V_{th} , l'étape 1 est terminée. Le courant I_{mos} est toujours négligeable et de ce fait la tension V_{DS} reste constante et égale à $V_0 + V_j$. Durant cette phase, l'inductance L_g peut être négligée, compte tenu de la forme du courant circulant dans la grille et de son influence sur les temps de commutation. De ce fait, la tension entre grille et source s'exprime par :

$$V_{GS} = V_{GH} \cdot (1 - e^{t/\tau}) \quad (2.17)$$

$$\tau = R_G \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \quad (2.18)$$

Etape 2 L'étape 2 débute lorsque la tension V_{GS} dépasse la tension de seuil V_{th} , et le transistor commence à conduire. Les conditions du régime de saturation étant remplies, le transistor se comporte comme une source de courant commandée en tension.

$$I_{mos} = K \cdot (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (2.19)$$

Dans un souci de simplification, l'approximation linéaire avec une valeur de transconductance constante sera utilisée pour le calcul de la valeur du courant dans le canal en fonction de la tension grille source.

$$I_{mos} = gm \cdot (V_{GS} - V_{th}) \quad (2.20)$$

Dès lors que le courant circule dans le transistor, une chute de tension inductive apparaît aux bornes du transistor, causée par les inductances L_S et L_D impliquant une diminution de la tension V_{DS} . Le courant circulant dans L_S a également pour conséquence de faire chuter la tension V_{gs} entraînant une diminution du courant I_{mos} .

$$V_{DS} = V_0 - (L_D + L_S) \cdot \frac{dI_{mos}}{dt} \quad (2.21)$$

De ce fait, la valeur des inductances L_S et L_D a une influence non négligeable sur les pertes à l'enclenchement du transistor. Nous verrons plus tard, si cette influence est positive ou négative. Cette phase dite de commutation en courant se termine lorsque le courant dans le drain du transistor est égal à $I_0 + I_{RM}$. I_{RM} , étant égal au courant inverse maximum de la diode pour un di/dt donné. La diode considérée étant idéale, elle ne présente pas de charge recouvrée et la valeur de I_{RM} est nulle.

Etape 3 L'étape 3 débute lorsque la diode cesse de conduire du courant et passe donc à son état bloqué. La tension V_{DS} n'étant plus maintenue, elle commence à chuter, entraînant de ce fait une décharge des capacités C_{GD} , C_{DS} et C_{diode} . Dans notre cas, la capacité de diode C_{diode} a volontairement été négligée dans un premier temps afin de découpler les effets liés au transistor et à la diode. Le courant I_{mos} est donné par :

$$I_{mos} = I_0 + (C_{GD} + C_{DS}) \cdot \frac{dV_{DS}}{dt} \quad (2.22)$$

Durant cette phase, la tension aux bornes de C_{GS} reste constante ainsi que le courant de drain. De ce fait, la tension aux bornes de L_s est nulle et donc le courant circulant dans C_{GD} est fourni en totalité par le driver du transistor MOS. La décharge de C_{GD} est donc limitée par R_G , il en découle que plus la valeur de R_g est grande, plus la décharge de C_{GD} sera longue.

Étape 4 L'étape 4 débute lorsque le transistor quitte la zone de saturation pour entrer dans la zone linéaire du transistor ($V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$). De ce fait, le transistor ne se comporte plus comme une source de courant commandé en tension mais comme une résistance R_{DSON} . Dans cette étape, les circuits de commande et de puissance sont à nouveau séparés comme dans l'étape 1. La tension V_{GS} recommence à croître entraînant une diminution de la résistance R_{DSON} résultant sur une diminution de V_{DS} .

L'allure typique des signaux aux bornes d'un transistor Mosfet à la fermeture, en tenant compte de l'effet des éléments parasites, est représentée sur la figure 2.10 dans laquelle l'image a) montre l'évolution du courant et de la tension dans et aux bornes du transistor alors que l'image b) représente le schéma électrique utilisé comme modèle de simulation "Simplorer 7.0".

2.3.4. Transistor Mosfet à l'ouverture

L'ouverture du transistor Mosfet s'effectue dans l'ordre inverse de la fermeture c'est-à-dire en effectuant les étapes de 4 à 1. Contrairement à la fermeture du transistor, la diode n'influence pas la valeur du temps nécessaire à l'ouverture du transistor. Ceci pour une raison simple, c'est qu'elle est considérée comme suffisamment rapide pour ne pas limiter l'ouverture du transistor.

Caractéristiques des capacités parasites

La valeur des capacités parasites du transistor varie en fonction de la valeur de la tension de V_{DS} et V_{GS} bien que cette dernière soit généralement fixée à zéro dans la documentation du constructeur. Dans notre étude, bien qu'il soit possible de compléter les données du constructeur par des mesures expérimentales et par le biais de simulations [15], seuls les informations fournies par le constructeur seront intégrées dans nos simulations. De ce fait, la variation de la valeur des capacités C_{gd} et C_{ds} sera une fonction de la tension V_{DS} gardant V_{GS} à zéro.

En revanche, les variations de la valeur de la capacité parasite C_{GS} en fonction de la tension V_{DS} étant faibles, nous ferons l'hypothèse que sa valeur reste constante. Alors que, les caractéristiques des capacités C_{DS} et C_{GD} seront approchées par une fonction exponentielle.

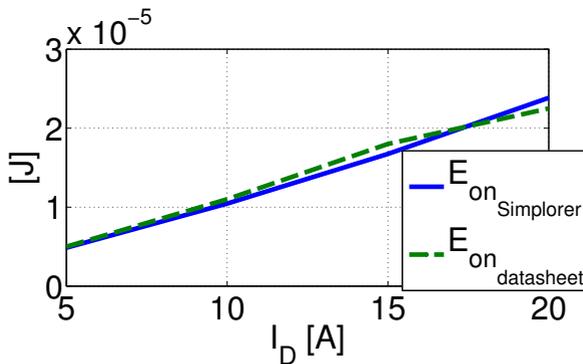


FIGURE 2.11. Comparaison de l'estimation Simplorer de l'énergie dissipée à l'enclenchement du transistor avec les données constructeur

On remarque sur la figure 2.11 que, comme avec le modèle analytique, l'estimation des pertes avec le modèle Simplorer permet une bonne estimation de celles-ci lorsque les inductances parasites liées aux câblages sont négligées. Cependant, il est intéressant de quantifier l'impact des inductances parasites liées aux pistes et aux câblages

afin de connaître leurs effets et les erreurs introduites lorsqu'elles sont négligées.

Effets liés aux inductances parasites

Afin de tenir compte des effets inductifs liés aux câblages, une inductance parasite est ajoutée aux inductances internes du transistor Mosfet respectivement de drain L_D et de source L_S . La valeur des inductances parasites est déterminée en première approximation en admettant un circuit double face, dont l'une des faces est affectée au plan de masse et l'autre au passage d'une piste seule qui conduit le courant. L'inductance de ligne peut être approchée par l'expression suivante [16] :

$$L_{\text{ligne}} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) [H/m] \quad (2.23)$$

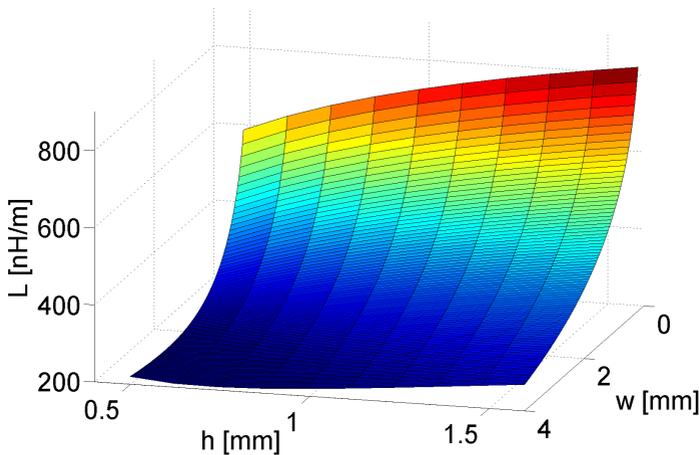


FIGURE 2.12. Inductance linéique calculée en fonction de l'épaisseur du circuit imprimé de la carte (h) et de la largeur d'une piste (w)

Le calcul permet de constater que l'inductance linéique varie entre 200nH/m et 800nH/m en première approximation. Il faut noter que les inductances mutuelles ne sont pas considérées car elles dépendent de la position des pistes sur le circuit [17], information qui ne peut pas être correctement identifiée dans le type de calcul que nous essayons d'établir. La longueur de la piste étant dépendante du concepteur et de la taille des composants, sa détermination est difficile. Cependant, basée sur des réalisations de convertisseurs préalables, une longueur de piste maximale de 10cm semble être un choix raisonnable. Les inductances de ligne parasites peuvent ainsi prendre une valeur comprise entre 20nH et 80nH.

L'influence des inductances parasites sur les pertes en commutation est quantifiée en calculant l'intégrale temporelle de la puissance dissipée par le transistor pendant les commutations pour différentes valeurs de L_D et L_s . Dans cette section, L_D représente la somme des inductances parasites connectée en série au drain du transistor et L_s la somme des inductances parasites connectées en série à la source du transistor. Durant les variations de L_D , la valeur de L_s est maintenue à 10nH et réciproquement lorsque l'influence de L_s est étudiée. La valeur de L_G est de 0.01nH et la valeur de cette inductance est maintenue fixe pendant toute l'étude en raison de la forme du courant dans la grille du transistor et donc de l'influence négligeable de L_G , qui est l'inductance parasite de grille, dans le processus de commutation. Durant les variations de L_D et L_s , des problèmes de couplage d'impédance en mode commun peuvent survenir. Afin de s'en affranchir, les critères suivants sont appliqués [18] :

1. La dérivée temporelle du courant de drain ne doit pas changer de signe durant l'ouverture du transistor $\frac{dI_D}{dt} < 0$.
2. La dérivée temporelle de la tension drain source ne doit pas changer de signe durant la phase de fermeture du transistor $\frac{dV_{DS}}{dt} > 0$.

Les résultats obtenus prennent pour référence le transistor Mosfet Colmos d'Infineon de type 20N60BC3.

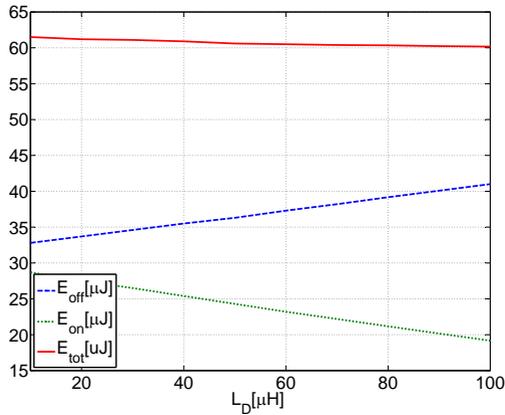


FIGURE 2.13. Energie dissipée à l'ouverture et à la fermeture du transistor, CoolMos SPP20N60C3 en fonction de L_D . $L_s=10\text{nH}$ et $L_G=0.01\text{nH}$, la diode de roue libre est idéale, $I_0=10\text{A}$ et $R_G = 15\Omega$

La figure 2.13 met en évidence l'influence de l'inductance L_D sur la grandeur des pertes à l'ouverture et à la fermeture du transistor en calculant l'énergie dissipée à l'enclenchement E_{on} et au blocage E_{off} . Il est intéressant de constater que l'augmentation de l'énergie dissipée à l'enclenchement E_{on} est compensée par la diminution de l'énergie dissipée au blocage du transistor. La valeur de L_s maximale étudiée dans notre application est estimée à 10nH, cette valeur approximative est obtenue à l'aide de l'expression (2.23) pour une ligne de longueur maximale égale à 1cm. La valeur de la résistance de grille respectant les critères cités au préalable dans le but d'éviter les problèmes de couplage d'impédance en mode commun est de $R_G = 15\Omega$.

La figure 2.14 montre l'influence de l'augmentation de l'inductance L_s sur les pertes en commutation. A l'évidence, la tension aux bornes de l'inductance agissant en contre réaction sur la commande de grille, les temps d'enclenchement et de déclenchement sont augmentés, ce qui a pour conséquence un accroissement des pertes en commutation à la fermeture et à l'ouverture du transistor. Dans la littérature,

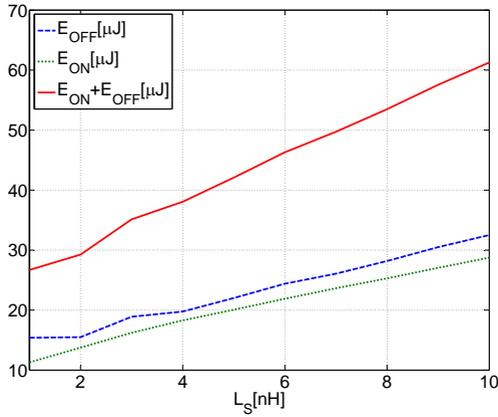


FIGURE 2.14. Energie à l'ouverture et à la fermeture du transistor Mosfet SPP20N60C3 en fonction de L_s . $L_D=10\text{nH}$ et $L_G=0.01\text{nH}$, la diode de roue libre est idéale, $I_0=10\text{A}$ et $R_G = 15\Omega$

l'effet de l'inductance L_s est parfois modélisé par l'ajout d'une résistance de grille en série avec R_G [14]. Pour conclure ce paragraphe sur l'influence des inductances parasites, les négliger reviendrait à sous-évaluer l'énergie dissipée dans le transistor et donc son système de refroidissement. Dans la mesure où l'analyse que nous souhaitons effectuer doit tenir compte de la masse totale du convertisseur, ce paramètre doit être évalué. Cependant, il est très difficile d'estimer la valeur des éléments parasites lorsque la réalisation du convertisseur n'est pas définitive. Pour ces raisons, l'évaluation des pertes dans cette thèse sera liée uniquement aux capacités parasites du transistor Mosfet et nous tâcherons lors de la réalisation de maintenir les éléments inductifs parasites liés au câblage aussi faibles que possible. Le dimensionnement du système de refroidissement pourra être ajusté une fois le dimensionnement du convertisseur final approché.

2.3.5. Mosfet Pertes en conduction

Les pertes en conduction du transistor Mosfet sont, en général, plus faciles à déterminer que les pertes en commutation car les éléments qui interviennent dans le calcul sont plus faciles à modéliser.

Les pertes en conduction sont données par l'expression $P = R_{dson} \cdot I_{eff}^2$. La forme du courant dans le transistor étant bien connue, le seul facteur à modéliser est la valeur de la résistance en fonction de la température et de la tension grille-source. Cependant, à l'état passant, la tension grille-source est une constante fixée par l'utilisateur. Dans notre cas, pour des raisons de simplicité et de diminution de la résistance à l'état passant, cette tension sera fixée à 15V.

2.4. Modélisation de la diode de puissance

2.4.1. La diode de puissance

Les diodes de puissance sont caractérisées par leur capacité à conduire de fortes densités de courant et par leur forte valeur de tension de blocage. Dans le calcul des pertes en conduction et en commutation, deux caractéristiques sont prépondérantes :

- ▲ la tension de jonction V_j qui est généralement de l'ordre du volt,
- ▲ la charge de recouvrement Q_{rr} qu'il faut extraire lors de l'extinction de la diode, afin que celle-ci retrouve son pouvoir bloquant.

Les pertes liées à la tension de jonction sont relativement faciles à modéliser car les paramètres utiles sont fournis dans la documentation du fabricant. En revanche, les pertes liées à la charge de recouvrement

sont plus délicates à estimer de par l'interdépendance des facteurs intervenants dans ce phénomène tels que la valeur du courant, le $\frac{di}{dt}$, la température, le coefficient de douceur de la diode S ou encore de la température.

Afin de remplir le cahier des charges de notre application, trois technologies de diode ont été préalablement choisies.

1. Diode Tandem : Bonne caractéristique dynamique mais en revanche une forte tension de jonction ($V_j \approx 2V$),
2. Diode Turbo 2 : Caractéristique dynamique moyenne mais faible tension de jonction ($V_j \approx 1V$),
3. Diode SiC Schottky : Très bonne caractéristique dynamique faible tension de jonction ($V_j \approx 1V$), mais la performance a un coût qui s'élève à deux fois le prix d'une diode "Tandem" et cinq fois le prix d'une diode "Turbo 2".

2.4.2. La diode de puissance à l'extinction

La commutation de la diode à l'extinction peut être divisée en trois étapes distinctes :

1. La diode conduit la tension à ses bornes est égale à la tension de jonction,
2. L'extinction de la diode débute, le courant diminue avec un $\frac{di}{dt}$ imposé par le transistor MOSFET. Le modèle est composé d'une diode et d'une source de courant débitant un courant I_{RM} ,
3. Dès l'instant où le courant dans la diode est égal à I_{RM} , le courant imposé par la source de courant décroît exponentiellement. De ce fait, l'évolution de la tension aux bornes de la diode peut être modélisée par la charge d'un condensateur placé en parallèle de celle-ci.

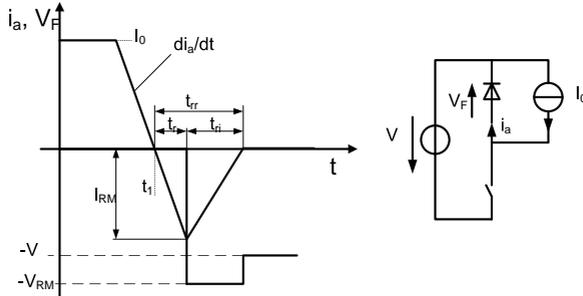


FIGURE 2.15. *Forme d'onde idéalisée d'une diode au blocage sur charge résistive*

Partant de la figure 2.15, en admettant un changement d'état de l'interrupteur suffisamment rapide et en se basant sur la résolution du modèle de diode unidimensionnel [19], il est possible d'exprimer la variation de charge stockée $\frac{dQ_s}{dt}$ en fonction de la valeur du courant i_a .

$$\frac{dQ_s}{dt} = -\frac{Q_s}{\tau_a} + i_a \quad (2.24)$$

En linéarisant les signaux et en négligeant les chutes de tension dans la diode et le transistor, le courant de diode i_a peut être approché par l'expression (2.25).

$$i_a \approx I_F - \left| \frac{di_a}{dt} \right| t \quad (2.25)$$

La résolution de l'équation différentielle (2.24) permet d'exprimer la charge stockée Q_s en fonction de la durée de vie ambipolaire τ_a .

$$\frac{Q_s}{\tau_a} = I_F - \left| \frac{di_a}{dt} \right| t + \tau_a \left| \frac{di_a}{dt} \right| (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}) \quad (2.26)$$

A l'instant $t_1 = \frac{I_F}{\frac{di_a}{dt}}$, temps qui correspond à l'annulation du courant dans la diode, la charge totale stockée Q_s n'est pas totalement évacuée.

Il reste à extraire la charge recouvrée Q_{rr} qui n'est rien d'autre que la valeur de Q_s au temps $t = t_1$ [12].

$$\frac{Q_{rr}}{\tau_a} = \tau_a \left| \frac{di_a}{dt} \right| \left(1 - e^{-\frac{I_F}{\frac{di_a}{dt} \tau_a}} \right) \quad (2.27)$$

L'expression (2.27) permet de connaître approximativement la valeur de la charge recouvrée Q_{rr} en fonction des paramètres I_F , di_a/dt et τ_a . La durée de vie ambipolaire est un paramètre qui est dépendant de la technologie de la diode et de la température. A une température donnée, il est possible d'approcher la valeur de τ_a par une minimisation de l'erreur entre la valeur analytique de Q_{rr} et les données du fabricant. Certains fabricants ne donnent par la caractéristique de Q_{rr} mais le temps de recouvrement en fonction de I_F et de di_a/dt . Dans ce cas, la charge recouvrée pourra être déterminée à l'aide des expressions (2.28) et (2.29).

$$t_{rr} = \tau_a \cdot \sqrt{2(S+1) \left[1 - e^{-\frac{I}{\tau_a \frac{di}{dt}}} \right]} \quad (2.28)$$

$$I_{RM} = \frac{di}{dt} \cdot \frac{t_{rr}}{(S+1)} \quad (2.29)$$

L'expression (2.29) fait apparaître le paramètre S qui désigne la douceur de la diode qui n'est rien d'autre que le rapport entre t_{ri} et t_r (figure 2.15) [20]. Dans notre cas, la diode MUR860 à laquelle le modèle est appliqué, laisse apparaître une valeur quasi-constante du facteur S.

La figure 2.16 montre le résultat obtenu et la bonne correspondance avec une erreur inférieure à 10% entre les données constructeur et les valeurs calculées à l'aide de l'expression (2.28). Dans ce cas présent, la charge recouvrée, évaluée pour $I_F = 8A$ et $di_a/dt = 200A/\mu s$ est de 214nC. L'application de ce modèle à d'autres diodes type HFA15PB60 montre également une bonne concordance (erreur inférieure à 10%). En revanche, l'application du modèle à des diodes de type "Ultrafast"

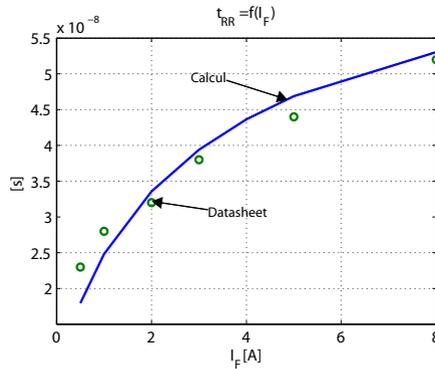


FIGURE 2.16. Comparaison entre les valeurs constructeur et le modèle analytique diode MUR860, $S=0.7$ et $\tau_a=27ns$

ou "Hyperfast" permet de visualiser l'effet des paramètres qui caractérise les pertes par recouvrement mais l'erreur entre le modèle et les données constructeur est supérieure à 30%. C'est pourquoi, afin de garantir une bonne précision pour chaque type de diode et toujours dans une optique de simplicité, un modèle basé sur une régression polynomiale multi-variables dans lequel les variables sont la pente de décroissance du courant di/dt ainsi que la valeur du courant dans la diode au moment de l'inversion de tension I_F [21] va être implémenté.

Les diodes de la société ST Microelectronics ont été sélectionnées pour réaliser ce modèle pour deux raisons principales :

1. leurs caractéristiques sont très bonnes,
2. la documentation technique sur les composants est très complète.

En effet, pour chaque diode, les caractéristiques du courant maximum de recouvrement I_{RM} , du temps de recouvrement t_{rr} ainsi que de la charge recouverte sont données en fonction de la dérivée du courant di/dt et ceci pour trois valeurs de courant différentes. De ce fait, il est

facile d'approcher la surface donnée par les variables di/dt et I_F par un polynôme multi-variables de degré deux.

$$Q_{rr} = a_1 x_1^2 + a_2 x_1 x_2 + a_3 x_1 + a_4 x_2^2 + a_5 x_2 + c \quad (2.30)$$

La surface représentant la charge recouvrée d'une diode type tandem STTH506DTI en fonction des variables I_f et di_a/dt est représentée sur la figure 2.17.

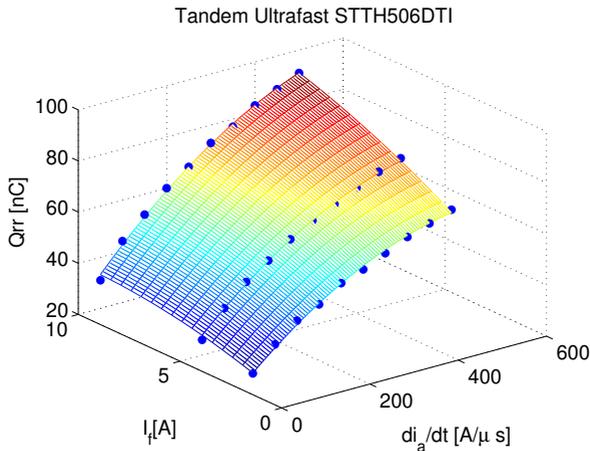


FIGURE 2.17. Surface représentant la valeur de la charge recouvrée d'une diode type STTH506DTI après approximation. Les points représentent les données du constructeur

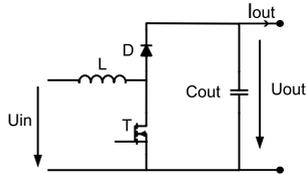
La valeur de la charge recouvrée estimée en fonction des différents paramètres liés au point de fonctionnement, les pertes en commutation dans la diode $P_{recouvr}$ peuvent être évaluées. Cependant avec cette méthode, il faut être attentif aux effets de bord qui peuvent conduire à des erreurs importantes.

2.4.3. Limitation des pertes liées au recouvrement de la diode

La diode et son extinction naturelle

Un moyen de limiter les pertes en commutation de la diode est de procéder à une extinction de la diode avec une décroissance du courant, jusqu'à l'annulation de celui-ci la plus lente possible. Le courant dans la diode doit donc s'annuler avant l'enclenchement du transistor Mosfet. La dérivée du courant de diode est ainsi donnée par la valeur de l'inductance de canal et les tensions d'entrée/sortie. Dans ces

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L}$$



conditions, la pente de décroissance du courant di_a/dt est donc faible, limitant ainsi la valeur du courant I_{rr} . Cette hypothèse est vérifiée par les mesures présentées sur la figure 2.18. Ces mesures ont été effectuées sur une cellule de commutation composée d'une diode MUR860 et d'un transistor Coolmos 20N60C3. Les valeurs de tension d'entrée et de sortie sont respectivement de 100V et 200V. Le courant moyen I_L circulant dans l'inductance lors de ces mesures est de 1A.

Dans le cadre d'une application industrielle, le coût aura également un impact déterminant dans le choix de la technologie. Cependant, dans notre étude, ce critère ne sera volontairement pas pris en compte afin de se concentrer uniquement sur les performances techniques. Les deux premières technologies tandem et turbo 2 étant des technologies en silicium usuelles, la suite de ce paragraphe sera consacrée à une brève introduction à la diode Schottky en carbure de silicium.

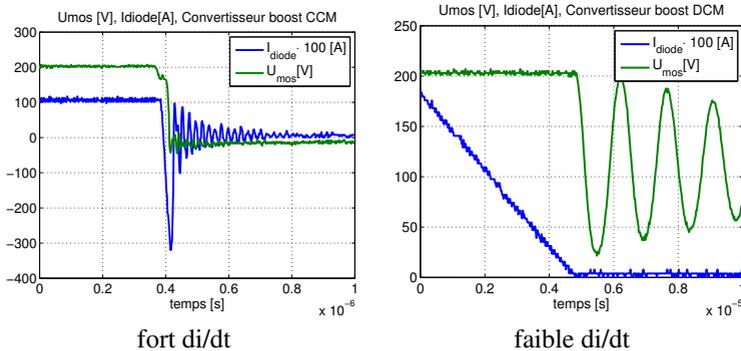


FIGURE 2.18. Diminution des pertes liées au recouvrement de la diode par une extinction naturelle

Les diodes Schottky en Carbure de Silicium (SiC) Les pertes en commutation dans la diode peuvent être réduites par l'utilisation de diode hyper-rapide (tandem) ou ultra-rapide (Turbo 2). Toutefois, si la tension le permet, l'utilisation de diode Schottky s'avère avantageuse car les pertes en commutation et en conduction s'en trouvent diminuées.

La diminution des pertes en commutation est liée à la structure de la diode Schottky qui est composée d'une jonction métal semiconducteur de préférence de type N. Une barrière de potentiel est créée dans la jonction par une différence de porteur entre les deux matériaux. Puisque le semi-conducteur et le métal sont de type N, le courant de conduction implique seulement des porteurs majoritaires sans injection de porteurs minoritaires. De cette façon, il n'y a pas de stockage de charge minoritaire dans la jonction et donc le temps de mise en conduction est presque nul. Le temps de blocage dépend uniquement de la capacité parasite et non plus du temps de recombinaison des porteurs.

La tension de seuil de la diode Schottky est également plus faible car la hauteur de barrière d'une jonction Schottky est plus faible que la barrière d'une jonction PN [22]. Toutefois, les diodes Schottky ont une

tenue en tension limitée de par leur courant de fuite à l'état bloqué. Cependant, la venue sur le marché de diodes Schottky en carbure de silicium [23] a permis d'augmenter la tenue en tension de cette technologie de 300V à 1200V pour une gamme de courant qui s'entend de quelques ampères à quelques dizaines d'ampères. Les particularités de ce type de diode sont que contrairement aux diodes en silicium qui possèdent une valeur de charge recouvrée et donc des pertes en commutation très fortement dépendantes du di_a/dt , du niveau du courant ainsi que de la température, les diodes Schottky en carbure de silicium ont des pertes quasiment indépendantes de ces conditions d'utilisation [24] [11] [25]. En revanche, pour une diode Schottky en carbure de silicium, la valeur des pertes augmente avec le niveau de tension de blocage [26]. L'inconvénient majeur de cette technologie de diode est son prix d'achat qui est lié à la jeunesse de cette technologie et à la maîtrise des procédés de fabrication.

Une mesure expérimentale sur un point de fonctionnement permet de comparer les performances d'une diode en carbure de silicium type 12S60 avec celles d'une diode type MUR860. La constatation est claire, avec une diminution d'un facteur trois sur le courant maximal de recouvrement I_{RR} pour un temps de recouvrement similaire, les pertes en commutation sont également diminuées d'un facteur similaire. Le comportement CEM (compatibilité électromagnétique) de la cellule de commutation sera également meilleur avec l'utilisation d'une diode en carbure de silicium car les oscillations résultantes de la commutation seront diminuées.

La diode de puissance à l'allumage

A l'enclenchement, la diode peut être représentée par une capacité afin de modéliser la variation de tension à ses bornes. L'allumage de la diode étant plus rapide que l'extinction du transistor, les pertes à l'enclenchement de celle-ci peuvent être négligées.

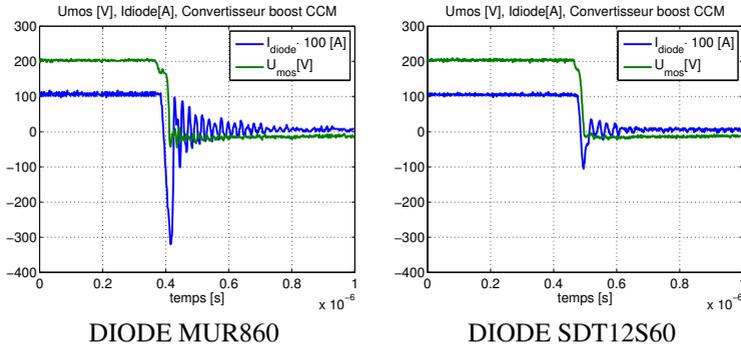


FIGURE 2.19. Diminution des pertes liées au recouvrement par l'utilisation d'une diode en carbure de silicium

2.4.4. Diode pertes en conduction

Les pertes en conduction dans la diode peuvent être exprimées simplement par l'expression (2.31).

$$P_{cond_{diode}} = V_j I_{moy} + r_T I_{eff}^2 \quad (2.31)$$

Dans le cas où les pertes par conduction de la diode doivent être limitées, les technologies "Ultrafast" et "SiC" doivent être privilégiées car elles possèdent une relativement faible valeur de tension de jonction V_j pour des diodes de 600V de tension de blocage.

2.5. La cellule de commutation Mosfet/Diode

Les modèles de la diode et du transistor Mosfet étant maintenant présentés, l'évolution des pertes dans la cellule de commutation Mosfet/Diode va être analysée. Si la cellule de commutation, composée

d'un transistor MOSFET et d'une diode n'est plus vraiment un secret en regard de la littérature existante sur le sujet [27] [28]. Cette section présente une étude des pertes de chaque élément composant la cellule de commutation dans le but de déterminer le mode de conduction qui permet de diminuer les pertes en comparant l'évolution de celles-ci :

- ▲ Pour une puissance à commutée connue et constante.
- ▲ Pour des niveaux de tension d'entrée U_{in} et de sortie U_{out} fixés.

Pour les mêmes raisons que citées précédemment, ces deux hypothèses de travail fixées, seules la valeur de l'inductance L et la fréquence de pulsation f peuvent influencer les pertes dans la cellule de commutation.

Si dans la section précédente, le modèle du transistor et de la diode ont été présentés, cette section s'intéressera à l'influence de la diode sur le transistor Mosfet afin de mettre en évidence l'incidence de celle-ci sur le comportement de la cellule de commutation. A la suite de cette section, des informations permettant le choix du mode de fonctionnement le plus efficace seront données.

2.5.1. Cellule de commutation Mosfet/Diode, pertes en commutation

Dans ce paragraphe, les modèles du transistor MOSFET et de la diode explicités précédemment seront utilisés en tenant compte cette fois de l'effet des imperfections de la diode sur le transistor MOSFET. La forme des signaux simplifiés de la figure 2.20 est représentée cette fois en tenant compte de l'effet du courant de recouvrement de la diode sur le transistor. Les surtensions sur la diode et le transistor sont négligées.

Comme indiqué précédemment, l'expression (2.14) ne tient pas compte des pertes liées au courant de recouvrement de la diode. L'utilisation des courbes de la figure 2.20 relatives à la fermeture du transistor permet d'exprimer l'énergie dissipée, liée aux imperfections de

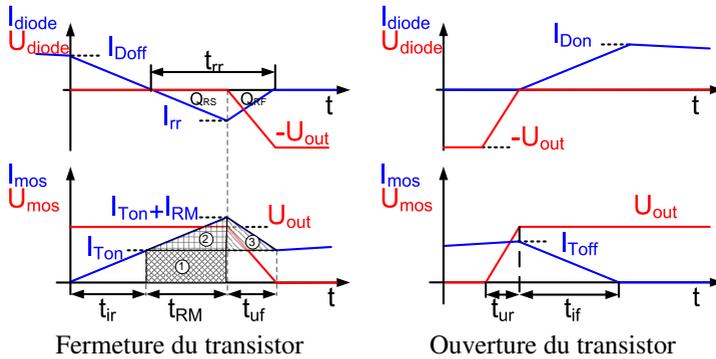
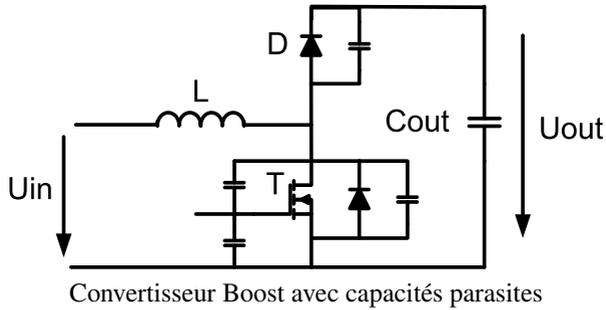


FIGURE 2.20. Représentation des formes d'onde simplifiées pour l'estimation des pertes en commutation dans une cellule de commutation Mosfet/diode

la diode $\Delta W_{onMOSFET}$ ainsi que L'énergie dissipée par le transistor $W_{onMOSFET}$ qui n'est rien d'autre [29] que la puissance dissipée à l'enclenchement P_{on} , divisée par la fréquence.

$$W_{onMOSFET} = \frac{1}{2} t_{ir} \cdot I_{TON} \cdot U_{out} + \frac{1}{2} t_{vf} \cdot I_{TON} \cdot U_{out} \quad (2.32)$$

Les pertes additionnelles à l'enclenchement du transistor MOSFET liées à la diode de puissance sont exprimées par (2.33) dans laquelle $Q_{RF} = Q_{RR} - Q_{RS}$. Dans (2.33), les expressions numérotées par les chiffres entourés 1,2 et 3 sont en relation avec les pertes engendrées par le courant inverse de diodes qui comme schématisé sur la figure 2.20, augmentent le temps de commutation .

$$\Delta W_{onMOSFET} = \underbrace{t_{RM} \cdot I_{TON} \cdot U_{out}}_{\textcircled{1}} + \underbrace{Q_{RS} \cdot U_{out}}_{\textcircled{2}} + \underbrace{1/2 \cdot Q_{RF} \cdot U_{out}}_{\textcircled{3}} \quad (2.33)$$

Les pertes à l'extinction de la diode $W_{offdiode}$ et qui doivent être dissipées par la diode sont exprimées par (2.34).

$$\begin{aligned} W_{offdiode} &= \frac{1}{2} \cdot Q_{RF} \cdot U_{out} \\ Q_{RF} &= Q_{RR} - Q_{RS} \\ Q_{RS} &= \frac{1}{2} \cdot t_s \cdot I_{rr} \\ W_{offdiode} &= \frac{1}{2} \cdot U_{bat} \left(Q_{RR} - \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{rr}^2}{di/dt} \right) \end{aligned} \quad (2.34)$$

L'expression (2.35) permet de connaître l'influence de la diode en termes de pertes à l'enclenchement du transistor.

$$W_{offdiode} + \Delta W_{onMOSFET} = t_{RM} \cdot I_{TON} \cdot U_{out} + Q_{RR} \cdot U_{out} \quad (2.35)$$

Dans le cas d'une diode Schottky, la forme des signaux à la fermeture du transistor diffère du cas précédemment étudié. En effet, la diode Schottky ne stocke pas de charge. De ce fait, les pertes en commutation ne sont plus liées aux charges stockées dans la diode mais à la capacité parasite qui se charge et se décharge. C'est pourquoi, à la fermeture du transistor, la tension aux bornes de celui-ci n'est pas maintenue par le courant de recouvrement et donc diminue immédiatement après que le courant de diode se soit annulé. Toutefois, une surintensité dans le transistor, qui résulte de la décharge de la capacité parasite de la diode, engendre des pertes supplémentaires qui sont de valeurs inférieures aux pertes enregistrées lorsque d'autres types de diodes sont utilisés.

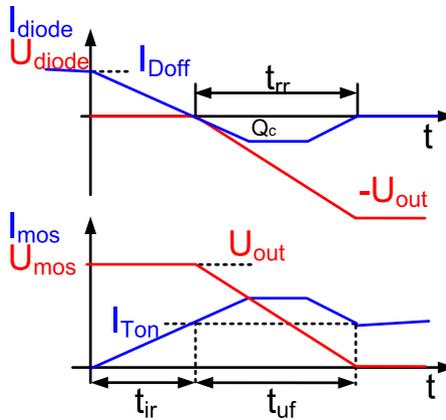


FIGURE 2.21. Fermeture transistor MOSFET avec une diode schottky

En tenant compte des signaux de la figure 2.21, l'influence énergétique d'une diode Schottky à l'enclenchement du transistor est exprimée par (2.35) :

$$W_{off\ diode} + \Delta W_{on} = \frac{1}{2} Q_c \cdot U_{out} + \frac{1}{2} Q_c \cdot U_{out} = Q_c \cdot U_{out} \quad (2.36)$$

Les pertes en commutation ont été discutées dans ce chapitre en ignorant volontairement les pertes relatives à la charge et à la décharge de la capacité d'entrée du transistor. De façon simple, ces pertes peuvent

être exprimées par (2.37), mais l'ordre de grandeur de ces pertes est relativement faible. De ce fait, ces dernières ne sont pas prises en compte dans ce document.

$$P_{grille} = V_{gs} \cdot Q_{gs} \cdot f \quad (2.37)$$

Les pertes en commutation et les technologies de diodes

Les différents modèles nécessaires au calcul des pertes dans une cellule de commutation MOSFET/Diode ont été présentés ainsi que l'interaction entre les pertes liées à la diode et au transistor MOSFET. La sélection de la technologie de diode la plus performante est basée sur une étude comparative qui utilise les modèles de pertes présentés précédemment. La sélection de la technologie de diode s'effectue entre les types "Ultrafast" STTH5R06, et "Tandem" STTH506DTI ainsi qu'une diode en carbure de silicium type SDT5S60. Afin de minimiser les pertes en commutation dans le transistor MOSFET, les temps de commutation doivent être les plus courts possibles. La réduction de ces temps entraîne l'augmentation du di/dt qui fait croître les pertes liées à la diode 2.22. De ce fait, si les pertes en commutation liées à la diode doivent être minimales, il convient à l'image des courbes obtenues à l'aide des expressions (2.36) et (2.35), d'utiliser une technologie de diode Schottky en carbure de silicium. Cependant cette technologie a un coût non négligeable qui peut rendre son utilisation incompatible avec un produit industriel. C'est pourquoi, il peut être avantageux dans certains cas d'utiliser une diode type tandem.

La figure 2.22 montre que les pertes augmentent, ou dans le meilleur des cas (SiC diode), restent constantes avec l'augmentation du di/dt . Cette constatation permet de justifier l'utilisation de diode en carbure de silicium afin de diminuer les pertes dans la cellule de commutation. D'une part car la valeur des pertes pour ce type de composant est faible et d'autre part car l'allumage du transistor pourra se faire

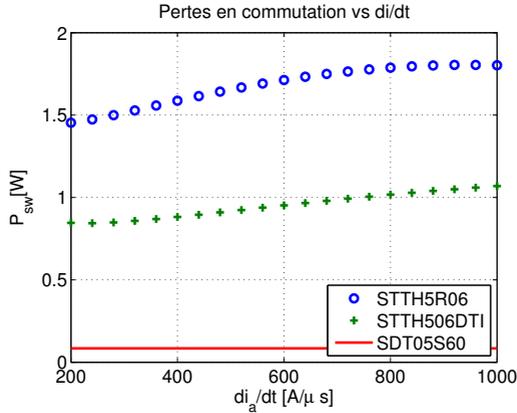


FIGURE 2.22. Pertes en commutation vs di/dt

avec une faible valeur de résistance de grille, ce qui permettra de réduire les pertes en commutation du transistor Mosfet. De plus, comme les pertes engendrées par la diode en carbure de silicium sont de nature capacitive, le choix d'une diode à faible densité de courant sera privilégiée afin de réduire les pertes en commutation de la cellule de commutation.

2.5.2. Cellule de commutation Mosfet/Diode, évolution des pertes

Comme mentionné, l'évolution des pertes de la cellule de commutation se fera pour des niveaux de tension en entrée et en sortie du convertisseur fixe. La puissance à commuter est également un paramètre qui restera constant. Ainsi, seules les valeurs de l'inductance L et de la fréquence de pulsation f peuvent modifier les sollicitations appliquées à la cellule de commutation et donc les pertes.

Le calcul des pertes dans la cellule est basé sur les modèles présentés dans la première partie de ce chapitre. L'influence de la technologie

de la diode utilisée est mise en évidence en associant un transistor Coolmos SPP20N60C3 aux trois modèles de diodes suivants :

1. STTH5R06, Turbo2 Ultrafast High Voltage
2. STTH506DTI Tandem 600V Hyperfast Boost Diode
3. MUR860 Ultrafast Diodes

Les caractéristiques des différents éléments sont données dans les tables 2.2 et 2.3.

V_{DS}	R_{DSon}	I_D	V_{th}	g_m	C_{iss}	C_{oss}	V_p
[V]	[Ω]	[A]	[V]	[S]	[pF]	[pF]	[V]
650	0.19	20.7	3	17.5	2400	780	5.5

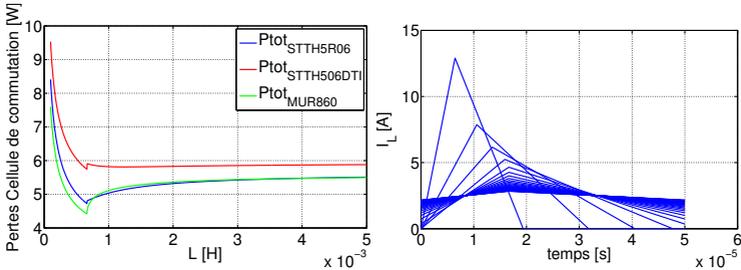
TABLE 2.2. *Caractéristiques CoolMos type 20N60C3*

<i>Diode</i>	V_{RRM}	V_F	I_F	S	Q_{rr}	C_j	t_{rr}
	[V]	[V]	[A]	[-]	[nC]	[pF]	[ns]
STTH506	600	1.4	5	0.35	110	12	25
STTH506DTI	600	2.4	5	0.4	45	6	12
MUR860	600	1.5	8	0.65	195	25	60

TABLE 2.3. *Caractéristiques Diodes St Microelectronics type STTH5R06*

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.23 où l'on peut visualiser les propriétés de chaque diode en termes de pertes en conduction et commutation. Les niveaux de tension d'entrée et de sortie sont respectivement de 200V et 300V alors que la fréquence de pulsation est de 20kHz.

Les résultats obtenus montrent que la conduction discontinue n'est, d'une façon générale, que peu intéressante car les pertes augmentent avec la diminution de la valeur de l'inductance L. En revanche, la conduction critique pourrait être un mode intéressant, car elle permet de maintenir la valeur efficace du courant dans des valeurs acceptables et elle permet de s'affranchir des pertes liées aux phénomènes de recouvrement de la diode. Mais le travail du convertisseur en régime de



(a) Pertes totales des cellules de commutation pour une fréquence $f_p=20\text{kHz}$ (b) Forme du courant dans l'inductance en fonction de sa valeur L

FIGURE 2.23. Evolution des pertes totales des cellules de commutation Coolmos SPP20N60C3, diodes vs inductance de lissage L . $U_{in}=200\text{V}$, $U_{out}=300\text{V}$, $P_{in}=500\text{W}$

conduction critique sur une grande plage de fonctionnement ne peut être obtenu que si la fréquence de pulsation du convertisseur est variable.

Afin de maintenir le convertisseur en mode de conduction critique sur toute la plage de puissance, la fréquence de pulsation doit être ajustée selon l'expression (2.38).

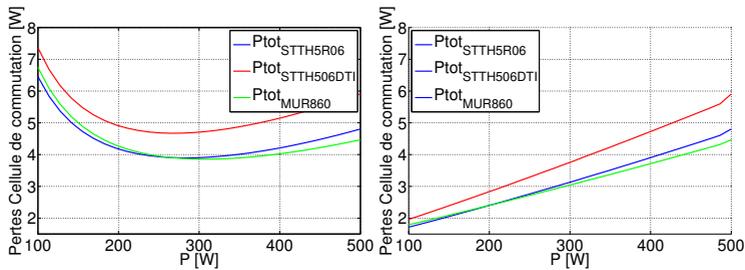
$$f = \frac{U_{ei}}{2 \cdot L \cdot I_{ei}} D \quad (2.38)$$

La comparaison des pertes dans la cellule de commutation maintenue en conduction critique par variation de la fréquence selon (2.38) et une cellule de commutation qui fonctionne en conduction discontinue sur toute la plage de puissance est effectuée sur la figure 2.24 en conservant, les composants, la valeur de la puissance commutée (500W) ainsi que les niveaux de tension ($U_{in}=200\text{V}$ et $U_{out}=300\text{V}$).

Les résultats obtenus à l'aide des modèles précédemment étudiés montrent que lorsque le convertisseur est maintenu en conduction critique, les pertes sont plus élevées que dans le mode de conduction discontinue, dans lequel la fréquence reste constante et relativement basse (20kHz) et ceci malgré l'augmentation de la valeur efficace du

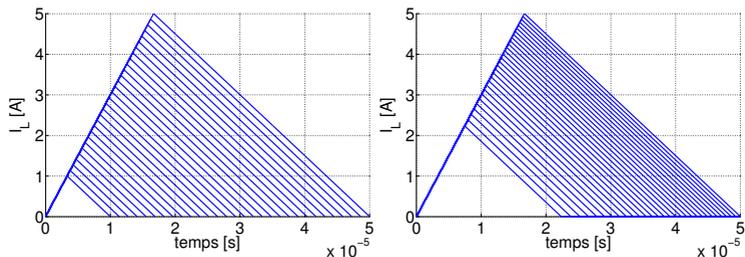
courant dans ce mode de conduction. Ceci s'explique par le fait que le carré de la valeur efficace du courant dans le transistor MOSFET diminue plus lentement que la fréquence de pulsation augmente comme on peut le constater sur la figure 2.25.

On peut, de ce fait, affirmer que pour des considérations énergétiques, le maintien du convertisseur en mode de conduction critique par variation de la fréquence de pulsation conduit à une baisse de rendement par une augmentation des pertes en commutation.



(a) Pertes de la cellule de commutation pour f_p variable en mode de conduction critique

(b) Pertes de la cellule de commutation pour f_p égale à 20kHz en mode de conduction discontinue



(c) Forme du courant I_L pour f_p variable en mode de conduction critique

(d) Forme du courant I_L pour f_p égale à 20kHz en mode de conduction discontinue

FIGURE 2.24. Evolution des pertes en fonction de la puissance à commuter; $U_{in}=200V$, $U_{out}=300V$, $L=700\mu H$

- a) Fréquence de pulsation variable, mode de conduction critique,
- b) Fréquence de pulsation fixe, mode de conduction discontinue,
- c) Forme du courant I_L , fréquence de pulsation variable,
- d) Forme du courant I_L , fréquence de pulsation à 20kHz

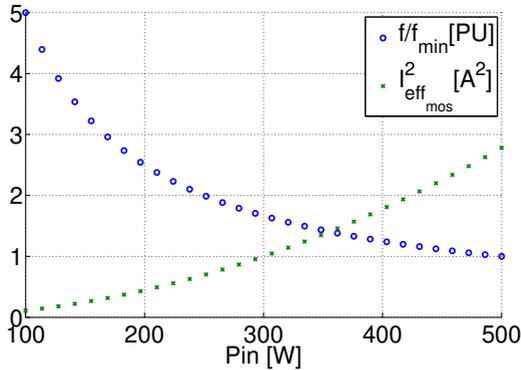


FIGURE 2.25. Fréquence de pulsation, valeur efficace du courant I_L vs P_{in} , $f_{min}=20kHz$, $U_{in}=200V$, $U_{out}=300V$, $L=700\mu H$

Concernant les différentes diodes prises à titre d'exemples, il est remarqué que pour des convertisseurs qui doivent fonctionner à des fréquences supérieures à 50kHz pour des questions d'encombrement et de poids, on privilégiera une diode de type Tandem qui permet de diminuer l'augmentation des pertes liées à l'augmentation de la fréquence. En revanche, pour garder les pertes en conduction faibles, on préférera utiliser une diode type MUR860 mais on gardera la valeur de la fréquence de pulsation en dessous de 20kHz. Sinon la diode de type ultrafast doit être utilisée car elle permet d'obtenir un compromis entre les pertes en conduction et en commutation. Les technologies de diode en carbure de silicium ont volontairement été mises de côté car elles présentent peu de pertes en commutation (Pertes essentiellement capacitives) et les pertes en conduction sont du même ordre de grandeur que pour une diode ultrafast. De ce fait, les diodes Schottky en carbure de silicium sont la technologie privilégiée pour réduire les pertes dans une cellule de commutation Mosfet/Diode.

2.6. Cellule de commutation

Mosfet/Mosfet

A la suite de l'analyse d'une cellule de commutation Mosfet/diode, il convient d'étudier les avantages et inconvénients du remplacement de la diode par un transistor Mosfet. La cellule de commutation Mosfet/Mosfet obtenue, possède deux principaux avantages :

- ▲ La bidirectionalité du courant,
- ▲ La commande du transistor Mosfet T_2 en diode en exploitant la propriété de conduction inverse du canal de celui-ci.

Un convertisseur formé d'une cellule de commutation Mosfet/Mosfet est généralement associé à une source d'énergie unidirectionnelle en tension et bidirectionnelle en courant typiquement batteries et supercondensateurs. Ce type de source peut stocker et fournir de l'énergie, ce qui nécessite une cellule de commutation formée de deux interrupteurs autorisant la circulation du courant dans les deux directions. Cependant, la cellule de commutation Mosfet/Mosfet peut également être utilisée avec une source d'alimentation unidirectionnelle en tension et courant. Dans ce cas, le remplacement de la diode par un transistor est réalisé dans le but de s'affranchir de la tension de jonction V_j de la diode en utilisant les propriétés de la conduction inverse du canal du transistor Mosfet. Cette section sera consacrée à cette question et aura pour objectif de déterminer dans quel type d'application le remplacement de la diode par un transistor Mosfet peut être avantageux.

La figure 2.26 présente le passage du courant dans le transistor Mosfet T_2 commandé en diode lors de son utilisation dans un montage élévateur. Les étapes t_1 à t_7 décrivent la forme du courant dans la diode intrinsèque du transistor ainsi que dans le canal du transistor.

- ▲ Durant le temps t_1 , le transistor T_1 commence son extinction, le courant dans l'inductance ne pouvant pas s'interrompre, la

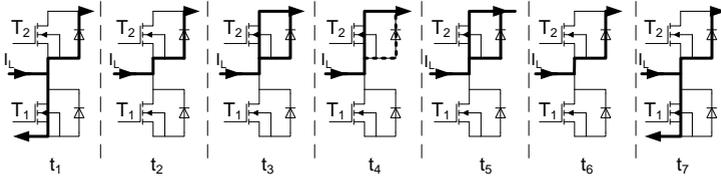


FIGURE 2.26. *Chemin du courant lorsqu'un transistor Mosfet est utilisé en lieu et place d'une diode*

diode intrinsèque du transistor Mosfet T_2 se met à conduire. t_1 est donné par le temps de fermeture t_{off} du transistor du bas.

- ▲ Durant le temps t_2 les deux transistors T_1 et T_2 sont ouverts et seule la diode intrinsèque du transistor du haut conduit. L'addition des temps t_1 et t_2 correspond au temps d'antichèvement.
- ▲ Durant t_3 , une tension positive est appliquée entre la grille et la source du transistor T_2 . La tension aux bornes du transistor étant égale à la tension de jonction de la diode, la capacité d'entrée sera proche de sa valeur maximale. De ce fait, un temps plus long sera nécessaire pour commuter le transistor ou une électronique de commande plus puissante devra être utilisée.
- ▲ Durant t_4 , le transistor du T_2 est fermé, en tenant compte des propriétés de conduction inverse et de la faible valeur de la résistance R_{DSON} d'un transistor Mosfet, la diode sera court-circuitée jusqu'à ce que la valeur du courant soit suffisamment importante pour polariser la diode et permettre la conduction de celle-ci. Ce cas de fonctionnement est illustré sur la figure 2.27.
- ▲ Durant t_5 , le transistor effectue son ouverture, comme le courant dans l'inductance n'est pas nul, il circule en partie dans le canal du transistor T_2 et dans sa diode intrinsèque.

- ▲ Durant t_6 , les transistors T_2 et T_1 sont ouverts, le courant dans l'inductance étant supérieur à zéro, il continue de traverser la diode intrinsèque du transistor T_2 .
- ▲ Durant t_7 , le transistor T_1 se ferme, durant cette transition, la vitesse de la montée du courant dans le transistor du bas donne la vitesse d'extinction du courant dans la diode en négligeant les éléments parasites. Durant cette phase, les charges recouvrées dans la diode sont à l'origine de pertes en commutation importantes.

Les formes du courant dans le canal et dans la diode intrinsèque du transistor sont représentées sur la figure 2.27 dans le cas d'une commutation dure.

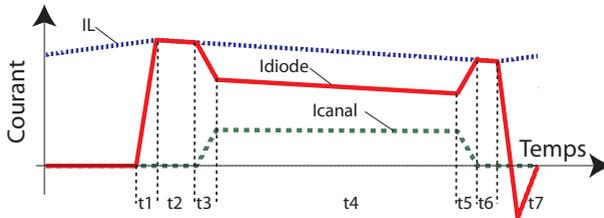


FIGURE 2.27. forme du courant dans l'inductance, dans la diode et dans le transistor Mosfet

Le calcul des pertes dans un transistor Mosfet commandé en diode, sans tenir compte des temps d'anti-chevauchement ainsi que des pertes en commutation (Annexe B), laisse apparaître que plus la valeur de la

résistance intrinsèque du canal augmente et plus la diode conduit jusqu'à ce que la canal ne conduise plus ($R_{DSON} \rightarrow \infty$). La réalité des choses est cependant différente, car la résistance de passage R_{DSON} pour des transistors à haute tension de blocage est principalement donnée par la résistance R_{drift} qui est une fonction de l'épaisseur de la région n^- [6]. De ce fait, plus la tension de blocage est grande et plus la résistance de passage est importante alors que la tension de jonction de la diode intrinsèque V_j varie peu avec la tension de blocage du transistor. De ce fait, il est impossible dans la gamme de transistor Mosfet disponible sur le marché que la diode supporte tout le courant, alors que le canal du transistor est créé. Pour s'en convaincre, un transistor coolmos de 900V, 10A présente une résistance de passage de 1.2 Ohm pour une tension de jonction de 1.4V à 25° et 10A.

La figure 2.28 illustre ces propos en calculant les pertes en conduction et uniquement les pertes en conduction dans le transistor Mosfet nécessaire à la phase de roue libre (Transistor T_1). Ce calcul est effectué en considérant dans un premier temps que la diode intrinsèque du transistor, le canal étant ouvert. Dans un deuxième temps, le même calcul est effectué mais en considérant la division du courant entre la diode et le canal du transistor qui est, cette fois, fermé. La fermeture du transistor est modélisée par une résistance de passage placée en parallèle de la diode.

La température a également un effet non négligeable, dont il faut tenir compte. En effet, une élévation de la température du transistor a pour conséquence un accroissement de la valeur de R_{DSON} ainsi qu'une diminution de la tension de jonction V_j . La diminution de la tension de jonction, qui aurait pour conséquence de réduire la valeur du courant qui traverse le canal du transistor lorsque le transistor est commandé en diode, est complètement compensée par l'augmentation de la valeur de la résistance différentielle r_d de la diode avec la température.

En conclusion de ces quelques lignes, si la cellule de commutation est composée de deux transistors Mosfet, il faut impérativement utiliser la

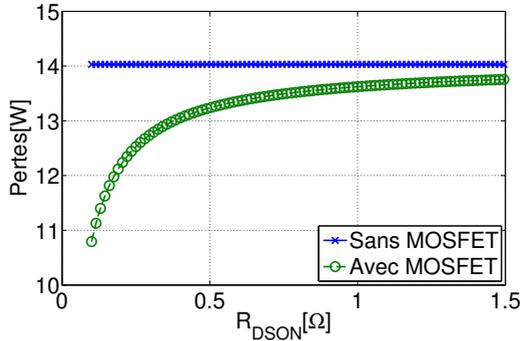


FIGURE 2.28. $U_{in}=170V$, $U_{out}=340V$, $\langle I_{out} \rangle = 10A$ $L=1mH$, $V_{t0}=0.8V$, $r_t=30m \Omega$

propriété de conduction inverse du canal pour réduire les pertes dans la cellule de commutation.

En considérant maintenant l'extinction de la diode intrinsèque du transistor à la suite de la fermeture du canal (étapes t_6 et t_7 2.26), une simple comparaison des paramètres tels que la charge recouvrée Q_{rr} ou le courant maximum en inverse I_{RR} pour des composants de même niveau de tension 600V pour un courant de 5A montre une augmentation de la charge recouvrée Q_{rr} d'un facteur 20 à 50 et une augmentation du courant inverse I_{rr} d'un facteur 3 à 4 (voir table 2.4).

<i>Composant</i>	Q_{rr} [nC]	I_{rr} [A]	di/dt [A/ μs]	I_F [A]	V_R [V]
STTH5R06	110	6	200	5	400
STTH506DTI	45	4.5	200	5	400
SPP04N60C3	2600	18	100	4.5	480

TABLE 2.4. Comparaison caractéristique diode ultrafast, tandem avec les caractéristiques de la diode intrinsèque d'un transistor CoolMos type SPP04N60C3

La table 2.4 montre que l'utilisation d'un transistor Coolmos en lieu et place d'une diode dans le but de tirer profit de ses caractéristiques, qui sont un faible encombrement et une faible valeur de résistance de

canal ($R_{DS(ON)}$), montre que le prix à payer pour ces caractéristiques est une diode intrinsèque de très mauvaise qualité et donc un accroissement des pertes en commutation liées à l'extinction de la diode. Pour illustrer ces propos, un calcul basé sur un transistor Coolmos SPP20N60CFD muni d'une diode intrinsèque rapide a été utilisé à titre d'exemple. Dans ce calcul, l'hypothèse que la pente de décroissance du courant dans l'inductance est fixée par le transistor Mosfet du bas est faite. Pour ce type de composant, elle est fixée à $900 \text{ A}/\mu\text{s}$. Afin de visualiser l'importance des pertes en commutation, une puissance constante de 500W est commutée en gardant les tensions d'entrée et sortie fixées à respectivement 140V et 270V . La valeur de l'inductance évolue ensuite d'une faible valeur de $100[\mu\text{H}]$ à $1000[\mu\text{H}]$ faisant ainsi travailler le convertisseur en mode de conduction discontinue puis continue. Le résultat est sans surprise, lorsque le convertisseur est en mode de conduction discontinue, les pertes en commutation liées à la charge recouvrée de la diode intrinsèque sont nulles. De ce fait, les pertes totales sont plus faibles en utilisant le transistor CoolMos que la diode SiC. En revanche, lorsque le convertisseur quitte le mode de conduction discontinue, la diode Schottky en carbure de silicium est clairement avantageuse énergétiquement. En gardant à l'esprit que la conduction continue est moins dissipative que la conduction discontinue (voir 2.23) pour ces niveaux de tension, la cellule de commutation composée d'une diode en carbure de silicium et d'un transistor de type CoolMos sera privilégiée d'un point de vue purement énergétique.

En revanche si un transistor CoolMos doit être utilisé en lieu et place de la diode, il conviendra de réduire le plus possible le temps d'anti-chevauchement afin que la diode conduise le moins de temps possible. Le temps d'anti-chevauchement qui permet de réduire les pertes liées à la conduction de la diode est dépendant du point de fonctionnement du convertisseur. C'est pourquoi, un contrôle actif de ce temps peut être envisagé. Différentes techniques existent, comme l'implémentation d'une table contenant les valeurs des temps en fonction du point de fonctionnement ou encore l'implémentation d'un algorithme de re-

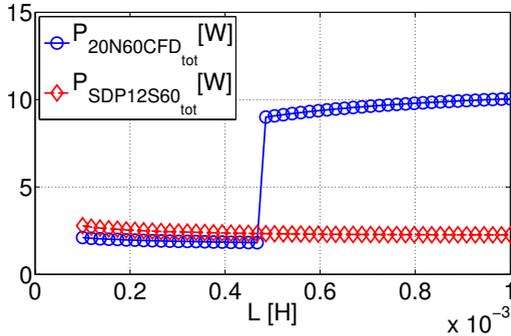


FIGURE 2.29. $V_{in}=140V$, $V_{out}=270V$, $P_{in}=500W$ $L=[100..1000]\mu HH$
CoolMos :SPP20N60CFD, Diode SiC :SDP12S60

cherche du maximum de rendement [30]. Ce type d'algorithme peut être apparenté aux algorithmes utilisés dans le monde du photovoltaïque du type "Perturbe et Observe". En conclusion, avec une bonne gestion du temps d'anti-chevauchement, une augmentation de rendement de 0.1% à 0.4% [31] peut être attendue. Mais ce type d'algorithme n'améliore pas fondamentalement la problématique de la commutation dure qui reste très dissipative dans le cas d'une cellule de commutation CoolMos/CoolMos. Cependant les caractéristiques du transistor Mosfet et de sa diode intrinsèque sont fortement liées au niveau de tension. De ce fait, il est évident qu'une conclusion différente peut être faite pour une application de tension inférieure à 100V dans laquelle les transistors Mosfet incluent directement une diode Schottky intégrée (ex : Mosfet STB70NFS03L) pour améliorer la caractéristique dynamique du transistor Mosfet.

2.6.1. Cellule de commutation Mosfet/Mosfet, commutation douce

Comme démontré précédemment, la mauvaise qualité de la diode intrinsèque des transistors Mosfet pour des tensions supérieures à 300V rend la commutation dure très dissipative surtout à l'enclenchement du

transistor Mosfet T_1 figure 2.26. C'est pourquoi, dans cette section, les deux modes qui permettent l'enclenchement du transistor T_1 sous des conditions de courant ou de tension nuls sans éléments additionnels seront étudiés. Ces modes de fonctionnement sont :

- ▲ la conduction discontinue,
- ▲ la commutation "quasi-résonnant" (Zero Voltage Switching).

Dans cette section les principes et le dimensionnement relatifs à ces deux modes de fonctionnement seront expliqués. Ensuite de cela, l'évolutions des pertes dans ces deux modes de fonctionnement seront calculées et comparées. A la fin de cette section les avantages et inconvénients de chaque mode seront discutés.

Commutation en mode de conduction discontinue

Bien que ce mode de fonctionnement puisse être obtenu avec une cellule de commutation Mosfet/Diode, il a été décidé de le traiter plus en détails dans cette section car son importance est capitale sur la réduction des pertes en commutation dans une cellule de commutation Mosfet/Mosfet.

Le mode de conduction discontinue est obtenu lorsque l'ondulation de courant est plus grande que deux fois la valeur moyenne du courant dans l'inductance du canal L. En mode de conduction discontinue, la décroissance du courant est limitée par la valeur de l'inductance du canal L. La dérivée du courant, qui est un paramètre important dans le calcul des pertes en commutation de la diode, est très faible (voir section 2.4.3).

Avec l'annulation du courant durant la période de pulsation, l'allumage du transistor responsable de l'accroissement du courant dans l'inductance s'effectue sous une condition de courant nul. Ce type de conduction permet ainsi d'éviter les pertes à l'extinction de la diode de roue libre et à l'allumage du transistor. Cependant, comme démontré précédemment, la conséquence de ce mode de fonctionnement est

une augmentation des pertes en conduction liée à l'augmentation de la valeur efficace du courant dans le convertisseur. Mais dans le cas où la bidirectionnalité du courant est nécessaire, une cellule de commutation composée de deux transistors est nécessaire. De ce fait, et en tenant compte de la mauvaise qualité de la diode intrinsèque des transistors et tout particulièrement dans le cas de transistor à superjonction, l'élimination des pertes en commutation permet de compenser l'augmentation de la valeur efficace du courant liée au mode de fonctionnement.

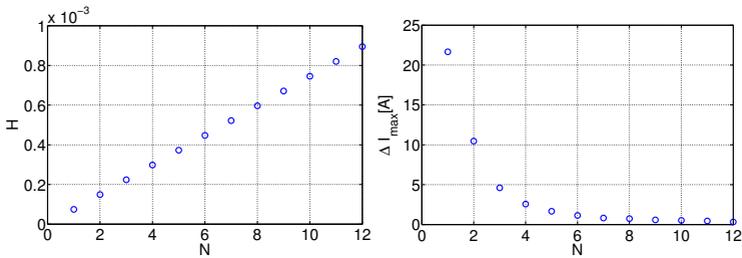
Le fonctionnement du convertisseur en mode de conduction discontinue s'obtient en calculant l'inductance critique $L_{critique}$ pour le point de fonctionnement le plus défavorable. Par ce calcul, on s'assure qu'une valeur d'inductance $L < L_{critique}$ permet de rester dans un mode de conduction discontinue sur toute la plage de fonctionnement. Dans le cas d'un convertisseur élévateur, le point de fonctionnement le plus défavorable est obtenu avec le rapport cyclique minimum D_{min} .

$$D_{min} = 1 - \frac{U_{in_{max}}}{U_{out_{min}}} \quad (2.39)$$

Pour ce point de fonctionnement qui est défini par $U_{in_{max}}$ et $U_{out_{min}}$, l'inductance critique est calculée grâce à l'expression (2.40) dans laquelle la lettre N représente le nombre de canaux.

$$L_{critique} = \frac{U_{in_{max}} N}{2f I_{in_{max}}} D_{min} \quad (2.40)$$

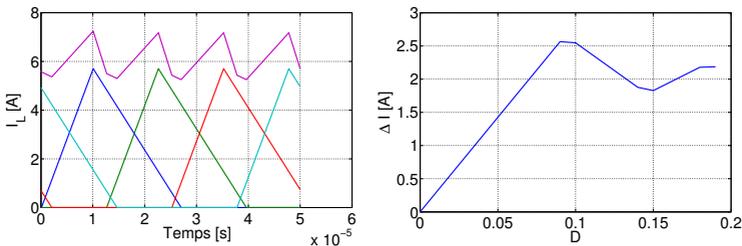
Cette expression montre que la valeur de l'inductance critique croît linéairement avec le nombre de canaux N. Ce qui, en revanche, n'est pas le cas de l'ondulation maximale du courant à l'entrée du convertisseur qui diminue de manière non linéaire avec l'augmentation du nombre de canaux comme on peut le voir sur la figure 2.30. Contrairement au mode de conduction continue, le mode de conduction discontinue présente une ondulation à l'entrée du convertisseur qui varie avec la



(a) Inductance critique $L_{critique}$ (H) (b) Ondulation de courant maximale $\Delta I_{in_{max}}$ (A)

FIGURE 2.30. Calcul de l'inductance critique et de l'ondulation maximale côté basse tension d'un convertisseur élévateur en mode de conduction discontinue. $U_{in_{min}}=130V$, $U_{in_{max}}=170V$, $U_{out_{min}}=190V$, $U_{out_{max}}=270V$, $I_{in_{moy_{max}}}=6A$, $f=20kHz$

valeur du rapport cyclique D . Cette ondulation est présentée sur la figure 2.31 dans le cas d'un convertisseur élévateur quatre canaux.



(a) Courant dans chaque canal et résultante côté basse tension (A), $D=0.2$

(b) Ondulation du courant ΔI_{in} (A)

FIGURE 2.31. Calcul du courant dans chaque canal ainsi que de la résultante I_{in} . Calcul de l'ondulation du courant ΔI_{in} à l'entrée du convertisseur en fonction du rapport cyclique D [-]. $U_{in_{min}}=130V$, $U_{in_{max}}=170V$, $U_{out_{min}}=190V$, $U_{out_{max}}=270V$, $I_{in_{moy_{max}}}=6A$, $f=20kHz$, $U_{in}=170V$, $U_{out}=270V$

Afin de limiter les pertes en conduction lors de la phase de roue libre, il convient de tirer profit de tous les avantages offerts par le transistor Mosfet et notamment la conduction inverse du canal qui permet de di-

minuer les pertes en conduction lors de cette phase. Afin de bénéficier de la conduction inverse, la commande du transistor peut être effectuée de deux façons différentes. Premièrement, le courant dans chaque canal est mesuré et le transistor du haut commute à l'état ouvert lorsque le courant passe par zéro et commute à l'état fermé après l'ouverture du transistor du bas en respectant le temps d'anti-chevauchement que l'on souhaite minimum. Deuxièmement, nous renonçons à la mesure du courant dans chaque canal et nous commandons l'ouverture du transistor par la mesure des tensions d'entrée et de sortie. Le temps de conduction du transistor du haut est déterminé par :

$$t_{on_{haut}} = D'T = \frac{U_{in}}{U_{out} - U_{in}} \cdot D \quad (2.41)$$

Cette méthode de commande est intéressante, car elle ne nécessite pas de capteur de courant mais en contre partie, une mesure précise des tensions d'entrée et de sortie ainsi que l'utilisation d'un DSP, pour garantir une précision suffisante dans un temps inférieur à la période de pulsation, est conseillée.

L'avantage du fonctionnement en mode de conduction discontinue dans le cas d'un convertisseur bidirectionnel en courant, est la diminution des pertes en commutation liées à l'extinction naturelle de la diode intrinsèque du transistor et l'élimination des pertes à l'enclenchement du transistor qui se fait sous une condition de courant nul. En revanche, la valeur efficace du courant augmente, ce qui conduit à une augmentation des pertes en conduction qui peuvent être réduites par la commande en diode du transistor lors de la phase de roue libre (voir la section 2.26).

Un convertisseur quatre canaux à conduction discontinue a été réalisé afin de constater que de bonnes performances en termes de rendement et de densité de puissance peuvent être obtenues avec ce mode de conduction. La commande de la conduction inverse du transistor du haut a été réalisée à l'aide de capteur de courant à effet hall et la détection du passage par zéro. Les détails concernant le fonctionnement de

ce mode de conduction ont été expliqués dans le chapitre 2.2 ainsi que dans divers références [32]. De ce fait, ils ne seront pas réexpliqués ici. En regard des conclusions concernant la figure 2.25, la fréquence de pulsation a été maintenue constante à 20kHz.

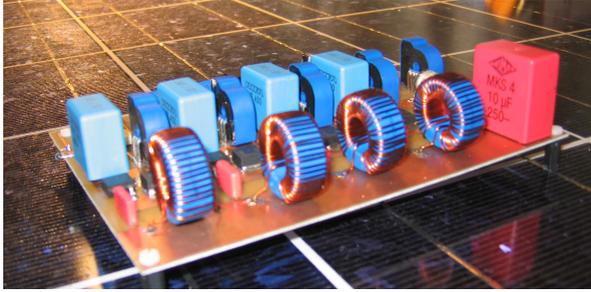


FIGURE 2.32. *Convertisseur entrelacé 4 canaux, $P_{max}=1200W$, $U_{in,max} = 200V$, $U_{out,max}=270V$, $\eta_{max}=98.7\%$, poids= 350[g], mode de conduction discontinue*

Sur la figure 2.33, la courbe de rendement laisse apparaître un bon rendement pour les puissances proches de la puissance maximale du convertisseur. En revanche, les pertes en commutation pénalisent le rendement à faible charge.

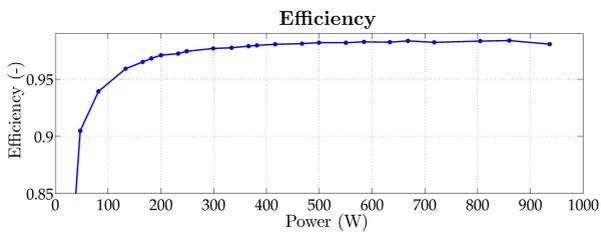


FIGURE 2.33. *Convertisseur entrelacé 4 canaux, $P_{max}=1200W$, $U_{in} = 170V$, $U_{out}=270V$, $\eta_{max}=98.7\%$, poids= 350[g], mode de conduction discontinue*

Commutation en mode "quasi-résonnant"

En mode de commutation "quasi-résonnant", l'approche utilisée pour enclencher le transistor T_1 sous une condition de tension nulle consiste à laisser la capacité parasite du transistors Mosfet C_{DS} se décharger naturellement par inversion du courant dans l'inductance L . Pour ce faire, la valeur de l'inductance doit être suffisamment faible pour que l'ondulation de courant soit légèrement supérieure à deux fois la valeur moyenne du courant circulant dans l'inductance afin de permettre au condensateur parasite C_{DS} de se décharger complètement. En conséquence, la valeur négative du courant I_{min} doit être suffisante pour permettre la décharge de la capacité parasite de T_1 . Cette approche n'est donc pas éloignée du fonctionnement en mode de conduction discontinue, discuté précédemment. Ce type de convertisseur est appelé en anglais "Zero Voltage Switching Quasi Square Wave Converter (ZVS-QSC)" [33] dû à la transition résonnante de la tension drain-source. La cellule de commutation est également composée de deux transistors Mosfet. De ce fait, le nombre de composants reste inchangé. Dès lors, seuls la commande des transistors et le dimensionnement de l'inductance changent. En 1992, un chargeur de batterie utilisé dans le satellite EOS fut réalisé avec ce type de dimensionnement qui, comme l'utilisation le démontre, nécessite obligatoirement une source réversible en courant du côté basse tension [34].

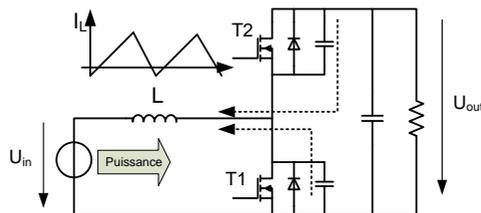


FIGURE 2.34. Convertisseur DC/DC en fonctionnement quasi-résonnant

Comme on peut le voir sur la figure 2.34, les commutations des transistors, sous des conditions de tension nulles, peuvent être obtenues

uniquement si le courant négatif circulant dans l'inductance est suffisamment important pour décharger le condensateur parasite C_{DS} de T_1 . En termes d'énergie, cette condition est obtenue si l'énergie liée au courant négatif dans l'inductance est supérieure à l'énergie contenue dans les condensateurs parasites [34].

$$\frac{1}{2}LI_{pneg}^2 > C_{DS}U_{DS}^2 \quad (2.42)$$

Le temps d'anti-chevauchement idéal doit permettre la décharge du condensateur C_{DS} mais il ne doit pas être trop long afin de ne pas engendrer de pertes supplémentaires liées à la conduction de la diode intrinsèque de T_1 . Le temps optimum d'anti-chevauchement T_e est obtenu par la variation de la tension aux bornes des capacités parasites entre le drain et la source qui est égale à U_{out} .

$$T_e = \sqrt{\frac{C \cdot L}{2}} \quad (2.43)$$

Afin que le condensateur parasite puisse se décharger durant le temps d'anti-chevauchement, le courant doit, dans tous les cas, atteindre la valeur minimale de I_{pneg} . Le pire des cas est atteint lorsque le courant moyen à l'entrée du convertisseur est maximum. Ce qui correspond à une tension d'entrée minimale U_{inmin} et une puissance commutée maximale P_{inmax} . La condition de courant minimum I_{pneg} est donnée par :

$$I_{pneg} = \frac{\Delta I}{2} - I_{moymax} = \frac{U_{inmin}}{2L} D \cdot T - \frac{P_{inmax}}{U_{inmin}} \quad (2.44)$$

La valeur de l'inductance est obtenue par la résolution de l'équation du deuxième ordre composée des équations(2.42) et (2.44). La valeur de l'inductance la plus faible est choisie afin de remplir les conditions

nécessaires au mode de commutation "quasi-résonnant".

$$L = \frac{1}{2} \frac{DTP_{in} + 2C_{ds}U_{out}^2 - 2\sqrt{C_{ds}U_{out}^2 \cdot (DTP_{in} + C_{ds}U_{out}^2)}U_{min}^2}{P_{in}^2} \quad (2.45)$$

Afin de vérifier ces expressions, une simulation du convertisseur en mode "quasi-résonnant" a été réalisée. Les calculs ont été effectués pour un convertisseur à quatre canaux de 500W, chacun respectant les niveaux de tension de notre domaine d'application. Pour rappel, les niveaux de tension d'entrée et de sortie considérés sont respectivement de $U_{in}=[140V..170V]$ et $U_{out}=[220V..270V]$ et le transistor choisi pour cette application est un transistor à superjonction de la maison Fairchild qui possède une capacité drain-source de 165pF. Après résolution des équations (2.42),(2.43) et (2.44), la valeur de l'inductance obtenue est de $442\mu H$ et le courant I_{pneg} est de $-0.24A$.

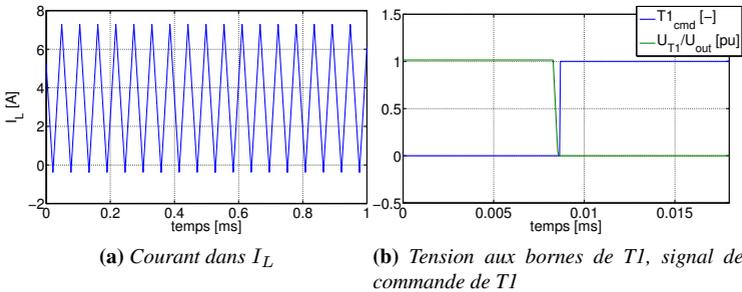


FIGURE 2.35. Forme d'onde mode de commutation "quasi-résonnant", $P_{max} = 500W$, $U_{in}=140V$, $U_{out}=270V$

Comme on peut le constater sur la figure 2.35 (a), qui représente le courant dans l'inductance L et sur la figure 2.35 (b) qui représente la commutation du transistor du bas T1, la commutation s'effectue effectivement sous une condition de tension nulle lorsque le courant s'inverse de manière à pouvoir décharger les capacités parasites. De plus, les diodes s'éteignent de manière naturelle éliminant ainsi les pertes liées aux charges recouvrées ainsi qu'à l'enclenchement des

deux transistors. Cependant, dans un mode de commutation "quasi-résonnant", la différence entre la tension d'entrée et de sortie est fixée par le rapport cyclique D . De ce fait, pour des tensions d'entrée et de sortie constantes, le rapport cyclique l'est tout autant. En conséquence, l'ondulation autour de la valeur moyenne du courant restera constante si la fréquence de pulsation ne varie pas, même à faible charge. Ce qui conduit à une dégradation importante du rendement à faible charge. La figure 2.36 illustre ces propos en traçant les pertes en conduction dans la cellule de commutation en fonction de la puissance convertie.

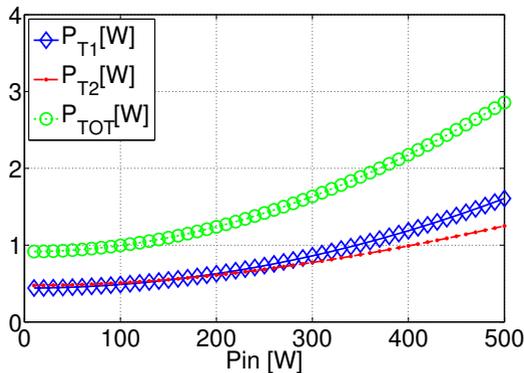


FIGURE 2.36. *Perte en conduction d'une cellule de commutation Mosfet/Mosfet en mode "quasi-résonnant" en fonction de la puissance convertie P_{in}*

La diminution des pertes à faible charge passe par une diminution de l'ondulation de courant autour de la valeur moyenne. Le niveau des tensions étant fixé par l'application, le rapport cyclique est fixe et la valeur de l'inductance également. Le seul degré de liberté reste la variation de la fréquence en fonction du niveau de puissance à commuter [35]. L'expression (2.44) nous permet de définir la frontière dans laquelle le convertisseur reste en mode "quasi-résonnant". Concernant les méthodes utilisées pour faire varier la fréquence en fonction de la charge on peut citer [35] et [36]. Dans [35] la période d'échantillonnage du convertisseur est basée sur une interruption générée à chaque

fois que le courant est inférieur à la limite I_{pneg} . Dans cette interruption le temps d'enclenchement du transistor calculé en fonction du niveau de tension à l'entrée du convertisseur ainsi que du courant moyen de référence est mis à jour. La publication [36] utilise quant à elle, une méthode plus simple à maîtriser d'un point de vue réglage car la fréquence varie par palier (voir figure 2.37) permettant ainsi le contrôle du convertisseur avec les méthodes de réglage usuelles sans craindre d'instabilités liées à la dynamique de la charge.

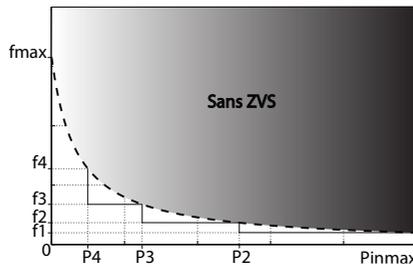


FIGURE 2.37. Représentation de la limite de fonctionnement en mode "quasi-résonnant" [37]

Il convient maintenant de comparer les résultats obtenus pour une commande du convertisseur en mode "quasi-résonnant" à fréquence de pulsation fixe avec l'une des méthodes à fréquence de pulsation variable. Dans notre cas, la problématique du réglage est secondaire et notre objectif est de déterminer l'influence énergétique de la fréquence variable sur le rendement global du convertisseur. De ce fait, la méthode proposée dans [35] est préférée à la méthode [36] car elle permet de suivre la frontière présentée sur la figure 2.37 de manière continue, ce qui permet d'obtenir un rendement de la méthode de contrôle de 100%. La comparaison entre la commande à fréquence de pulsation fixe et la méthode [35] est réalisée en calculant les pertes totales qui correspondent à l'addition des pertes en commutation et des pertes en conduction sur toute la plage de puissance. Les calculs ont été réalisés sur une cellule de commutation composée de deux transistors

CoolMos type 20N60C3 qui commutent une puissance maximale de 1000W sous des tensions respectives d'entrée et de sortie de 140V et 270V. La fréquence de pulsation maximale a été fixée à 200kHz. Cette fréquence de pulsation peut sembler élevée, mais elle est clairement en dessous des possibilités offertes par des composants de type CoolMos qui peuvent commuter à des fréquences de 500kHz avec des circuits d'enclenchement usuels de type HCPL 3120 [38].

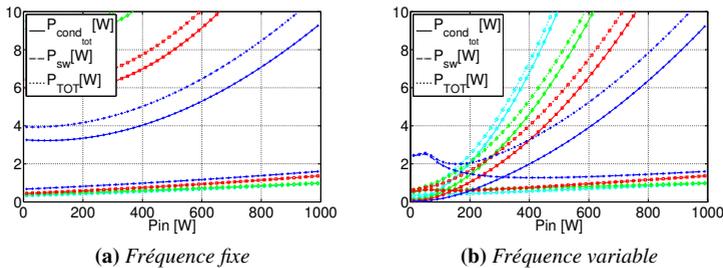


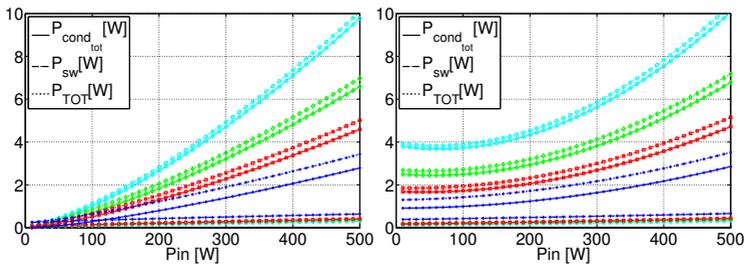
FIGURE 2.38. Variation des pertes en mode "quasi-résonnant" pour une fréquence de pulsation fixe et variable

- : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP04N60C3
- ◇ : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP07N60C3
- : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP11N60C3
- ⊕ : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP20N60C3

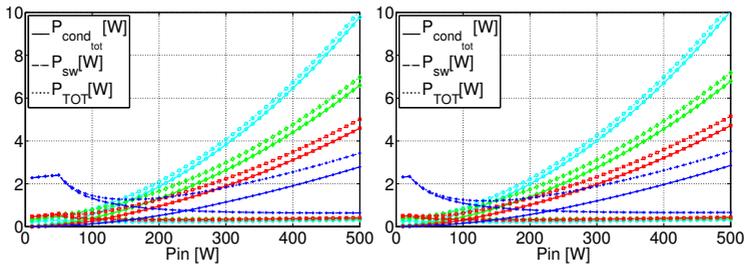
Comparaison entre la conduction discontinue et le mode de commutation "quasi-résonnant"

Comme mentionné précédemment, dans le mode de conduction discontinue et le mode de commutation "quasi-résonnant", les pertes liées à l'extinction de la diode intrinsèque du transistor Mosfet T_2 (figure 2.34) ainsi que les pertes à l'allumage du transistor T_1 sont nulles. D'une part car le courant dans la diode intrinsèque s'annule naturellement, d'autre part car l'allumage du transistor s'effectue sous une condition de tension nulle ou de courant nul. De ce fait, il est intéressant de comparer ces deux modes de fonctionnement d'un point de

vue purement énergétique. Pour ce faire, les pertes en conduction et en commutation seront évaluées et l'évolution de celles-ci en fonction de la puissance d'entrée sera tracée. Les calculs ont été réalisés pour une puissance de 500W avec une cellule de commutation composée de deux transistors CoolMos identiques. En revanche, le type de transistors qui compose la cellule de commutation est modifié afin de visualiser l'influence des caractéristiques de ceux-ci sur les pertes totales. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.39.



(a) Pertes conduction discontinue avec T fixe (b) Pertes conduction synchrone ZVS avec T fixe



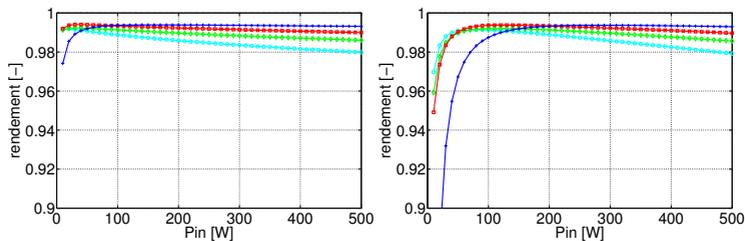
(c) Pertes conduction critique avec T variable (d) Pertes conduction synchrone ZVS avec T variable

FIGURE 2.39. Evolution des pertes en fonction de la puissance à commuter, $P_{max} = 500W$, $U_{in} = 140V$, $U_{out} = 270V$

- \circ : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP04N60C3
- \diamond : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP07N60C3
- \square : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP11N60C3
- $+$: Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP20N60C3

La conduction discontinue à fréquence de pulsation fixe est le mode de fonctionnement le plus avantageux énergétiquement pour deux raisons. La première est constituée du gain sur les pertes en commutation lié à l'extinction naturelle de la diode et l'enclenchement du transistor sous une condition de courant nul. La deuxième réside dans le fait que contrairement à la conduction continue, le rapport cyclique évolue avec la charge, ce qui conduit à une diminution "naturelle" de la valeur efficace du courant liée à la diminution de la charge. En revanche, le fonctionnement en mode de conduction critique reste plus dissipatif que le mode de conduction discontinue à fréquence fixe et ceci pour les mêmes raisons qu'évoquées dans la section 2.5.2.

Le fonctionnement le moins dissipatif en mode "quasi-résonnant" est obtenu avec une variation de la fréquence en fonction de la charge. Cependant, ce mode de fonctionnement reste énergétiquement moins intéressant que le mode de conduction discontinue. Les images de la figure 2.39 (c) et (d) laissent apparaître un plat à faible charge. Ce plat est dû à une limitation supérieure de la fréquence de pulsation placée à 200kHz afin de garder un certain réalisme dans nos calculs.



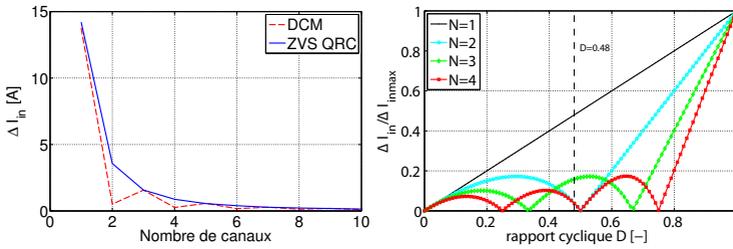
(a) Rendement conduction discontinue avec T fixe (b) Rendement conduction synchrone avec T variable

FIGURE 2.40. Rendement de la cellule de commutation en fonction de la puissance, $P_{max} = 500W$, $U_{in} = 140V$, $U_{out} = 270V$

- : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP04N60C3
- ◇ : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP07N60C3
- : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP11N60C3
- + : Cellule de commutation avec deux CoolMos SPP20N60C3

L'analyse précédente ne concerne que le comportement énergétique de la cellule de commutation en mode de conduction discontinue ou mode de commutation "quasi-résonnant". En intégrant maintenant les contraintes liées à l'ondulation maximale du courant à l'entrée du convertisseur, la figure 2.41 montre la comparaison de l'ondulation entre un convertisseur en mode de conduction discontinue et un convertisseur en mode "quasi-résonnant". Dans un mode de conduction discontinue, l'ondulation de courant à l'entrée du convertisseur est dépendante du rapport des tensions, de la charge ainsi que du nombre de canaux. En mode de conduction continue, l'ondulation est fixée par le rapport cyclique D qui est lui-même fixé par le rapport des tensions en entrée et en sortie du convertisseur. Dans notre exemple, la tension d'entrée du convertisseur est de 140V pour une tension de sortie de 270V. Le rapport cyclique est, de ce fait, égal à $D=0.48$ et il est égal à une constante. La figure 2.41 (a) montre l'évolution de l'ondulation maximale à l'entrée du convertisseur en fonction du nombre de canaux selon les deux modes de fonctionnement. Cela nous permet de constater que pour un nombre de canaux élevé ($N>8$), la valeur de l'ondulation à l'entrée du convertisseur est de même amplitude. En revanche, dans ce cas de fonctionnement précis, le convertisseur à deux et quatre canaux est nettement à l'avantage du mode "quasi-résonnant". Ceci s'explique simplement avec la figure 2.41 (b) qui représente le taux d'ondulation à l'entrée du convertisseur en mode de conduction continue. Comme la figure 2.41 le montre, lorsque le rapport cyclique $D=0.48$, les topologies qui présentent le plus faible taux d'ondulation sont celles pourvues de deux et quatre canaux.

De ce fait, lorsque le convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue, le nombre de canaux doit être suffisant pour respecter les contraintes sur l'ondulation de courant à l'entrée du convertisseur. Ceci conduit à une légère baisse de rendement liée à l'augmentation des pertes en commutation comme on peut le voir sur la figure 2.42 (a). En revanche, dans le cas du mode de commutation "quasi-résonnant", le nombre de canaux ne doit pas être élevé afin de ne pas accentuer le

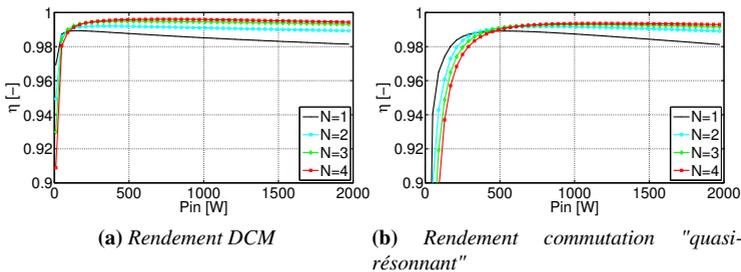


(a) Comparaison de l'ondulation entre les deux modes

(b) Ondulation en mode de CCM

FIGURE 2.41. Ondulation de courant à l'entrée du convertisseur entrelacé, $P_{inmax}=1000W$, $U_{in}=140V$, $U_{out}=270V$

défaut de ce convertisseur en faisant commuter chaque canal à faible charge. Toutefois, le nombre de phases ne doit pas être trop faible afin que les pertes en conduction ne soient pas trop importantes à pleine charge 2.42 (b).



(a) Rendement DCM

(b) Rendement commutation "quasi-résonnant"

FIGURE 2.42. Rendement du convertisseur entrelacé en mode de conduction discontinue et en mode "quasi-résonnant" ΔI_{in} , $P_{inmax}=2000W$, $U_{in}=140V$, $U_{out}=270V$

2.7. Conclusion

Ce chapitre s'est focalisé sur l'étude de la cellule de commutation d'un convertisseur élévateur entrelacé, d'un point de vue purement énergétique. Après le rappel des notions de base liées aux propriétés du convertisseur élévateur, comme les différents modes de conduction, les modèles utilisés pour quantifier les pertes ont été présentés. Ces modèles ont la particularité de n'utiliser que les données fournies dans la documentation des constructeurs avec pour objectif de pouvoir compléter de façon simple et flexible les tables de composants nécessaires à l'évaluation des pertes dans la cellule de commutation.

Les modèles nécessaires à l'évaluation des pertes dans chaque composant présentés, l'étude des cellules de commutation Mosfet/Diode et Mosfet/Mosfet a été réalisée.

2.7.1. Cellule de commutation Mosfet/Diode, résumé

Cette section consacrée à la cellule de commutation Mosfet/Diode a permis de constater que la meilleure efficacité sur une grande plage de fonctionnement est obtenue en mode de conduction continue avec une inductance de lissage L de grande valeur. Les commutations étant dures dans ce mode de conduction, la technologie de diode la plus adaptée est la diode schottky en carbure de silicium pour l'absence de charge recouvrée permettant ainsi de diminuer les pertes en commutation.

Si la conduction discontinue peut être intéressante lorsque des diodes de mauvaises qualités sont utilisées, la variation de la fréquence pour maintenir le convertisseur en conduction critique n'est pas intéressante. En effet, la fréquence de pulsation variable conduit à une augmentation des pertes, et d'une manière générale, elle complique la structure de contrôle du convertisseur.

2.7.2. Cellule de commutation Mosfet/Mosfet, résumé

Dans cette section, il a été calculé que la commutation dure du mode de conduction continue est très dissipative. En effet, la médiocre qualité de la diode intrinsèque au transistor Mosfet à super-jonction conduit à une augmentation des pertes en commutation très importante. De ce fait, la cellule de commutation Mosfet/Mosfet sera utilisée lorsque l'application nécessite la bidirectionnalité du courant.

Sur cette base et dans le but de s'affranchir des pertes liées au recouvrement de la diode, deux modes de fonctionnement du convertisseur qui sont la conduction discontinue et le mode "quasi-résonnant" ont été étudiés et comparés.

Le mode de conduction discontinue sera d'une manière générale préféré car il possède un meilleur comportement énergétique à faible charge. Toutefois, une contrainte stricte sur l'ondulation du courant à l'entrée du convertisseur va nécessiter plus de phases que dans un mode "quasi-résonnant". En effet, l'atténuation de l'ondulation liée à l'entrelacement des courants est plus importante en mode de conduction continue ou en mode "quasi-résonnant" qu'en mode de conduction discontinue. De ce fait, les modes de conduction discontinue ou de commutation "quasi-résonnant" doivent, pour un cahier des charges, être comparés systématiquement.

Chapitre 3

L'élément passif clef, l'inductance

3.1. Introduction

Dans le chapitre 2, une étude détaillée des pertes dissipées dans la cellule de commutation a été faite. Ceci nous a permis de mettre en évidence quelques propriétés intéressantes, comme la diminution des pertes en conduction liée à l'augmentation de la valeur de l'inductance L . En conséquence, plus la valeur de l'inductance est grande et plus l'électronique est efficace. Cependant, pour une grande valeur d'inductance, l'énergie stockée est importante et donc le poids et le volume de l'inductance également. A l'opposé, une faible valeur d'inductance permet d'obtenir un convertisseur avec un poids plus faible et une meilleure dynamique, mais malheureusement peu efficace. Ces quelques lignes permettent de bien comprendre l'importance de l'inductance et des éléments passifs qui, dans l'électronique moderne, jouent un rôle non négligeable en termes de masse, volume et rendement.

Les facteurs poids et volume ne sont pas les seuls à orienter la recherche sur la miniaturisation des éléments passifs. Le prix des matières premières, comme le cuivre ou le fer, contribue également à cet

engouement. En effet, sachant que 60% du cuivre est utilisé dans le domaine des applications électriques et énergétiques, dont 48% uniquement pour la fabrication de câbles destinés au transport de l'énergie [39], nous conviendrons aisément qu'une augmentation du prix du cuivre a un impact significatif sur le prix des installations électriques. Il en va de même pour les convertisseurs de puissance où le cuivre est utilisé pour effectuer les connexions entre composants et réaliser les éléments inductifs. La figure 3.1 montre l'évolution des stocks, mais surtout le prix du cuivre depuis 1970 jusqu'à 2006. Ce qui permet de constater son augmentation significative depuis notre entrée dans le 21^{ème} siècle. Toutefois, ces considérations sont liées à des aspects purement financiers et politiques et n'ont pas de raison technique, c'est pourquoi on préférera quantifier l'impact des éléments passifs sur le convertisseur en termes de masse, de pertes et de volume en gardant à l'esprit que plus la conception du convertisseur dépend des matières premières, comme le cuivre et le fer, plus le coût de celui-ci sera soumis aux fluctuations du marché financier. Pour résumer, notre

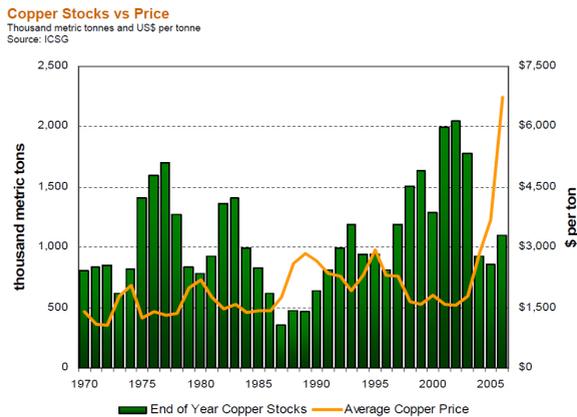


FIGURE 3.1. Evolution des stocks et du prix du cuivre de 1970 à 2006 (*World copper factbook 2007*) [40]

problématique consiste à dimensionner une interface de puissance qui nuit le moins possible au rendement global d'un système mobile, type

véhicule. Pour ce faire, tel que mentionné auparavant, le dimensionnement des éléments passifs, et principalement des inductances, doit faire l'objet d'une intention particulière car il s'agit des éléments les plus pénalisants en termes de poids et de volume avec le système de refroidissement.

De ce fait, il convient de réaliser une méthode de dimensionnement permettant de déterminer rapidement les éléments formant l'inductance, comme le noyau ou encore le fil utilisé pour la conception du bobinage, afin de déterminer la structure du convertisseur, ou plus exactement le nombre de canaux qui composera notre interface de puissance et qui présentera le meilleur compromis entre haut rendement et forte densité de puissance.

3.2. Généralités

Une inductance de puissance n'est rien d'autre qu'un fil conducteur généralement en cuivre ou en aluminium entourant un noyau magnétique qui, dans le cadre de cette thèse, est de forme torique (figure 3.2).

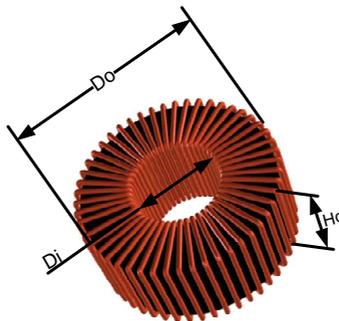


FIGURE 3.2. *Tore*

Dans un convertisseur élévateur, l'inductance est utilisée comme un accumulateur d'énergie qui permet, à l'aide d'une cellule de commu-

tation, de faire transiter un flux de puissance entre deux sources de tension de niveaux différents. Le flux d'énergie entre ces deux sources est géré par une cellule de commutation qui contrôle la valeur du courant circulant dans l'inductance et ainsi l'énergie contenue dans celle-ci. Afin d'assurer le bon fonctionnement du convertisseur, le volume de l'inductance doit être suffisant pour stocker l'énergie maximale liée à la valeur crête du courant sans saturer (section 2.2). En se basant sur les équations de base du magnétisme dans un milieu linéaire isotrope et sans perte, la densité volumique d'énergie peut être exprimée par :

$$W = \int \vec{H} \cdot d\vec{B} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} [J/m^3] \quad (3.1)$$

L'énergie magnétique qui peut être contenue dans un volume est égale à l'intégrale de W dans ce volume et peut donc être exprimée par :

$$W_{noyau} = \frac{1}{2} \frac{B_p^2}{\mu} V_{noyau} \quad (3.2)$$

B_p est l'induction magnétique maximale avant saturation. En égalisant l'énergie que l'inductance doit pouvoir contenir avec l'énergie maximale pouvant être contenue dans le noyau, l'expression du volume minimum est donnée [41].

$$V_{noyau,min} = \mu \cdot L \cdot \left(\frac{I_p}{B_p} \right)^2 \quad (3.3)$$

L'équation (3.3) montre que le volume de l'inductance minimum est obtenu avec une valeur de perméabilité μ minimale. Cependant, la diminution de la perméabilité fait augmenter le nombre de spires nécessaire à l'obtention de la valeur de L. Ainsi un compromis devra être trouvé entre le nombre de spires nécessaire à l'obtention de la valeur d'inductance L et le volume du noyau. Le courant I_p étant le courant maximum qui traverse l'inductance, l'induction maximale B_p avant

saturation du matériau choisi doit remplir la condition suivante :

$$B_p \geq \frac{\mu \cdot N}{l_e} \cdot I_p \quad (3.4)$$

Le noyau de l'inductance choisi est de forme toroïdale et à entrefer réparti car cette technologie de noyau permet de stocker une énergie importante dans un volume minimum en accord avec l'expression (3.3). A la suite de ces explications, il est intuitivement possible d'écrire une procédure itérative de dimensionnement simplifiée qui servira de fil conducteur dans cette section.

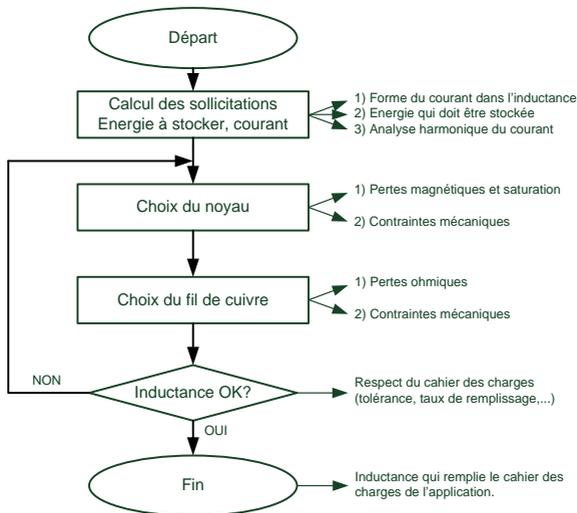


FIGURE 3.3. Diagramme simplifié du dimensionnement d'une inductance

La figure 3.3 illustre cette procédure sans spécifier les détails et les critères de sélection du noyau et du fil nécessaire au bobinage, ainsi que la procédure de validation de l'inductance réalisée, car il est nécessaire avant tout de rappeler en quelques lignes les facteurs déterminants dans le processus de sélection et les modèles utilisés pour estimer leurs influences sur le dimensionnement final.

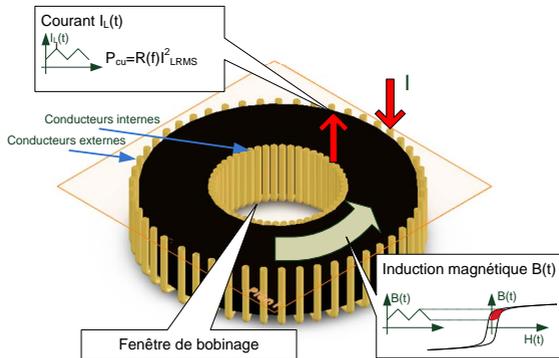


FIGURE 3.4. *Vue en coupe d'une inductance toroïdale*

La figure 3.4 illustre les facteurs déterminants dans la sélection du noyau ou du fil conducteur qui composent l'inductance comme la fenêtre de bobinage qui doit être suffisamment grande pour contenir le nombre de spires nécessaire à l'obtention de la valeur d'inductance souhaitée ou encore les pertes par hystérésis et par courant de Foucault dans le noyau que l'on souhaitera les plus faibles possibles [42]. Le fil utilisé pour la construction du bobinage doit être le moins dissipatif possible afin de garder les pertes ohmiques aussi faibles que possible en tenant compte des phénomènes fréquentiels comme l'effet de peau et de proximité [43] [42].

Afin de garder une certaine cohérence dans ce document, l'organisation des explications suivra le diagramme de la figure 3.3. C'est-à-dire que nous commencerons par quantifier les sollicitations auxquelles l'inductance est soumise dans un convertisseur élévateur. Ensuite, nous traiterons la partie magnétique et pour finir la partie bobinage.

3.3. Les sollicitations

Le dimensionnement de l'inductance optimisée dépend des sollicitations auxquelles elle est soumise. Mais les formes du courant et donc du champ magnétique dépendent également de la valeur de l'inductance. La conception de l'inductance optimisée résulte, de ce fait, d'un calcul itératif dans lequel la première étape est consacrée à la réalisation de l'inductance selon le diagramme de la figure 3.3 et la deuxième étape est dédiée à l'évaluation des performances de l'inductance.

Dans la première phase, le calcul des sollicitations de l'étape 1 de la figure 3.3 s'effectue sur la connaissance des niveaux de tension en entrée U_{in} et en sortie U_{out} de notre application ainsi que sur la valeur du facteur de remplissage et la valeur de la tolérance souhaitée. La tolérance est définie dans nos calculs comme étant la variation entre la valeur de l'inductance L à vide et en pleine charge. Les trois derniers paramètres, qui jouent un rôle plus que significatif, sont le niveau de la puissance à convertir, la fréquence de pulsation ainsi que la valeur du rapport cyclique.

Comme mentionné dans le chapitre 2.2, trois types de conduction sont possibles ; la conduction discontinue, la conduction critique et la conduction continue. La conduction critique n'étant que la limite entre la conduction discontinue et continue, deux systèmes d'équation suffisent à exprimer la valeur en tout point du courant, selon le mode de conduction et les paramètres cités au préalable. La commutation "quasi-résonnant" quant à elle, a les mêmes propriétés que la conduction continue en ce qui concerne l'expression du courant.

En mode de conduction discontinue, le courant s'exprime dans l'intervalle $[0..T]$ par l'expression (A.5) présenté dans l'annexe A.

La forme du courant dans l'inductance est représentée en conduction discontinue sur la figure 3.5. Après calcul et selon l'annexe A.1, il est facile de démontrer que l'amplitude des harmoniques dépend du

point de fonctionnement, mais que ceux-ci possèdent une fréquence qui n'est rien d'autre qu'un multiple de la fréquence de pulsation.

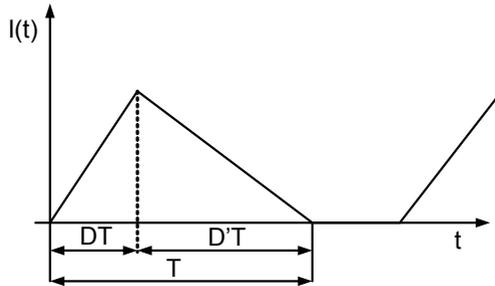


FIGURE 3.5. *Forme du courant dans l'inductance en mode de conduction discontinue*

En revanche, en mode de conduction continue, l'expression du courant est donnée par l'expression (A.12), de l'annexe A :

L'analyse harmonique de l'annexe A montre que dans ce cas de fonctionnement, l'amplitude des harmoniques n'est plus liée au point de fonctionnement du convertisseur mais au niveau des tensions d'entrée et de sortie de celui-ci. La forme du courant qui sollicitera notre inductance étant connue, il est aisé de déterminer le volume minimum $V_{noyau,min}$ (expression (3.3)) de notre noyau afin qu'il puisse contenir l'énergie nécessaire au bon fonctionnement de notre convertisseur sans saturer. Toutefois, le matériau de noyau doit être déterminé à l'avance afin de connaître la valeur de l'induction maximale B_p et de la perméabilité qui sont des caractéristiques généralement mentionnées dans la documentation du fabricant.

3.4. Le noyau magnétique

La forme du noyau torique a été choisie car elle est disponible dans tous les matériaux et le flux de fuite d'une inductance réalisée avec

cette forme de noyau est faible. Ainsi la même méthode de calcul pourra être utilisée pour tous les matériaux et le rayonnement des inductances sera minimum.

Selon nos spécifications qui sont un faible encombrement, peu de pertes et pas de contrainte économique, une famille de noyaux à entrefer répartis de type MPP de la maison "Magnetics" a été sélectionnée dans le cadre de cette étude.

La sélection du noyau est réalisée sur la base des caractéristiques fournies par le constructeur et qui sont répertoriées dans une table.

Les caractéristiques prises en considération et listées sont :

- ▲ numéro de référence du noyau (ex :55133)
- ▲ longueur moyenne du circuit magnétique [mm]
- ▲ D_i diamètre intérieur du tore [mm]
- ▲ D_o diamètre extérieur du tore [mm]
- ▲ H_T hauteur du noyau [mm]
- ▲ A_e section effective du tore [cm^2]
- ▲ W_a surface de la fenêtre de bobinage [cm^2]
- ▲ A_p produit des surfaces [cm^4]
- ▲ V volume du noyau [cm^3]
- ▲ poids de l'inductance [g]
- ▲ μ perméabilité relative du noyau
- ▲ A_L inductance nominale [mH]

En plus des paramètres inscrits ci-dessus, il convient d'ajouter la caractéristique de première aimantation et la variation de la perméabilité du noyau en fonction de la valeur DC du champ magnétique H. Ces deux caractéristiques permettent de ne pas saturer le noyau et de respecter la contrainte sur la valeur de l'inductance minimale lorsque le convertisseur fonctionne en pleine charge.

$$H_{DC} = 0.4\pi N \frac{I_{DC}}{L_e} [\text{oersted}] \quad (3.5)$$

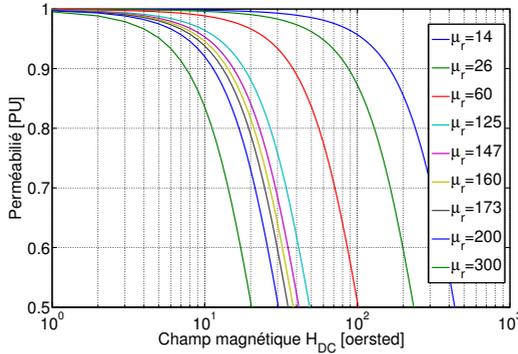


FIGURE 3.6. *Perméabilité en fonction du champ magnétique H_{DC} [oersted]*

Les grandeurs qui sont l'énergie à stocker, la saturation ainsi que la variation de la perméabilité en fonction de la valeur DC du champ magnétique permettent de sélectionner un lot de noyaux susceptibles de remplir notre cahier des charges. De ce lot de noyaux potentiellement candidats à la réalisation de notre inductance optimisée, il faut soustraire ceux qui possèdent une fenêtre de bobinage trop petite pour recevoir le nombre de tours nécessaires à l'obtention de la valeur d'inductance L lorsque le bobinage est réalisé avec un diamètre de fil qui respecte le critère sur la densité de courant ($\approx 600 A/cm^2$). La section de fil maximale quant à elle peut être obtenue en fixant la valeur du facteur de remplissage K_w .

Dans le lot de noyaux qui restent, tous sont susceptibles de remplir le cahier des charges. Cependant pour obtenir un dimensionnement optimisé, il faut être capable de quantifier la performance de notre inductance en terme de pertes et de poids. C'est pourquoi la section suivante sera dédiée à l'évaluation de ces deux grandeurs.

3.4.1. Le noyau, les pertes magnétiques

Les pertes magnétiques sont le résultat du travail effectué par le champ d'excitation sur le matériau magnétique. En d'autres termes, les pertes

magnétiques sont égales à l'air de la surface délimité par le cycle B-H créé par le champ d'excitation H.

$$W_{hys} = \int \vec{H} \cdot d\vec{B} [J/m^3] \quad (3.6)$$

Nous distinguerons dans ce travail deux méthodes de représentation des pertes magnétiques. Les modèles macroscopiques qui sont pour les plus connus le modèle de Preisach [44], [45], [46] et de Jile-Atherton [47]. Et les modèles empiriques basés sur l'expression de Steinmetz. Le modèle de Preisach est basé sur le changement d'état de commutateur élémentaire distribué statiquement sur un plan coercitif ascendant et descendant appelé plan de Preisach. L'implémentation de ce modèle présente quelques difficultés. Premièrement, la distribution $p(\alpha, \beta)$ est déterminée par les mesures de courbes d'aimantation qui ne sont pas fournies par le fabricant. Cette contrainte oblige une caractérisation des matériaux ferromagnétiques sous forme de mesures spécifiques afin de pouvoir identifier la distribution. Deuxièmement, le calcul de l'aimantation nécessite l'évaluation d'une intégrale double. Afin de s'affranchir de ces deux phénomènes et réaliser un modèle d'hystérésis par la méthode présentée par F. Preisach, une méthode originale basée sur une publication de Zhu [48] a été employée. Cette méthode permet de calculer des cycles d'hystérésis mineurs sans la nécessité d'évaluer une double intégrale et sans grandeur difficilement mesurable. En effet, les seules données nécessaires sont le cycle d'hystérésis limite et le champ appliqué qui correspondent au cycle limite. Les détails de cette méthode ne seront pas expliqués dans ce rapport, mais nous laissons le soin au lecteur de lire la publication citée pour de plus amples informations. Les expressions générales de la méthode de calcul de Zhu sont :

Trajectoire montante :

$$B(H) = B(H_n) + 2 \cdot T(H, H_n) \quad (3.7)$$

Trajectoire descendante :

$$B(H) = B(H_n) - 2 \cdot T(H, H_n) \quad (3.8)$$

Avec

$$T(\alpha, \beta) = \frac{B_m(\alpha) - B_d(\beta)}{2} + F(\alpha)F(\beta) \quad (3.9)$$

Les valeurs $B_m(\alpha)$ et $B_d(\beta)$ sont les valeurs de l'induction, respectivement de la trajectoire montante et descendante du cycle d'hystérésis limite.

Si $H \geq 0$:

$$F(H) = \frac{B_d(H) - B_m(H)}{2 \cdot \sqrt{B_d(H)}} \quad (3.10)$$

Si $H < 0$:

$$F(H) = \sqrt{B_d(-H)} \quad (3.11)$$

La courbe de magnétisation initiale est obtenue à l'aide de l'expression :

$$B_i(H) = [F(-H) - F(H)]^2 \quad (3.12)$$

La Fig.3.7 montre le résultat de l'implémentation de la modélisation du modèle de Preisach sur une ferrite EPCOS de type K1. Le champ magnétique H varie de -500 à 500 [A/m] et forme un cycle mineur sans composante continue. Dans le cadre d'une optimisation dans laquelle le choix du matériau n'est pas connu, il est laborieux d'utiliser ce type d'implémentation des pertes par hystérésis. D'une part, car tous les fabricants ne fournissent pas le cycle d'hystérésis principal de leurs matériaux et une caractérisation par des mesures doit donc être faite sur tous les matériaux susceptibles d'être utilisés. D'autre part, la mémoire requise par cette méthode est relativement conséquente car l'historique de la magnétisation du matériau doit être conservé. Toutefois, l'implémentation de ce modèle permet d'illustrer quelques propriétés des matériaux magnétiques comme par exemple, l'influence de la composante continue sur les pertes magnétiques. Pour une induction d'amplitude et de fréquence constante, l'ajout

d'une composante continue a pour conséquence d'augmenter les pertes magnétiques. La Fig. 3.7 montre le résultat obtenu suite à l'addition d'une composante continue de 75mT. Le résultat est une augmentation des pertes magnétiques de $4[J/m^3]$.

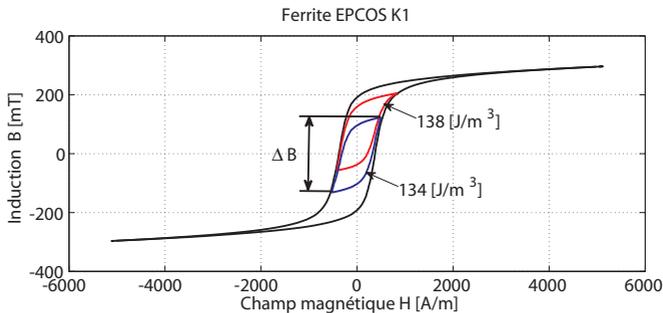


FIGURE 3.7. Ferrite EPCOS type K1 et visualisation des pertes magnétiques supplémentaires dû à l'ajout d'une composante continue

Les expressions empiriques, équation de Steinmetz

Dans la suite de cette section, les méthodes tirées de l'expression de Steinmetz [49] vont être étudiées afin d'employer la plus appropriée à notre cas d'étude. Pour rappel, l'équation de Steinmetz permet de calculer les pertes dans les noyaux magnétiques en se basant sur les paramètres fournis par le constructeur qui sont k , α et β .

$$P_v = k \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}_{max}^\beta \quad (3.13)$$

Ces paramètres nécessaires au calcul des pertes dans un noyau magnétique sont donnés pour le calcul des pertes magnétiques résultantes à une excitation de forme sinusoïdale. Cependant, en électronique industrielle, les formes d'onde ne sont pas forcément sinusoïdales. C'est pour cette raison qu'il est intéressant d'étudier

d'autres méthodes inspirées de l'équation de Steinmetz permettant d'évaluer les pertes magnétiques dans des noyaux soumis à un champ d'induction non-sinusoïdale [50].

Méthode MSE (Modified Steinmetz Equation) La méthode MSE [51] a été développée dans le but de calculer les pertes dans des matériaux magnétiques soumis à un champ d'excitation non-sinusoïdale. Cette méthode ne requiert pas de mesure nécessaire à la caractérisation du matériau. En effet, seuls les paramètres de l'équation de Steinmetz, généralement fournis par le fabricant, sont nécessaires. Cette méthode utilise la combinaison d'une fréquence effective et de la fréquence propre du signal pour le calcul des pertes. L'idée est d'imaginer que le mouvement des parois lors de la magnétisation du matériau est dû à la dérivée de l'induction $\frac{dB}{dt}$. La valeur moyenne de la dérivée de l'induction sur une période T est donnée par :

$$\bar{\frac{dB}{dt}} = \frac{1}{\Delta B} \cdot \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^2 dt \quad (3.14)$$

Méthode NSE (Natural Steinmetz extension) Dans une approche quasi-statique, aucune perte supplémentaire n'est générée si l'amplitude de l'induction B reste constante. Les pertes sont représentées par la surface de la caractéristique B-H. En revanche, il est démontré que les pertes augmentent si la fréquence augmente. Un moyen naturel de tenir compte de cet effet dans l'équation de Steinmetz est d'introduire la dépendance de la dérivée de l'induction par rapport au temps.

$$P_{NSE} = \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{\beta-\alpha} \cdot \frac{k_N}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt \quad (3.15)$$

L'expression (3.15) peut être ramenée à un calcul de pertes dans le cas d'une onde sinusoïdale en exprimant k_N comme étant égal à :

$$k_N = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha d\theta} \quad (3.16)$$

Méthode GSE (Generalized Steinmetz equation) La méthode de calcul GSE (Generalized Steinmetz equation) est basée sur une hypothèse générale exprimant le fait que les pertes instantanées dans un noyau sont liées à l'induction magnétique B et de sa dérivée en fonction du temps.

$$P_v(t) = P_v \left(\frac{dB}{dt}, B \right) \quad (3.17)$$

Cette hypothèse est un peu simplificatrice des phénomènes réels engendrés par les phénomènes de magnétisation qui dépendent généralement de l'historique magnétique du matériau, de la forme du champ d'excitation et de sa dérivée. Néanmoins $P_v(t)$ peut être exprimé sous la forme :

$$P_v(t) = k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} \quad (3.18)$$

Cette formulation est dépendante des valeurs instantanées de l'induction et de sa dérivée. Cette approche, compte tenu des phénomènes de magnétisation négligés, ne peut qu'être fautive dans certaines situations. Néanmoins, les résultats expérimentaux permettent de constater que cette méthode permet d'approcher les pertes magnétiques d'un matériau pour une excitation non-sinusoïdale. Un calcul des pertes pour une onde excitatrice sinusoïdale permet de définir le facteur k_1 par identification avec l'expression originale de Steinmetz .

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha \cdot |\sin(\theta)|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.19)$$

La puissance moyenne est exprimée par :

$$P_v^-(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (3.20)$$

Méthode IGSE (Improved Generalized Steinmetz Equation)

La méthode IGSE est une amélioration du modèle GSE. Afin de rester fidèle à l'équation de Steinmetz pour l'évaluation des pertes en régime sinusoïdal, cette méthode propose de remplacer dans la méthode GSE, l'induction instantanée par la valeur crête à crête de l'onde ΔB . L'expression des pertes instantanées et moyennes est donnée par :

$$P_v(t) = k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} \quad (3.21)$$

$$P_v^-(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (3.22)$$

Avec k_i donné par :

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha \cdot 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.23)$$

Cette méthode permet de tenir compte et de discrétiser un signal sous forme de boucle majeure et mineure en splittant l'intégrale de l'équation (3.22) par segment de droite [52]. Donc les pertes moyennes seront données par :

$$P_v^-(t) = \frac{k_i \Delta B^{\beta-\alpha}}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt = \frac{k_i \Delta B^{\beta-\alpha}}{T} \sum_m \int_{t_m}^{t_{m+1}} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt \quad (3.24)$$

$$\int_{t_m}^{t_{m+1}} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt = \left| \frac{B_{m+1} - B_m}{t_{m+1} - t_m} \right|^\alpha (t_{m+1} - t_m) \quad (3.25)$$

L'expression (3.24) permet le calcul des pertes des cycles mineurs et majeurs. Toutefois, les pertes totales seront données par :

$$\bar{P}_{TIGSE} = \frac{1}{T} \sum_i P_i T_i \quad (3.26)$$

Résultats des méthodes empiriques obtenus pour diverses excitations

Afin de pouvoir comparer les différentes façons de calculer les pertes dans un noyau magnétique et ainsi déterminer leurs domaines de validité, différentes excitations susceptibles d'être rencontrées dans le domaine de l'électronique de puissance seront appliquées.

Excitation sinusoïdale L'excitation sinusoïdale sans composante continue est l'excitation de référence. Elle est utilisée par chaque constructeur pour identifier les pertes magnétiques dans leurs matériaux par l'intermédiaire de l'équation de Steinmetz. Chaque méthode de calcul doit, dans le cas d'une excitation sinusoïdale, rester cohérente avec l'équation de Steinmetz. Comme le montre la figure 3.8, cette condition est respectée. Le calcul de la densité de pertes pour un noyau de type MPP 14u est basé sur l'expression et les coefficients donnés par le fabricant (Magnetics) pour ce noyau.

Il faut également mentionner que la valeur des paramètres α et β croît avec la fréquence. Ces deux paramètres étant généralement donnés pour une onde sinusoïdale de fréquence égale à 100kHz, implique que le calcul des pertes pour des fréquences inférieures à 100kHz est souvent surévalué et donc dans le cas inverse sous-évalué. Dans notre

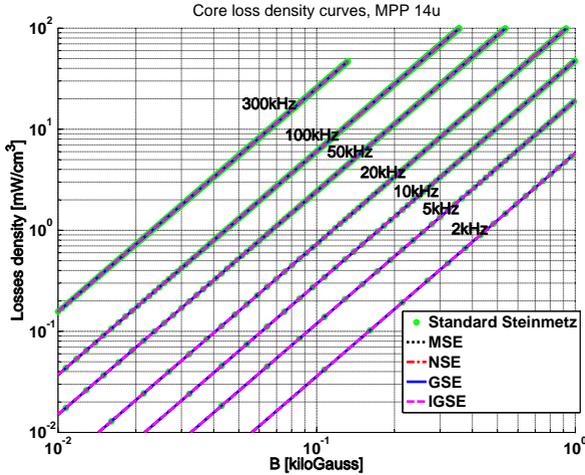


FIGURE 3.8. Densité de perte volumique, MPP 14u pour des excitations sinusoïdales sans composante continue

application, la fréquence varie dans une gamme de quelques kilohertz à quelques dizaines de kilohertz. On peut donc raisonnablement admettre que la plage d'utilisation des paramètres α , β et k est raisonnable.

La figure 3.8 montre les résultats obtenus pour une excitation sinusoïdale avec les différentes méthodes empiriques expliquées précédemment. Logiquement, toutes ces méthodes donnent le même résultat, compte tenu du fait que la constante k est obtenue par identification des résultats obtenus avec l'équation de Steinmetz. En revanche, les résultats peuvent être très différents pour d'autres formes d'excitation.

Excitation triangulaire En électronique industrielle, généralement la tension appliquée aux bornes d'une inductance est de forme rectangulaire. Cette contrainte en tension impose une excitation de forme triangulaire dans l'inductance. Les différentes méthodes de

calcul des pertes dans une inductance sont comparées dans le cas d'une excitation triangulaire sans composante continue. Mais il est intéressant de noter que l'équation de Steinmetz ne peut pas faire la différence entre une équation de type sinusoïdale ou triangulaire. En effet, le calcul des pertes ne dépend que de la fréquence et de la valeur maximale de l'induction.

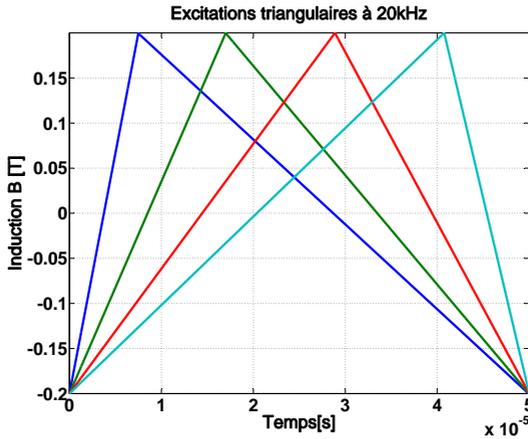


FIGURE 3.9. Excitation appliquée à l'inductance avec une amplitude maximale de 200mT et une fréquence de 20kHz

La figure 3.10 montre que le minima des pertes est obtenu lorsque le rapport cyclique $D=0.5$. La position du minima représente l'excitation présentant le $\frac{dB}{dt}$ minimum. Ce résultat est en concordance avec le fait qu'un matériau magnétique voit son champ coercitif croître avec l'augmentation de la valeur de $\frac{dB}{dt}$. Ainsi pour une amplitude de l'induction constante, l'aire de la courbe BH augmente avec la dérivée de l'induction en fonction du temps.

Excitation triangulaire avec composante continue L'ajout d'une composante continue a pour conséquence d'accroître les pertes

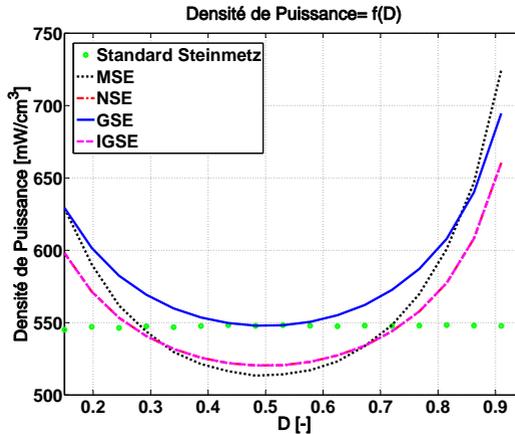


FIGURE 3.10. Calcul de la densité de perte dans le cas d'un noyau de type MPP 14u, soumis à une excitation d'amplitude maximale égale à 200mT. Le rapport cyclique varie entre 0.15 et 0.95.

magnétiques. Les méthodes de calcul basées sur l'équation de Steinmetz ne permettent pas, ou très mal de tenir compte de l'influence de la composante continue. La figure 3.11 présente l'estimation des pertes d'un noyau de type MPP 14u soumis à une excitation triangulaire d'amplitude crête à crête égale à 200mT possédant une composante continue égale à 200mT. La comparaison des résultats de la figure 3.10 avec la figure 3.11 montre que le calcul des pertes par l'équation de Steinmetz et par la méthode MSE ne tient pas compte de la composante continue mais en plus le calcul est réalisé en tenant compte de la valeur de l'induction maximale, donc le calcul ne voit pas que l'amplitude crête à crête de l'excitation est divisée par deux. Le résultat obtenu correspond aux pertes d'un signal centré sur le zéro d'amplitude crête à crête de 400mT. Pour corriger cet effet, il suffit de remplacer la valeur crête dans l'équation (3.13) par la valeur crête à crête. La méthode GSE est la seule technique de calcul qui prend en considération l'effet de la composante continue sur le calcul des pertes

car elle tient compte de la valeur de $B(t)$ et non de la valeur de ΔB .

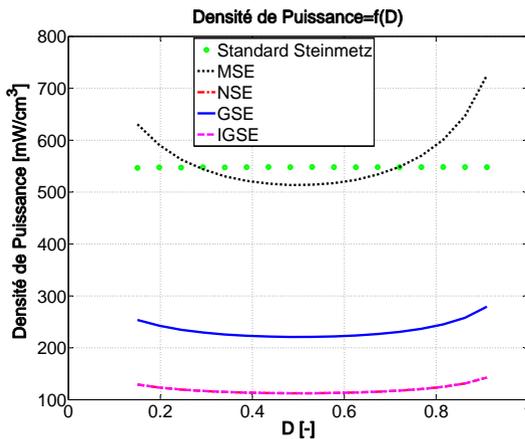


FIGURE 3.11. Calcul de la densité de pertes magnétiques d'un noyau type MPP 14u, soumis à une excitation triangulaire avec composante continue.

3.5. Le bobinage, les pertes cuivre

Les pertes cuivre dans une inductance torique ne sont pas faciles à déterminer de façon analytique de par le manque de symétrie du tore résultant sur une résolution d'un problème à trois dimensions. Toutefois, dans notre étude, pour des raisons de temps de calcul et de simplicité, notre préférence ira sur un modèle à une dimension, moins précis mais plus rapide et flexible. Diverses publications présentent des méthodes d'estimation des pertes dans le bobinage d'élément inductif torique à une dimension, basées sur les travaux de Dowell [53] [54]. Mais le nombre de publications reste relativement faible en comparaison du nombre de publications permettant de calculer les pertes dans le bobinage de noyau à géométrie de type E ou U présentant plus de symétrie. Dans ce travail, les pertes cuivre

d'une inductance torique sont estimées en appliquant les expressions de Perry [55] développées pour le calcul des pertes dans un câble coaxial ainsi que le calcul des pertes dans un transformateur torique selon le principe des plaques de Dowell [54].

3.5.1. Pertes dans les conducteurs internes et externes

Dans le but de pouvoir calculer les pertes engendrées par chaque couche de conducteur aussi bien placée à l'intérieur qu'à l'extérieur du tore, il nous faut passer d'une situation où chaque couche est composée de conducteurs distincts à une couronne représentative des pertes dissipées par couche. Pour se faire, deux étapes sont nécessaires. La première appelée étape 1 consiste à transformer les conducteurs ronds en conducteurs carrés. Si cette transformation en statique est évidente, elle le devient beaucoup moins lorsque la fréquence de commutation du convertisseur augmente. En effet, la densité de courant n'étant pas uniforme dans le domaine quasi-statique, cette équivalence n'est pas garantie. Cependant, les résultats obtenus par éléments finis confirment que cette approximation peut être faite car l'erreur obtenue est inférieure à 1%. L'équivalence des surfaces entre un conducteur rond et un conducteur carré est donnée par l'expression (3.27) où la lettre "a" désigne le côté du carré et ϕ_{fil} le diamètre du fil. La deuxième étape est réalisée en introduisant le facteur de remplissage de Dowell η qui n'a pas de sens physique [56] mais qui, en pratique, donne de bons résultats tant que le taux de remplissage de la couche est supérieur à 60%. Le facteur de remplissage est donc un facteur empirique permettant d'introduire des effets 2D dans un modèle 1D. Son expression est donnée par le rapport entre l'espace occupé par le cuivre des spires constituant la couche $N_{sc} \cdot a$ divisé par le rayon moyen de la couche [13]. Ce facteur est introduit en correction de la conductivité du cuivre σ_{cu} par multiplication de celle-ci. Les étapes 1 et 2 sont résu-

mées sur la figure 3.12. L'analogie entre un câble coaxial et le résultat obtenu est maintenant évidente si le modèle est unidimensionnel.

$$a = \frac{\sqrt{\pi}\phi_{fil}}{2} \quad (3.27)$$

$$\eta = N_{sc} \frac{a}{r_{moyc}} \quad (3.28)$$

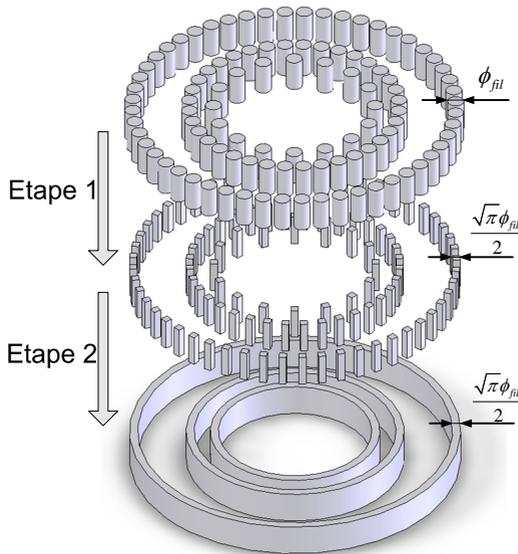


FIGURE 3.12. Représentation des couches internes et externes d'un tore

Calcul de la puissance dissipée par une couche

La puissance dissipée par une couche peut être déterminée par l'intermédiaire de l'équation différentielle logiquement donnée dans un système de coordonnées cylindriques 3.13. L'équation à résoudre (3.29) a pour solution l'expression (3.30) contenant les fonctions de Bessel

modifiées [57] de type 1 .

$$r^2 \cdot \frac{\partial^2 H_\theta(r)}{\partial r^2} + r \cdot \frac{\partial H_\theta(r)}{\partial r} - (1 + j\varpi\mu\sigma_{cu}r^2) \cdot H_\theta(r) = 0 \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} H_\theta(r) &= C1 \cdot J_1(mr) + C2 \cdot K_1(mr) \\ m &= \sqrt{j\varpi\mu\sigma_{cu}} \end{aligned} \quad (3.30)$$

La détermination des constantes C1 et C2 est réalisée au moyen des conditions de bord $H_{\theta_{rint_c}}$ et $H_{\theta_{rext_c}}$ qui sont données par la valeur du champ sur le côté intérieur et extérieur de la couronne numéro c. La numérotation des couronnes croît de l'intérieur vers l'extérieur (figure 3.13). Il convient également de préciser que la couche 0 est une couche fictive sans spire et avec un rayon nul. Selon la loi d'Ampère et les explications ci-dessus, les conditions de bord peuvent être exprimées par les expressions (3.31).

$$\begin{aligned} H_\theta(rint_p) &= \frac{\sum_{c=1}^{p-1} (N_{s_c} \cdot I)}{2 \cdot \pi \cdot rint_p} \\ H_\theta(rext_p) &= \frac{\sum_{c=1}^p (N_{s_c} \cdot I)}{2 \cdot \pi \cdot rext_p} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Afin de simplifier l'écriture, les conditions de bord intérieur et extérieur du champ seront écrites respectivement H_i et H_e en lieu et place de $H_\theta(rint_p)$ et $H_\theta(rext_p)$. L'expression des constante C1 et C2 est simplement donnée en fonction de (3.30) et (3.31) par

$$\begin{aligned} C1 &= \frac{H_e \cdot K_1(mrint) - K_1(mrext) \cdot H_i}{K_1(mrint)J_1(mrext) - J_1(mrint) \cdot K_1(mrext)} \\ C2 &= \frac{H_i \cdot J_1(mrext) - J_1(mrint) \cdot H_e}{K_1(mrint)J_1(mrext) - J_1(mrint) \cdot K_1(mrext)} \end{aligned} \quad (3.32)$$

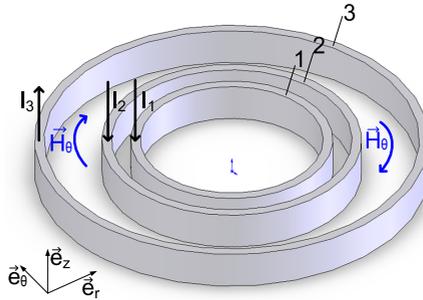


FIGURE 3.13. Représentation des couches internes et externes d'un tore

La puissance transmise par la surface intérieure ou extérieure d'une couronne peut être calculée par le vecteur de Poynting $P_{trans} = E_z \times H_\theta$. En exprimant le champ électrique E , et en effectuant la différence de la puissance entrante et sortante, l'expression de la puissance dissipée est obtenue.

$$\begin{aligned}
 E_z(r) &= \frac{1}{\sigma_{cu} \cdot r} \frac{\partial(rH_\theta(r))}{\partial r} \\
 &= \frac{m(C1 \cdot J_0(mr) - C2 \cdot K_0(mr))}{\sigma_{cu}} \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

Dans le but de simplifier le calcul des fonctions de Bessel, les approximations asymptotiques des fonctions de Bessel pour argument grand sont utilisées.

$$\begin{aligned}
J_1(mr) &\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi mr}} \cdot e^{mr} \\
K_1(mr) &\approx \sqrt{\frac{\pi}{2mr}} \cdot e^{-mr} \\
J_0(mr) &\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi mr}} \cdot e^{mr} \\
K_0(mr) &\approx \sqrt{\frac{\pi}{2mr}} \cdot e^{-mr}
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Dans le cas inverse, quand l'argument est petit, le premier terme du développement en série des fonctions de Bessel est utilisé pour approximer celles-ci.

$$\begin{aligned}
J_1(mr) &\approx \frac{1}{2}mr \\
K_1(mr) &\approx \frac{1}{mr} \\
J_0(mr) &\approx 1 \\
K_0(mr) &\approx -\ln\left(\frac{1}{2}mr\right) - \gamma
\end{aligned} \tag{3.35}$$

Après calcul, la puissance dissipée par une couronne, quand la condition $|mr \gg 1|$ (argument grand), est donnée par l'expression (3.36) [55]. Lorsque la condition $|mr \ll 1|$ est vérifiée, l'expression de la puissance dissipée est donnée par (3.37).

$$\begin{aligned}
P_{diss} &= \frac{H_{tore}\pi}{\delta \cdot \sigma_{Cu}} \cdot ((rint \cdot H_i^2 + rext \cdot H_e^2) \cdot f1 - 4H_e H_i \sqrt{rint \cdot rext} \cdot f2) \\
f1 &= \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \\
f2 &= \frac{\sinh(\Delta)\cos(\Delta) + \cosh(\Delta)\sin(\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \\
\Delta &= \frac{rext - rint}{\delta}
\end{aligned} \tag{3.36}$$

$$P_{diss} = \frac{2\pi \cdot H_{tore}}{\delta^2 (r_{ext}^2 - r_{int}^2) \sigma_{cu}} (H_e^2 \cdot r_{ext}^2 (\delta^2 + \frac{\pi}{4} r_{int}^2) + H_i^2 r_{int}^2 (\delta^2 + \frac{\pi}{4} r_{ext}^2) - H_i H_e \cdot r_{int} \cdot r_{ext} (\frac{\pi}{4} (r_{ext}^2 + r_{int}^2) + 2\delta^2)); \quad (3.37)$$

Le calcul de la puissance dissipée dans une couche d'une inductance toroïdale donne de bons résultats, voir un résultat exact lorsque le taux de remplissage est de 100%. Pour un facteur de remplissage supérieur à 60%, l'erreur est inférieure à 10%, ce qui est acceptable lorsqu'il s'agit de dimensionner une inductance. En revanche, lorsque le facteur de remplissage de la couche est en dessous de cette valeur, l'erreur augmente. Toutefois, ce résultat n'est pas gênant compte tenu du fait que dans le cadre de notre dimensionnement d'inductance, le poids est également un critère déterminant. En effet, le poids est en grande partie lié à la taille du noyau. Il n'est que rarement avantageux d'obtenir un design d'inductance avec un facteur de remplissage inférieur à 50%. La figure 3.13 montre le résultat obtenu pour une inductance de 60 spires réalisées sur un noyau de type "kool mu" avec un fil de cuivre de diamètre égal à 1mm. Le courant qui traverse l'inductance est de 1A. L'erreur maximale obtenue est inférieure à 7%. A titre indicatif, le taux de remplissage par couche est de 0.47[-], 0.87[-] et 0.59[-] respectivement pour les couches 1,2 et 3. La figure 3.15 met en évidence la comparaison entre le modèle analytique et une simulation par éléments finis réalisé avec Comsol Multiphysics, lorsque le taux de remplissage est inférieur à 0.5. L'inductance prise en exemple possède un nombre de spires égal à 41 sur un noyau type 77932. Le diamètre du fil étant de 0.5mm, le taux de remplissage est de 0.42 et 0.2 respectivement pour les couches 1 et 2. Une erreur maximale de 27% est obtenue à 500kHz.

La figure 3.16 met en évidence l'évolution de l'erreur relative entre le modèle analytique et le nombre de spires dans le cas d'une inductance à une couche interne et externe. Comme le nombre de spires influence directement le taux de remplissage des couches internes et externes respectivement $F_{interne}$ et $F_{externe}$, il est possible de constater la di-

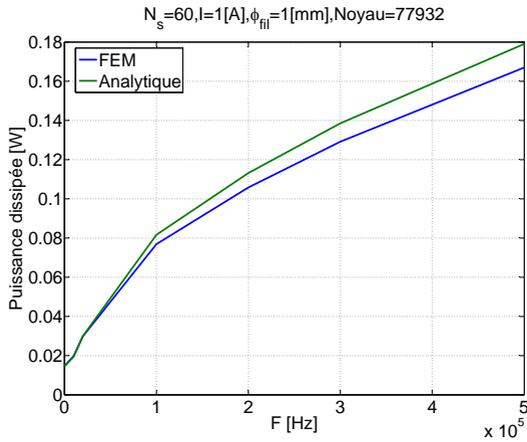


FIGURE 3.14. Comparaison calcul analytique avec simulations aux éléments finis

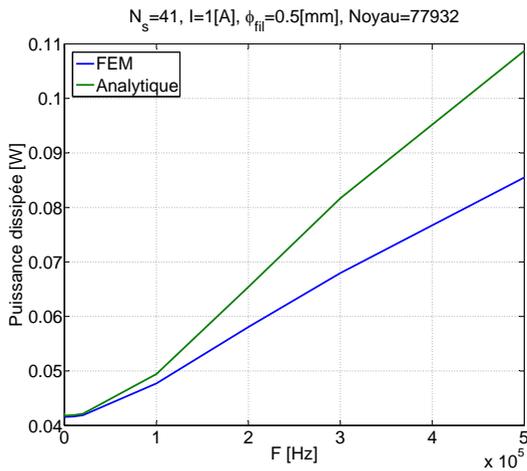


FIGURE 3.15. Comparaison calcul analytique avec simulations aux éléments finis

minution de l'erreur relative en fonction de l'augmentation du taux de remplissage. Ce graphique confirme que plus le taux de remplissage de la couche est proche de 1 et plus le résultat est précis.

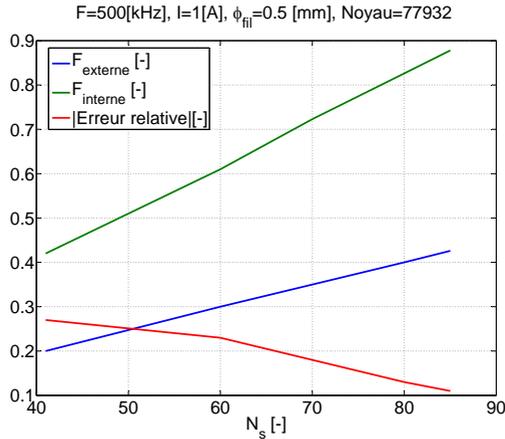
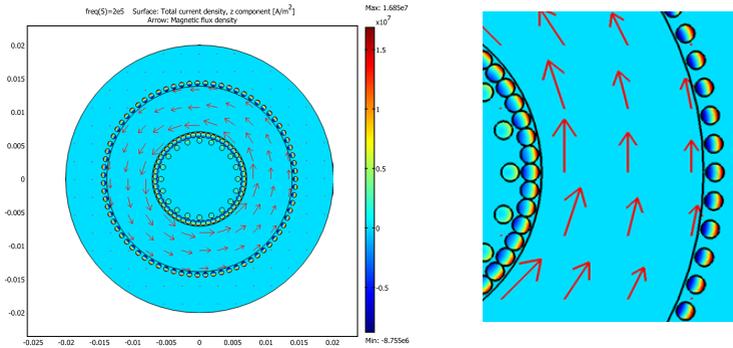


FIGURE 3.16. Evolution de l'erreur relative entre le modèle analytique et les simulations éléments finis en fonction du nombre de spires N_s

La figure 3.17 illustre le résultat graphique, d'une simulation 2D, obtenu avec le logiciel Comsol multiphysics. Sur cette figure, les flèches représentent l'induction magnétique "B" qui est concentrée à l'intérieur du noyau toroïdale. Le noyau est situé entre les conducteurs internes et externes qui sont représentés par des cercles de diamètre égal au fil de cuivre utilisé pour réaliser le bobinage de l'inductance à simuler (voir figure 3.4). Les cercles ont un diamètre de 0.75mm. Les hauteurs des conducteurs internes et externes sont égales à la hauteur du tore H_c (voir figure 3.2). De ce fait, la vue représentée est une vue de dessus ou de dessous de l'inductance à simuler. Après simulation, la distribution du courant dans les conducteurs qui composent chaque couche du bobinage pour une fréquence de 200kHz est obtenue. La valeur de la densité est représentée par une surface colorée qui varie du rouge pour la valeur de la densité de courant maximale au bleu pour la valeur de la densité de courant minimale. A la suite de ce ré-

sultat, il est aisé de déterminer la variation de la résistance en fonction de la fréquence. En effet, la résistance d'un conducteur qui compose les couches du bobinage est donnée par la division de la tension aux bornes de celui-ci par l'intégrale de surface de la densité de courant. La tension aux bornes de chaque conducteur est le paramètre utilisé pour imposer le même courant au signe près dans chaque conducteur qui compose chaque couche du bobinage de l'inductance.



(a) Représentation simulation 2D d'une inductance toroïdale à 75 spires

(b) Agrandissement sur la distribution du courant dans les conducteurs internes et externes

FIGURE 3.17. Illustration d'une simulation à éléments finis dans le but de calculer la valeur résistive des conducteurs internes et externes du bobinage avec le logiciel Comsol Multiphysics

3.6. L'inductance optimisée

Le mot optimisé fait partie des adjectifs fréquemment utilisés pour qualifier une solution ou un élément, comme on peut le voir dans le titre de ce chapitre. Toutefois, cet adjectif prend un sens unique-ment lorsque le contexte du problème à résoudre et les contraintes auxquelles il faut faire face sont clairement définis. Dans notre cas, le mot optimisé définit le dimensionnement de l'inductance et le qualifie

comme le meilleur compromis entre les pertes et le poids et ceci pour un cahier des charges donné.

La recherche de l'inductance optimisée se fait dans notre cas en réalisant virtuellement, à l'aide des modèles décrits précédemment, toutes les inductances susceptibles de remplir notre cahier des charges. Ces inductances sont calculées à partir de tables qui réunissent les caractéristiques des différents noyaux sélectionnés ainsi que les caractéristiques du fil nécessaire à la conception du bobinage. Dans notre cas d'étude et selon nos critères, les noyaux magnétiques type MPP ont été sélectionnés pour leurs pertes, leur encombrement faible ainsi que pour leur faible perméabilité en accord avec la relation (3.3) comme déjà mentionné. En revanche, ces noyaux sont plus coûteux que leurs homologues "high flux" ou "kool μ " qui eux, présentent plus de pertes et un encombrement plus important. Les caractéristiques des noyaux listées dans la section 3.4 sont contenues dans la table utilisée par l'algorithme de dimensionnement.

Le fil utilisé pour la conception de l'inductance est en cuivre, principalement pour sa faible résistivité. Cependant, le choix d'un fil en aluminium pourrait être envisagé dans le cas où le poids de l'inductance prédomine sur le rendement. Les données qui caractérisent le fil de cuivre se trouvent également dans une table qui contient les paramètres suivants :

- ▲ Diamètre du fil [AWG (American Wire Gauge)]
- ▲ Résistance [Ω/m]
- ▲ Diamètre du fil [cm]
- ▲ Section du fil $\times 0.001$ [cm^2]
- ▲ Courant pour une densité de courant de $200A/cm^2$
- ▲ Courant pour une densité de courant de $400A/cm^2$
- ▲ Courant pour une densité de courant de $600A/cm^2$
- ▲ Courant pour une densité de courant de $800A/cm^2$

Une fois les inductances susceptibles de remplir notre cahier des charges réalisées virtuellement, celles-ci sont évaluées en fonction de leurs caractéristiques qui sont le poids M et les pertes P . La sélection de l'inductance optimisée est basée sur l'évaluation d'une fonction d'objectif qui réunit les critères du poids M et des pertes P pondérés par α . La minimisation de cette fonction d'objectif nous donne le dimensionnement de l'inductance optimisée. Il faut noter que le paramètre α est une variable qui est fixée par l'application pour laquelle l'inductance est calculée. En effet, dans le cas d'une application où la masse est un critère déterminant, la valeur de α sera proche de 1. En revanche, si le rendement est de plus grande importance, la valeur de α sera proche de zéro [54].

$$\psi = \alpha M_{pu} + (1 - \alpha) P_{pu} \quad (3.38)$$

A la suite de ces explications et des méthodes de calcul décrites au préalable, un diagramme de dimensionnement détaillé peut être présenté. Sur le diagramme 3.19, l'étape 1 consiste à calculer les sollicitations appliquées à l'inductance L en se basant sur le cahier des charges de notre application. Aux étapes 2 et 3, une première sélection, dans les tables regroupant les caractéristiques des noyaux et des section de fils, du matériel supportant les sollicitations calculées à l'étape 1 est faite. Durant les phases 2 et 3, à chaque noyau sélectionné est attribué un nombre de diamètre de fil compris entre D_{min} et D_{max} qui permet de remplir le cahier des charges en respectant les contraintes mécaniques fixées par le taux de remplissage de la fenêtre de bobinage. Dans le cas où le diamètre de fil minimum D_{min} est plus petit que le diamètre minimum du fil listé dans la table, le noyau est supprimé du groupe susceptible de remplir le cahier des charges. A la fin de ce processus, il y a un groupe de noyaux et chacun d'eux est associé à différents diamètres de fil permettant de réaliser un lot d'inductance L susceptible d'être le dimensionnement optimisé.

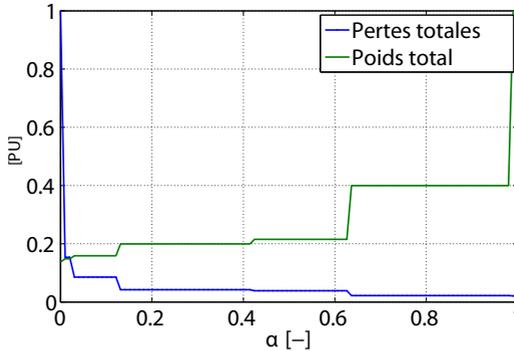


FIGURE 3.18. Variation du poids et des pertes en [pu] en fonction du paramètre α . Variables : Tolérance=0.1[-], $K_{\max}=0.5$, $U_{in}=200$ [V], $U_{out}=300$ [V], $P_{\max}=500$ W, $f=20$ [kHz], $L=1000$ [μ H]

Les étapes 4 et 5 sont dédiées à l'évaluation des performances de chaque inductance obtenue à la fin de l'étape 3. Une fois les performances évaluées, le poids de l'inductance est calculé à l'étape 6, à la suite de quoi, chaque dimensionnement d'inductance est noté selon la valeur de α grandeur fixée par l'application durant l'étape 7. A la fin de cette procédure, l'inductance optimisée est celle qui possède le plus petit score.

Un exemple de dimensionnement est représenté sur la figure 3.18 sur laquelle on peut constater l'influence du paramètre α sur le rendement et le poids de l'inductance.

3.7. Conclusion

La méthode de dimensionnement des inductances présentée dans ce chapitre est très intéressante car elle est issue de relations analytiques simples ce qui permet un dimensionnement d'inductance optimisée dans un temps court (≈ 1 s). Un autre avantage qui est également un inconvénient réside dans le fait que cette méthode est basée sur du

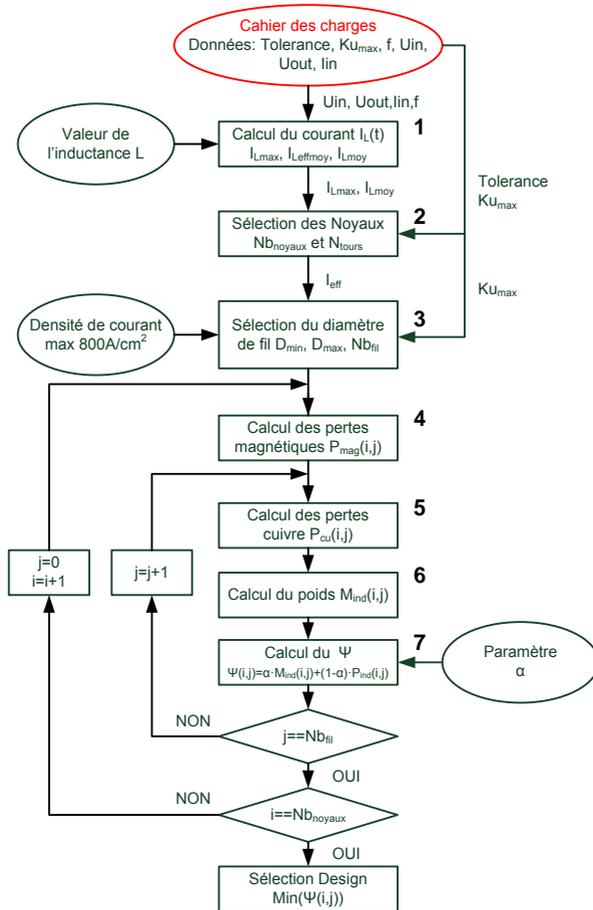


FIGURE 3.19. Diagramme représentatif de la procédure suivie pour le dimensionnement d'une inductance toroïdale

matériel facilement accessible sur le marché. Si cette méthode permet dans un premier temps de ne pas avoir à se soucier de l'optimisation de la géométrie car elle est imposée par la forme des noyaux choisis et listés dans une table, elle nous contraint à l'utilisation d'algorithme d'optimisation à variables discrètes. Ces algorithmes convergent plus

lentement et sont de ce fait plus gourmands en temps de calcul que leurs homologues à variables continues.

Le fonctionnement de l'algorithme est relativement simple. En effet, partant d'une excitation en courant I donnée et connaissant la valeur de l'inductance L souhaitée en plus de la valeur des paramètres de conception, toutes les solutions possibles qui peuvent satisfaire le cahier des charges sont évaluées puis triées afin de sélectionner le dimensionnement optimisé de l'inductance. La fonction écrite en matlab retourne les valeurs nécessaires au dimensionnement qui sont le numéro du noyau ainsi que le diamètre du fil à utiliser. De plus, le poids et les pertes de l'inductance sont évalués pour un point de fonctionnement donné.

Chapitre 4

Effet de l'altitude sur le dimensionnement du dissipateur, modèle thermique

4.1. Introduction

L'électronique du Solar-Impulse, et plus spécifiquement les convertisseurs dédiés à la gestion du flux de puissance entre le générateur photovoltaïque et les batteries, est soumise à des conditions atmosphériques non usuelles. En effet, les convertisseurs sont placés dans les quatre gondoles conçues pour recevoir les moteurs. Ces parties de l'appareil ne sont ni pressurisées ni maintenues en température. De ce fait, compte tenu du profil de vol de l'avion, l'hypothèse que le convertisseur devra fonctionner à des conditions atmosphériques de haute altitude (10000 m) peut être faite.

Afin d'étudier l'impact sur le système de refroidissement, les conditions atmosphériques en fonction de l'altitude sont modélisées. Le modèle ISA (International Standard Atmosphere) est appliqué [58] et les variations de température et de pression en fonction de l'altitude sont tracées sur la figure 4.1.

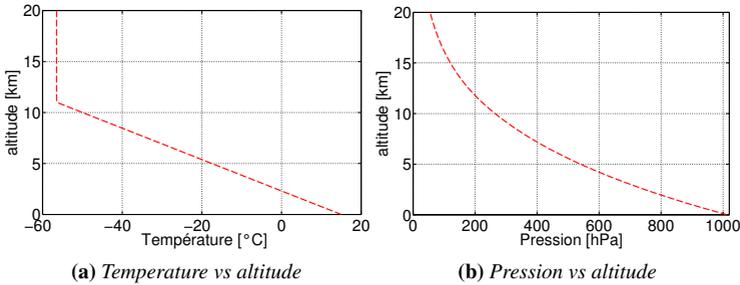


FIGURE 4.1. *Variation de la pression et de l'altitude selon ISA*

Les variations de la pression et de la températures ambiantes ayant un impact déterminant sur l'efficacité du système de refroidissement, ce chapitre débute par l'analyse des conditions de haute altitude sur le dimensionnement du dissipateur. A la suite de cette étude, un modèle qui permet la sélection du dissipateur pour une puissance à dissiper donnée, dans les conditions atmosphériques les plus défavorables, sera présenté.

4.2. Performance d'un dissipateur en convection naturelle en haute altitude

4.2.1. Généralités

L'efficacité d'un dissipateur est en relation directe avec la masse et le volume de celui-ci. Dans notre cas, les conditions ambiantes sont variables et dictées par le profil de vol de l'appareil ainsi que par la place du convertisseur dans les gondoles. Cette dernière n'étant pas connue, l'hypothèse que le convertisseur fonctionne dans des conditions ambiantes égales aux conditions atmosphériques est faite.

Lorsqu'un composant est monté sur un radiateur, le flux de chaleur passe du composant au radiateur par conduction. La distribution de la température dans le dissipateur va dépendre de sa géométrie, de la position de la source de chaleur et de la conductivité thermique du matériau. Les trois modes de conduction de la chaleur sont ; la conduction, la convection et le rayonnement. La convection peut être de deux formes ; naturelle ou forcée.

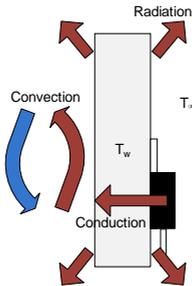


FIGURE 4.2. *Trois modes de conduction de la chaleur*

La résistance thermique de convection est définie par l'expression (4.1) dans laquelle h représente le coefficient de convection thermique et A la surface de convection.

$$R_{th} = \frac{1}{hA} \quad (4.1)$$

Le flux de chaleur échangé est donné par l'expression (4.2) dans laquelle l'analogie entre la résistance thermique et la résistance électrique peut être faite.

$$Q = \frac{(T_w - T_\infty)}{R_{th}} \quad (4.2)$$

Avec la montée en altitude, la densité d'air, la pression et la température ambiante diminuent avec pour conséquence d'influencer le transfert thermique par convection naturelle ou forcée. La diminution du flux thermique liée à la variation de l'altitude est modélisée par l'introduction d'un facteur empirique d'affaiblissement. Une partie de la

littérature nous indique que le flux de chaleur échangé en convection doit être multiplié par ce facteur d'affaiblissement [59], [60]. L'autre partie de la littérature donne un facteur par lequel la résistance thermique de convection doit être divisée. [61], [62].

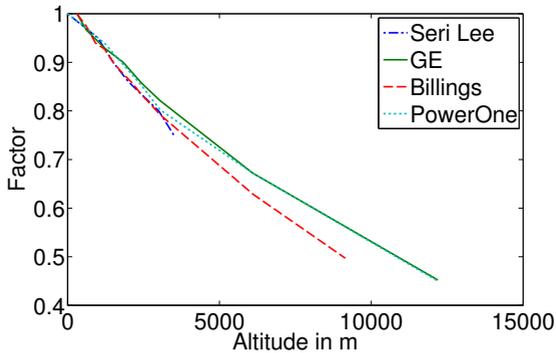
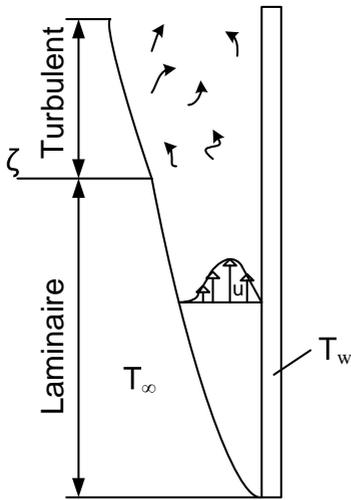


FIGURE 4.3. Facteur d'affaiblissement relatif à la littérature GE [59], Billings [60], Seri Lee [61], Power One [62]

La forte diminution du facteur d'affaiblissement avec l'augmentation de l'altitude laisse croire qu'un surdimensionnement du système de refroidissement est nécessaire. De ce fait, il faut étudier l'effet de l'altitude sur les performances du système de refroidissement.



En convection naturelle, les phénomènes hydrodynamiques et thermiques sont couplés par la masse volumique variable et ces deux phénomènes ne peuvent être traités séparément, ce qui rend l'étude en convection naturelle généralement plus compliquée que dans le cas de la convection forcée. C'est pourquoi, afin de visualiser l'effet de l'altitude sur les échanges thermiques, le cas d'écoulement de la plaque carrée, verticale, qui possède une température

T_w supérieure à la température ambiante T_∞ est considéré.

Les phénomènes traitant le sujet sont bien documentés dans la littérature [63]. En quelques mots, lorsque la plaque est plus chaude que l'air ambiant, le fluide entourant la plaque chauffe et se met en mouvement dû à son changement de densité. Une frontière de convection naturelle se forme entre le fluide au repos et le fluide en mouvement. Le profil de la vitesse du fluide vertical est donc nul sur la plaque et à la frontière entre le fluide en mouvement et le fluide au repos. Il atteint un pic maximum entre ces deux limites. Le mouvement du fluide créé depuis la base de la plaque est laminaire jusqu'à une hauteur ζ où l'écoulement laminaire devient turbulent. La position de la frontière ζ est dépendante des différences de température entre la plaque et l'air ainsi que de la nature du fluide.

4.2.2. La convection naturelle

Il a été démontré d'une manière générale, que le système adimensionnel régissant le problème de convection, met en évidence l'existence

de trois paramètres de similitude R_e , P_e et N_u , qui sont respectivement le nombre de Reynolds, de Peclet et de Nusselt. Le nombre de Nusselt est une mesure de l'amplification locale du transfert de chaleur dans le fluide due à ses mouvements.

$$Nu = \frac{hx}{k} \quad (4.3)$$

- ▲ h : Coefficient de transfert thermique par convection [$\frac{W.K}{m^2}$]
- ▲ x : Longueur caractéristique [m]
- ▲ k : Conductivité thermique du fluide [$\frac{W.K}{m}$]

En convection naturelle, le nombre de Nusselt est donné comme une fonction du nombre de Prandtl P_r et de Grashof G_r .

$$Nu = f(G_r, P_r) \quad (4.4)$$

Dans un système adimensionnel, les nombres G_r et P_r sont évalués à la température du film T_f .

$$T_f = \frac{1}{2}(T_w - T_\infty) \quad (4.5)$$

Le nombre de Nusselt N_u peut être exprimé à l'aide du nombre de Rayleigh (multiplication de G_r et P_r) et des coefficients b et m qui eux dépendent du nombre de Prandtl P_r . Ce nombre est un indicateur de l'importance du mécanisme de diffusion visqueuse par rapport à la diffusion thermique. A titre d'exemple, la valeur du nombre de Prandtl pour l'air est de 0.71 à 20°C.

$$P_r = \frac{c_p \mu}{k} \quad (4.6)$$

Le nombre de Grashof est sans dimension et s'exprime par :

$$G_r = \frac{g\beta(T_w - T_\infty)x^3}{\nu^2} \quad (4.7)$$

- ▲ β : Coefficient d'expansion thermique volumique [K^{-1}]
- ▲ ν : La viscosité cinématique [$\frac{m^2}{s}$]
- ▲ g : accélération gravitationnelle

En admettant l'hypothèse des gaz parfaits, le coefficient d'expansion thermique est égal à l'inverse de la température. Fort des explications précédentes, les conditions atmosphériques liées à la haute altitude permettent de constater que le nombre de Prandtl permet de tenir compte de cet effet. D'une part, car ρ varie avec la pression alors que les paramètres c_p , μ et λ sont considérés comme indépendants de la pression mais sensibles à la variation de température [54]. En tenant compte de la valeur des constantes $C=0.59$, $m=0.25$ et $R_a=[10^4..10^9]$.

$$\mu = \frac{1.458 \cdot 10^{-6} (T)^{0.5}}{\left(1 + \frac{110.4}{T}\right)} \quad (4.8)$$

$$c_p = 1.9327 \cdot 10^{-10} T^4 - 7.9999 \cdot 10^{-7} T^3 + 1.1407 \cdot 10^{-3} T^2 - 4.4890 \cdot 10^{-1} T + 1.10575 \cdot 10^3 \quad (4.9)$$

$$\lambda = 1.5207 \cdot 10^{-11} T^3 - 4.8574 \cdot 10^{-8} T^2 + 1.0184 \cdot 10^{-4} T - 3.9333 \cdot 10^{-4} \quad (4.10)$$

Le coefficient de transfert thermique par convection h ainsi que le facteur d'affaiblissement sont évalués pour une plaque carrée de 10cm x 10cm à une température constante de 80°C à chaque altitude. Le résultat est présenté sur la figure 4.4. La comparaison entre le facteur d'affaiblissement calculé par les expressions ci-dessus avec les valeurs lues dans la littérature montrent une belle concordance (4.4 (a)) si la température est maintenue à la température du niveau de la mer (15°C). Sans surprise, le coefficient de transfert thermique par convection h diminue avec l'altitude 4.4 (b). Cet effet s'explique par la diminution de la densité d'air avec l'altitude.

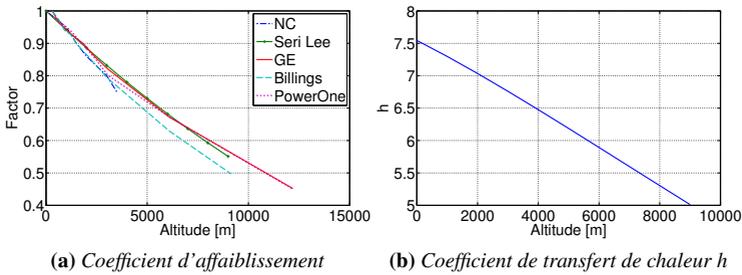


FIGURE 4.4. Variation du coefficient d'affaiblissement et du coefficient de transfert thermique h en fonction de l'altitude

4.2.3. Le rayonnement

L'échange de chaleur par radiation dépend de nombreux paramètres. L'un d'entre eux est la température de la surface qui entoure le système étudié. Dans notre cas, l'hypothèse que la plaque étudiée est contenue dans une boîte suffisamment grande pour que sa surface reste à température ambiante T_∞ est admise. Dans ce cas, le flux de chaleur peut être calculé à l'aide de l'expression (4.11). La quantité de chaleur dissipée par rayonnement va donc augmenter avec l'altitude [63].

$$Qr = \sigma A_1 \epsilon_1 (T_w^4 - T_\infty^4) \quad (4.11)$$

- ▲ $\sigma : 5.669 \cdot 10^{-8} W/m^2 K^4$
- ▲ A_1 : la surface de notre plaque
- ▲ ϵ_1 : émissivité de la plaque estimée à 0.9

4.2.4. Evolution de la température d'une plaque isotherme en fonction de l'altitude

Les sections précédentes ont présenté les outils nécessaires au calcul de l'évolution de la température d'une plaque isotherme verticale en convection naturelle devant dissiper une quantité de chaleur Q en

fonction de la température. En prenant l'exemple d'une puissance de 18.7W, toujours pour une plaque de 10cm par 10cm, l'évolution de la température de la plaque référencée à la température ambiante T_∞ est tracée ainsi que la température réelle de la plaque.

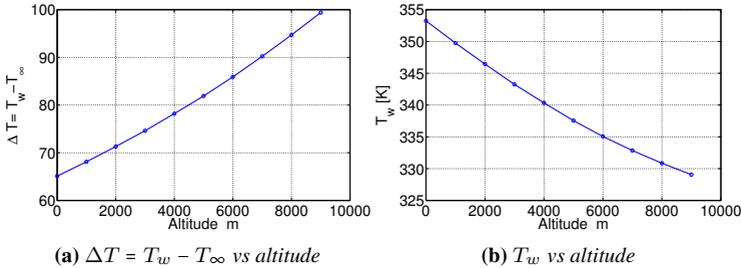


FIGURE 4.5. Variation de la température d'une plaque de 10cm x 10cm placée verticalement en conduction naturelle pour une puissance à dissiper constante de 18.7W en fonction de l'altitude

La figure 4.5 (a) montre l'évolution de la température de la plaque référencée par rapport à la température ambiante. Comme la référence T_∞ évolue en même temps que la température de la plaque avec l'altitude T_w , la courbe représente l'augmentation de température du radiateur en fonction de la diminution de pression liée à la montée en altitude. Ce cas peut être apparenté à une plaque placée dans un environnement à température constante dans lequel la pression diminue. En revanche, la figure 4.5 (b) montre la température réelle du radiateur qui diminue en fonction de l'altitude. En d'autres termes et pour conclure cette section, on peut traduire ce phénomène en disant que l'augmentation de la résistance thermique liée à la diminution de la pression ambiante est plus lente que la diminution de température ambiante. Au final, notre système de refroidissement est plus efficace à haute altitude et il faudra dimensionner le refroidisseur pour les conditions usuelles. Pour justifier nos calculs, la situation a été simulée à l'aide du logiciel Comsol. Les modèles internes au simulateur ont été employés. Le résultat montre une bonne correspondance entre nos cal-

culs et le résultat obtenu à l'aide des éléments finis, ce qui confirme les conclusions précédentes [64].

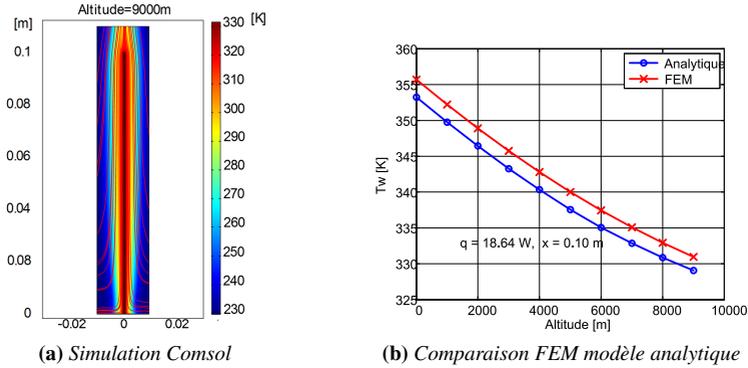


FIGURE 4.6. Comparaison entre une simulation FEM et le modèle analytique

4.3. Dimensionnement du dissipateur en convection naturelle

Le dimensionnement du dissipateur ou du refroidisseur d'un système d'électronique de puissance est généralement effectué à l'aide de la notion de résistance thermique qui est fondée sur l'analogie formelle qui existe entre la conduction du courant électrique et la conduction du flux de chaleur. Les fabricants de composants et de dissipateurs indiquent la valeur de la résistance thermique dans les spécifications de leur matériel, permettant ainsi la sélection d'un dissipateur pour un composant dissipant une puissance connue. Cependant, il faut rester prudent lorsque cette méthode de dimensionnement est utilisée dans le cas où la puissance dissipée par une zone active ne dépend pas seulement de la puissance dissipée par elle-même mais également par les zones actives voisines qui partagent un environnement thermique voisin. En électronique de puissance, ce cas est régulièrement rencontré

lorsque des composants discrets sont montés de manière compacte sur un même dissipateur.

Toutefois, en tenant compte de l'ordre de grandeur des puissances (dizaine de watts) à dissiper et des contraintes en volume qui sont existantes dans l'application du Solar-Impulse, le dimensionnement du dissipateur sera effectué en convection naturelle. De ce fait, l'hypothèse d'une température uniforme à la surface du dissipateur peut être faite car le coefficient de transfert thermique h est suffisamment faible. Cette hypothèse nous permet également la modélisation thermique de notre système par l'utilisation des résistances thermiques. La figure 4.7 illustre le schéma équivalent à notre système avec la désignation des résistances thermiques qui le composent. Le schéma a été réalisé avec une cellule de commutation Mosfet/diode mais il est évident que le schéma est similaire pour une cellule de commutation composée de deux transistors Mosfet.

- ▲ $R_{THJCT1..N}$: Résistance thermique jonction-boîtier des transistors numéro 1 à N.
- ▲ $R_{THJCD1..N}$: Résistance thermique jonction-boîtier des diodes numéro 1 à N.
- ▲ R_{THrad} : Résistance thermique du dissipateur.
- ▲ R_{THg} : Résistance thermique de l'intercalaire placée entre le boîtier du composant et le dissipateur.
- ▲ $T_{jT1..N}$: Température de jonction des transistors 1 à N.
- ▲ $T_{jD1..N}$: Température de jonction des Diodes 1 à N.
- ▲ T_a : Température ambiante.
- ▲ $P_{T1..TN}$: Puissance dissipée par chaque transistor T1 à TN
- ▲ $P_{D1..N}$: Puissance dissipée par chaque diode.

Pour garantir une répartition uniforme du courant sur chaque canal, le point de fonctionnement ainsi que les éléments qui composent le canal et plus particulièrement les semi-conducteurs sont similaires pour

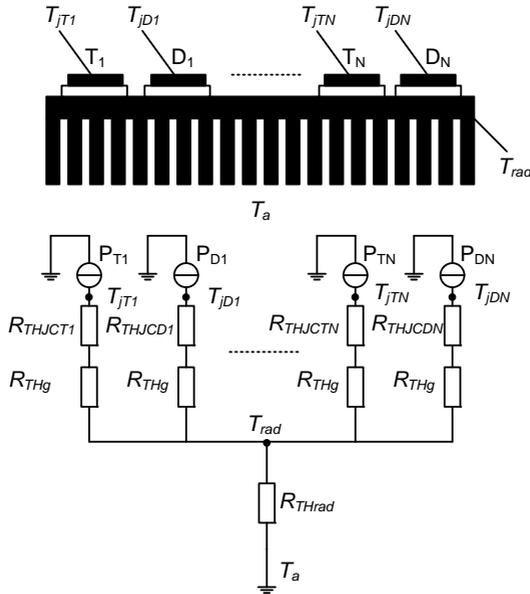


FIGURE 4.7. *Modèle thermique équivalent d'un convertisseur DC/DC entre-lacé en convection naturelle*

chaque cellule de commutation. De ce fait, la température de jonction de chaque diode et transistor T_{JD} et T_{JT} s'expriment à l'aide du système d'équations (4.12) dans lequel P_T et P_D sont respectivement les puissances dissipées par chacun des N transistors et N diodes qui composent le convertisseur.

$$\begin{aligned} T_{JT} &= P_T \cdot (R_{THJCT} + R_{THg}) + N \cdot (P_T + P_D) \\ T_{JD} &= P_D \cdot (R_{THJCD} + R_{THg}) + N \cdot (P_T + P_D) \end{aligned} \quad (4.12)$$

En faisant l'hypothèse que les pertes en commutation sont dictées majoritairement par les capacités parasites de chaque composant et la température ayant peu d'effet sur ces éléments, nous admettons la valeur des pertes en commutation comme indépendante de la tempéra-

ture, ce qui n'est pas le cas de la valeur des pertes en conduction. En effet, la résistance $R_{DS(ON)}$ du transistor Mosfet ainsi que la tension de jonction V_j et la résistance dynamique r_d de la diode sont toutes des quantités qui évoluent avec la température. Dans la littérature, on peut lire que la variation de ces paramètres avec la température est linéaire. Cette hypothèse est retenue dans ce travail, ce qui permet d'exprimer la dépendance de ces paramètres à la température avec les expressions (4.13) dans lesquelles on peut remarquer que les résistances $R_{DS(ON)}$ et r_d augmentent avec la température alors que la tension de jonction V_j diminue.

$$\begin{aligned} R_{DS(ON)} &= R_0(1 + a \cdot T_j) \\ r_d &= r_{d0}(1 + b \cdot T_j) \\ V_j &= V_{j0}(1 - c \cdot T_j) \end{aligned} \quad (4.13)$$

En appliquant les expressions (4.12) et (4.13) du chapitre 2.3.5 concernant les pertes en conduction, il est possible de déterminer la dissipation dans les diodes et les transistors en fonction de la température ambiante et de la valeur de la résistance thermique du dissipateur R_{THrad} . Le système d'équation à résoudre est de la forme $Ax = b$ dans lequel x représente le vecteur composé de puissances dissipées par la diode et le transistor de la cellule de commutation d'un canal. Le système est représenté par l'expression (4.14). Dans un souci de simplification, la résistance thermique composée de la résistance jonction/boîtier et de la résistance thermique de l'intercalaire ont été additionnées et renommées pour la diode R_{THD} et le transistor R_{THT} . Les valeurs des pertes en commutation de la diode et du transistor sont nommées respectivement P_{commD} et P_{commT} .

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_D \\ P_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned}
A_{11} &= 1 - (r_{d_0} I_{effd}^2 c + V_{j_0} I_{moyd} b) (R_{THD} + N R_{THrad}) \\
A_{12} &= N R_{THrad} (V_{j_0} I_{moyd} b - r_{d_0} I_{effd}^2 c) \\
A_{21} &= - R_0 a N R_{THrad} I_{effm}^2 \\
A_{22} &= 1 - I_{effm}^2 a (R_{THm} + N R_{THrad}) R_0
\end{aligned} \tag{4.15}$$

$$\begin{aligned}
b_1 &= I_{effd}^2 (1 + c T_a) r_{d_0} + V_{j_0} (1 - b T_a) I_{moyd} + P_{commD} \\
b_2 &= R_{d_0} (1 + a T_a) I_{effm}^2 + P_{commM}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Le système matriciel montre que pour une valeur de température ambiante T_a connue ainsi qu'une résistance thermique du dissipateur fixée, il est possible de déterminer les pertes dissipées de diode et du transistor d'une cellule de commutation. Le même calcul pour une cellule de commutation Mosfet/Mosfet est donné dans l'annexe C.

Les calculs effectués en tenant compte de l'effet de la température de jonction ainsi que les calculs spéculant sur une température de jonction constante, égale à la température ambiante sur toute la plage de puissance sont comparés aux mesures prises sur un prototype de convertisseur quatre canaux. La cellule de commutation est formée d'une diode en carbure de silicium type SDP06S60. Le transistor est de type coolmos SPP04N60C3. La réalisation ainsi que les calculs de pertes dans l'inductance ont été réalisés avec les procédures mises en place au chapitre 3. Le résultat est une inductance composée d'un noyau MPP type 5550 de la maison Magnetics ainsi que d'un fil de cuivre de section AWG 21. Le nombre de tours N qui compose l'inductance est de 238 pour une valeur d'inductance de 1.5[mH]. Le convertisseur est commandé par une carte DSPIC30F6010A qui consomme 200mA sous 5V. La tension de grille qui commande chaque transistor est de 15V et la résistance de grille est de 24Ω . Les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur pour les calculs et les mesures sont respectivement de 200V et 240V. Les pertes dans les condensateurs d'entrée et de sortie ainsi que les pertes liées aux alimentations de 5V et +15V ne sont pas prises en compte.

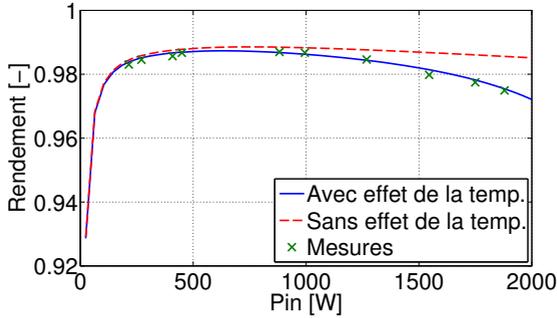


FIGURE 4.8. Comparaison du calcul du rendement avec modèle thermique et sans modèle thermique

La comparaison des résultats et des mesures effectuées montrent une bonne corrélation entre les mesures et les modèles de pertes avec et sans prise en compte de l'effet thermique lorsque la puissance à commuter est faible. En revanche, lorsque la puissance à commuter augmente, les résultats obtenus avec le modèle thermique sont plus proche des valeurs mesurées. Ce modèle permet ainsi une meilleure approximation des pertes dans la cellule de commutation et donc une meilleure sélection des composants ainsi qu'un meilleur dimensionnement du système de refroidissement. En effet, l'estimation des pertes sans prise en compte de l'effet thermique, conduit à une mauvaise sélection de composant liée à une sous-évaluation des pertes et donc à un sous-dimensionnement du système de refroidissement.

Dans une méthodologie quantitative, l'utilisation du modèle thermique présenté précédemment permet une sélection des composants et du système de refroidissement en considérant la résistance thermique du dissipateur comme variable d'optimisation. Afin de tenir compte de l'aspect massique du dissipateur dans la sélection de celui-ci, une expression mettant en relation la résistance thermique et la masse du dissipateur est nécessaire. De nombreux papiers et livres [65] sont dédiés à l'optimisation de dissipateurs en convection forcée ou naturelle afin d'en améliorer l'efficacité ou encore le placement des composants sur

celui-ci. Toutefois, le choix d'une relation empirique basée sur plus de 100 types de dissipateurs optimisés par le fabricant a été préféré pour sa simplicité et le faible temps de calcul. Pour chaque modèle sélectionné, deux valeurs de résistance thermique pour une longueur de 50mm et 100mm sont répertoriées avec leur masse respective. A la suite de ce travail, une approximation de puissance a été appliquée, la relation obtenue permet d'évaluer la masse du dissipateur en convection naturelle, en fonction de la résistance thermique souhaitée.

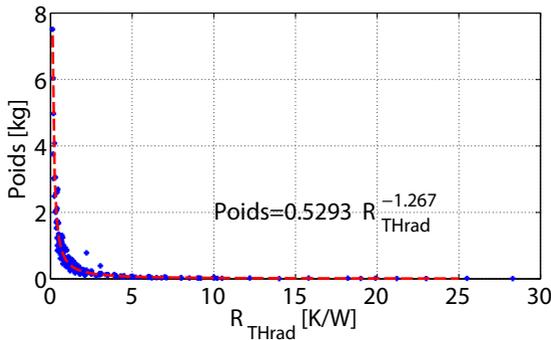


FIGURE 4.9. Relation empirique entre la résistance thermique d'un dissipateur et sa masse

La figure 4.10 montre l'évolution du poids du dissipateur et des pertes dans une cellule de commutation composée d'un transistor coolmos type SPP07N60C3 et d'une diode SiC SDP06S60 en fonction de la résistance thermique du dissipateur R_{THrad} . Ce graphique permet de constater qu'avec une technique de refroidissement par convection naturelle, la diminution de la valeur de la résistance thermique en dessous de 1[K/W] est très coûteuse en terme de masse. C'est pourquoi, en-dessous de cette valeur, un refroidissement par convection forcée devrait être préféré bien que cette solution aura un effet négatif sur le rendement. A titre indicatif, un ensemble ventilé miniature possède une résistance thermique de de 1.1 [K/W] la masse totale est de 154g (masse ventilateur 50g). En convection naturelle, il faut compter 300g de plus pour obtenir une valeur de résistance thermique équivalente.

Le coût énergétique de cette réduction de masse est de 3.3 W, ce qui correspond à une diminution de rendement de 0.165% pour un convertisseur de 2kW. De ce fait, l'utilisation d'un dissipateur à convection forcée est intéressante, si et seulement si, le gain énergétique global de l'application est positif.

La figure 4.10 permet également de constater qu'en négligeant la durée de vie des composants, un compromis entre le poids et les pertes peut être trouvé en fonction de l'application.

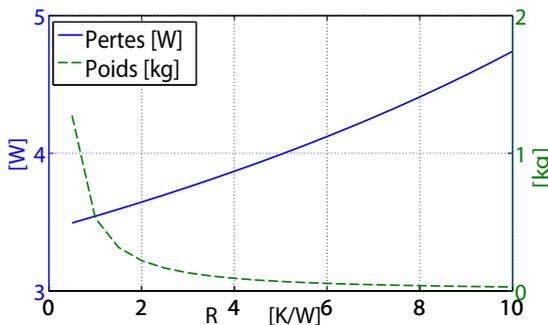


FIGURE 4.10. Evolution des pertes d'une cellule de commutation SPP07N60C3/SDP06S60 et de la masse du dissipateur en fonction de la résistance thermique R_{THrad} , $U_{in}=200V$, $U_{out}=240$, $I_{in}=2.5A$, $T_a=30^\circ$

4.4. Conclusion

Dans le chapitre 4, les conditions de fonctionnement du convertisseur en haute altitude, définies par une température de -50° et une pression ambiante de 200 [hPa], ont été étudiées. Les résultats montrent que le dimensionnement thermique du convertisseur doit être pensé pour des conditions d'altitude basse, car elles représentent les plus grosses contraintes thermiques. En effet, le calcul simple réalisé sur une plaque verticale en convection naturelle a montré que l'augmentation de la résistance thermique liée à la diminution de la densité d'air est très

largement compensée par la diminution de la température ambiante. Le résultat aboutit à une diminution de la température de la plaque verticale en fonction de l'accroissement de l'altitude. Les conditions de dimensionnement déterminées, un modèle thermique du convertisseur entrelacé en convection naturelle a été proposé, permettant ainsi d'évaluer les pertes en fonction de la résistance thermique du radiateur et de l'air ambiant. Cet outil permet de ne plus voir le dissipateur comme un élément qui a comme seule fonction d'empêcher les semi-conducteurs de surchauffer, mais comme un moyen d'ajuster le poids du convertisseur et les pertes au cahier des charges de notre application.

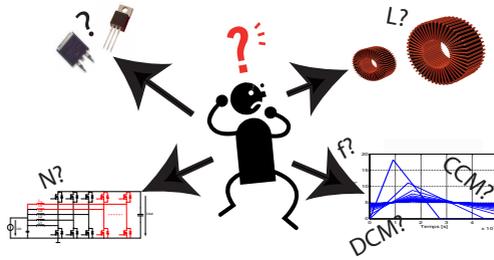
Chapitre 5

Dimensionnement et choix du nombre de canaux

5.1. Introduction

Le début de ce travail a permis de prendre connaissance des différents choix qui s'offrent à un électronicien de puissance lorsqu'il doit dimensionner un convertisseur de type DC/DC entrelacé. Entre le choix des composants, le mode de conduction, la fréquence de pulsation et autres facteurs déterminants, le choix de la topologie et du mode de fonctionnement du convertisseur n'est pas trivial. Généralement, lorsqu'un convertisseur est dimensionné en électronique de puissance, l'influence de chaque paramètre est étudiée séparément afin d'en déduire les tendances et ainsi permettre des choix. Dans ce chapitre, on propose une méthodologie automatique d'aide au dimensionnement qui permet d'évaluer rapidement la topologie la plus adéquate (N de canaux) en réponse à un cahier des charges donné et sélectionner le matériel nécessaire à sa réalisation.

Dans notre cas, le cahier des charges est constitué des niveaux de tension d'entrée et de sortie, du taux d'ondulation et du niveau de puissance à commuter. Les critères de dimensionnement pris en compte sont la densité de puissance massique DP et le rendement η . Cette



étude ne tient pas compte du volume et du facteur économique pour deux raisons. Concernant, le facteur économique, il doit être pris en compte et de manière systématique dans une étude industrielle, mais sa portée est moindre dans le monde académique, où le coût estimé ne peut être que très éloigné de la réalité industrielle dans laquelle le prix des composants est lié à la quantité. Le critère du volume quant à lui, est très proche du critère de masse. Toutefois, tout le monde s'accordera sur le fait qu'en mécanique newtonienne, les notions d'énergie et de quantité de mouvements sont liées à la masse du point matériel et non à son volume. Ceci remet en cause la forme usuelle de la densité de puissance qui fait référence au volume du convertisseur dans le cadre d'applications mobiles. Fort de cette description, la fonction d'objectifs de notre convertisseur à maximiser est donnée par (5.1) dans laquelle la somme de la densité de puissance et du rendement est pondérée par la variable β qui permet de juger de l'importance de ces deux critères.

$$F_{obj} = \beta \cdot \frac{DP}{DP_{max}} + (1 - \beta) \cdot \frac{\eta}{\eta_{max}}$$

$$\chi > \frac{\tau_{courant}}{\tau_{courant,max}} \quad (5.1)$$

Le taux d'ondulation τ est, quant à lui, vu comme une contrainte qu'il faut garder sous une valeur nommée χ . En revanche, le volume du convertisseur n'est pas considéré, d'une part, car l'application du

Solar-Impulse ne le nécessite pas. D'autre part, car le volume dépend fortement des efforts d'intégration liés au concepteur.

Les variables de dimensionnement de notre convertisseur sont :

- ▲ N : Le nombre de canaux
- ▲ L : La valeur de l'inductance
- ▲ f : La fréquence de pulsation
- ▲ α : La variable pondérale liée à la masse et aux pertes de l'inductance.
- ▲ β : La variable pondérale liée à la densité de puissance et au rendement du convertisseur.
- ▲ $R_{T_{Hrad}}$: La résistance thermique du radiateur
- ▲ T1 : Le type de transistor Mosfet du bas (Source connecté à la masse)
- ▲ T2 : Le type de diode ou de transistor Mosfet du haut (Cathode ou drain connecté à U_{out})
- ▲ Bidirec : Le choix du nombre de quadrants (1 ou 2)
- ▲ ZVS_{oui} : Choix de la conduction pour un convertisseur bidirectionnel en courant

Chaque variation de l'une de ces variables aboutit à un résultat ou une topologie de convertisseur pouvant répondre à notre cahier des charges. A ce stade, le problème peut être résolu de différentes façons. La plus simple, mais également la plus coûteuse en temps de calcul, consiste à parcourir toutes les solutions et en déterminer la plus adéquate. Cette manière de procéder demande une discrétisation de l'espace de travail, plus ou moins importante en fonction de la précision que l'on souhaite obtenir, mais elle garantit que le résultat obtenu est l'optimum global de notre fonction. La deuxième façon de faire consiste à parcourir l'espace des solutions de manière stochastique ou aléatoire permettant ainsi d'évaluer des solutions dans tout l'espace. Logiquement, cette façon de procéder donnera des résultats

d'autant plus satisfaisants que le temps d'exécution de l'algorithme alloué à l'évaluation de solutions est long. L'avantage des algorithmes stochastiques réside dans le fait qu'une solution approchée peut être déterminée dans un délai plus court mais sans aucune garantie sur la qualité de la solution trouvée. A l'origine de la simulation stochastique on trouve la méthode de Monte-Carlo qui consiste à répondre à un problème donné par la formulation d'un autre problème, qui lui, est de probabilité, mais qui possède la même solution que le problème de départ. Un exemple qui illustre parfaitement ces propos réside dans la détermination de la valeur de π par le calcul de la probabilité qu'un point tiré au hasard dans un carré de côté 1 soit contenu dans la surface couverte par un quart de cercle de rayon 1 inscrit dans ce même carré. Pour résoudre un problème d'optimisation combinatoire, différents algorithmes existent passant de l'algorithme du simplexe jusqu'aux algorithmes évolutionnaires. Afin de sélectionner les algorithmes d'optimisation les plus appropriés, une brève description des algorithmes usuels les plus utilisés débutera ce chapitre.

5.2. Les algorithmes d'optimisation usuels

Dans l'introduction de ce chapitre, une description du problème à optimiser a été réalisée, mettant en avant les critères de dimensionnement ainsi que les variables d'optimisation (paramètres de conception) du problème. Cette section sera, dès lors, consacrée à une brève introduction sur l'optimisation et la classification des algorithmes avant de nous concentrer sur les algorithmes susceptibles de résoudre notre problématique.

Toutefois, afin de gagner en clarté et de faciliter la compréhension de ce chapitre et des références citées, nous allons commencer par une brève introduction au vocabulaire employé dans le domaine de l'optimisation.

- ▲ Fonction objectif : Fonction à minimiser ou maximiser
- ▲ Espace de recherche : L'ensemble des solutions obtenues avec les paramètres de conception
- ▲ Paramètres de conception : Facteurs qui influencent la valeur de la fonction d'objectifs
- ▲ Espace admissible : Espace dans lequel toutes les contraintes sont respectées
- ▲ Contrainte : Condition qui limite l'espace des solutions admissibles
- ▲ Espace interdit : Région de l'espace des solutions dans laquelle les contraintes sont violées

A la suite de ces définitions, un problème d'optimisation se résout en effectuant la démarche de modélisation. Cette dernière est divisée en trois étapes qui sont la détermination des variables de décision x_i , de la fonction d'objectifs F_{obj} et des contraintes à respecter g_i .

La démarche de modélisation terminée, le problème peut être vu comme une boîte noire sur laquelle on applique une technique d'optimisation afin de déterminer la solution optimale de celui-ci, formulé à partir d'un cahier des charges défini en termes de paramètres, d'objectifs et de contraintes.

Les méthodes d'optimisation applicables dépendent de la nature du problème à résoudre. La classification générale des méthodes d'optimisation mono-objectif est représentée sur la figure 5.1 dans laquelle on distingue deux grandes familles, l'optimisation combinatoire et l'optimisation continue.

L'optimisation dite combinatoire se rapporte aux problèmes à variables discrètes qui sont généralement représentées dans la littérature par le problème du voyageur de commerce. Problème, qui a pour objectif de minimiser la longueur du trajet d'un voyageur de commerce qui doit passer par un certain nombre de villes.

L'optimisation continue concerne, comme son nom l'indique, des problèmes à variables continues. A titre d'exemple, les problèmes d'identification de paramètres d'un modèle numérique peuvent être cités. Dans la pratique, il existe des problèmes à variables mixtes, qui comportent à la fois des variables discrètes et des variables continues.

La classification séparée des algorithmes dédiés aux problèmes à variables discrètes et continues est principalement historique, car durant longtemps ces problèmes ont été étudiés séparément jusqu'à l'arrivée des méthodes métaheuristiques qui marquent une réconciliation des deux domaines [66].

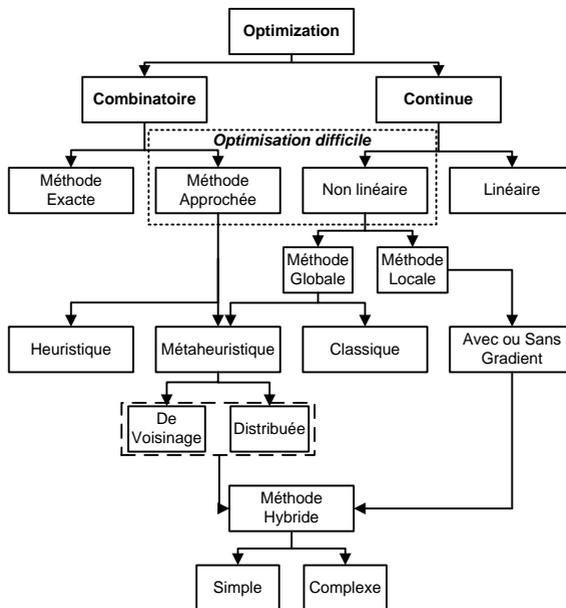


FIGURE 5.1. Classification des méthodes d'optimisation mono-objectif

Le mot métaheuristique est dérivé de la composition de deux mots grec "méta" qui signifie "au-delà" et "heuristique" qui vient du verbe "heuriskein" et qui veut dire trouver. Dans la littérature il n'y a pas de définition reconnue des algorithmes métaheuristiques. Cependant,

cette traduction permet de comprendre l'essence de ces algorithmes, qui est de trouver des optimums globaux ou locaux en allant au-delà des algorithmes heuristiques.

Avant d'aller plus loin dans l'explication des métaheuristiques, il convient de présenter en quelques mots les algorithmes heuristiques, qui consistent à apprendre pas à pas, en tenant compte de ce que l'on a fait précédemment, pour tendre vers l'optimum d'un problème sans garantie sur la qualité de la solution. De ce fait, il s'agit de méthodes approximatives qui s'opposent aux méthodes de calcul exact et qui ont pour intérêt premier de s'approcher suffisamment près de l'optimum pour que cette solution soit admise comme optimale dans un temps acceptable. La mise en place de l'algorithme passe ensuite par l'évaluation de la qualité des solutions trouvées, soit de manière pratique par comparaison avec les solutions optimales ou les meilleures solutions connues, soit de manière mathématique en cherchant des garanties de performance. Ces méthodes sont efficaces lorsque le problème à résoudre est très bien connu, mais elles sont difficilement applicables à d'autres problèmes.

Les méthodes d'optimisation métaheuristiques vont au-delà des méthodes heuristiques car elles sont adaptables à un grand nombre de problèmes. Les métaheuristiques sont des méthodes basées sur des processus aléatoires et elles sont caractérisées par une série de paramètres de contrôle dont le choix peut être déterminant pour la qualité de la solution. Ce sont également des méthodes itératives et directes, car elles reproduisent un même schéma de recherche de l'optimum. De plus, elles ne recourent pas au calcul souvent problématique des gradients de la fonction d'objectifs.

Le nombre de méthodes métaheuristiques est important, allant de la simple recherche locale à des algorithmes plus complexes de recherche globale. Dans ce rapport, notre attention ira sur les algorithmes de recherche d'optimums globaux. Ces méthodes de recherche globale sont inspirées par des analogies avec la physique (algorithme

du recuit simulé), la biologie (algorithmes évolutifs) ou encore l'éthologie (algorithmes de colonies de fourmis).

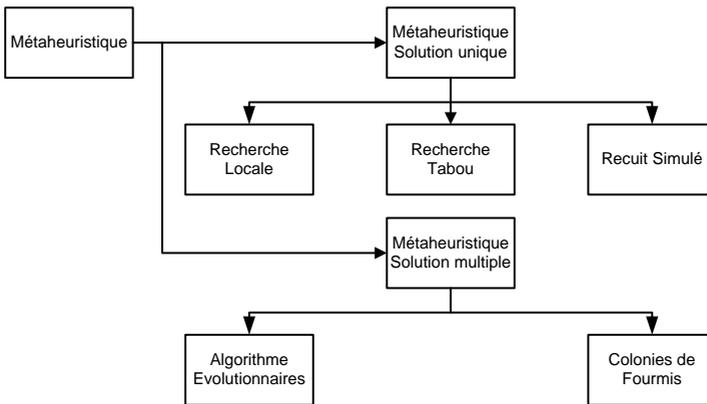


FIGURE 5.2. Classification des méthodes métaheuristiques les plus répandues

La figure 5.2 représente une classification non exhaustive des algorithmes métaheuristiques les plus répandus. Dans ce travail de thèse, deux algorithmes ont été étudiés, le recuit simulé, pour des raisons de convergence pratiquement assurée, ainsi que l'algorithme génétique afin d'augmenter la vitesse de convergence dans le cas d'une optimisation multicritères. Les sections suivantes sont consacrées à l'explication et à la mise en oeuvre de ces algorithmes.

5.3. L'algorithme du recuit simulé

L'algorithme du recuit simulé est issu de l'analogie entre les problèmes d'optimisation combinatoire et les méthodes de la physique statique appliquées à la modélisation de système complexe. En effet, un système physique complexe possède une multitude d'états, dont l'état d'équilibre obtenu lorsqu'une grandeur du système (énergie) est minimale. Le principe de l'algorithme du recuit simulé provient de la métallurgie et de la technique du recuit. Le recuit consiste à chauffer

la matière jusqu'à une température élevée et la laisser refroidir lentement. L'objectif de ce procédé est de permettre à la matière d'atteindre des états de faible énergie permettant l'élimination de contraintes résiduelles. L'algorithme du recuit simulé établi par Kirkpatrick en 1983, Siarry en 1984 et Cerny en 1985, exprime ce phénomène de façon numérique.

Cet algorithme consiste ainsi à réduire d'une manière contrôlée la température, à partir d'une température initiale élevée, au sein de l'algorithme de Metropolis, algorithme itératif proposé en 1953 et qui permet de trouver l'état d'équilibre thermodynamique d'un système simulé à une température T .

En pratique, l'algorithme du recuit simulé consiste à partir d'un arrangement moléculaire initial (une solution S acceptable appartenant à l'ensemble des solutions $G_{solutions}$) d'état d'énergie E_i et de température T_i . Un nouvel arrangement moléculaire est généré de manière stochastique (solution voisine S' acceptable) qui possède une énergie E_j . Si la nouvelle solution a pour effet d'abaisser l'énergie ($E_j < E_i$) le changement s'opère car l'énergie est plus basse et donc le système plus stable. Si au contraire l'énergie est plus élevée ($E_j > E_i$), la transition est acceptée ou non, selon une règle stochastique. Cette règle permet de s'extraire des zones à minima locaux. Plus la température est élevée, plus les solutions dégradant le système seront conservées garantissant ainsi, un grand balayage de l'espace des solutions. En revanche, plus la température diminue et plus les opérations dégradant le système seront refusées réduisant l'algorithme à une recherche de minimum local de type descente.

L'implantation de l'algorithme du recuit simulé nécessite l'évaluation de deux paramètres qui sont, la température initiale T_{init} ainsi que le schéma de décroissance de la température. En ce qui concerne ces performances, elles sont liées au choix des variables, à la stratégie de génération des transitions élémentaires qui définissent l'espace des solutions et aux fonctions qui calculent le coût et les contraintes.

Algorithme 1 Recuit Simulé

```

1: Choix de la température initiale  $T_{init}$ 
2: Générer une solution admissible  $S \in G_{solutions}$ 
3: Calculer  $f(S)$ 
4:  $f(S_{best}) \leftarrow f(S)$ 
5: Tantque  $T > T_{min}$  Faire
6:   Générer une solution admissible  $S'$  voisine de  $S$ 
7:   Calculer  $f(S')$ 
8:   Calculer  $\Delta E = f(S) - f(S')$ 
9:   Si  $\Delta E > 0$  Alors
10:     $S \leftarrow S'$ 
11:    Si  $f(S_{best}) > f(S')$  Alors
12:       $S_{best} \leftarrow S'$ 
13:       $f(S_{best}) \leftarrow f(S')$ 
14:    Finsi
15:  Sinon
16:    Générer un nombre aléatoire  $\phi$  uniformément réparti dans
    l'intervalle  $[0..1]$ 
17:    Si  $\phi < e^{\Delta E/T}$  Alors
18:       $S \leftarrow S'$ 
19:    Finsi
20:  Finsi
21:  Modifier la température  $T$ 
22: Fin tantque
23: return  $S_{best}$ 

```

Le choix de l'algorithme du recuit simulé a été fait pour deux raisons principales. La première réside dans le fait que les résultats théoriques confirment que l'on peut s'approcher d'aussi près que l'on souhaite de l'optimum global dans un temps plus court que l'exploration exhaustive de l'espace des solutions. La deuxième réside dans le fait que cet algorithme conçu pour une optimisation à variables discrètes est généralisable aux problèmes à variables continues ou mixtes.

5.3.1. Le recuit simulé appliqué à l'optimisation de l'inductance

La prise en main de l'algorithme du recuit simulé (SA "Simulated annealing") ou sa version plus rapide nommée en anglais "Very Fast Simulated Annealing" (VFSA) a été implémentée dans un premier temps sur le problème du dimensionnement de l'inductance (chapitre 3). Ce problème directement en relation avec notre application est un exercice intéressant pour prendre en main l'algorithme et expliquer son application pratique, sachant que la réponse exacte peut être obtenue dans un délai très court. L'implémentation de l'algorithme VFSA a été choisie pour plusieurs raisons. La première réside dans le fait que cet algorithme est bien adapté aux problèmes à plusieurs dimensions et que pour chaque variable, une décroissance de la température particulière peut être appliquée selon l'expression (5.2), dans laquelle i dénote le numéro de la variable pour laquelle cette décroissance s'applique, c_i est une constante, k représente le nombre d'itérations et D représente le nombre de variables d'optimisation du problème. Bien entendu T_{0_i} représente la température initiale rapportée à chaque variable.

$$T_i(k) = T_{0_i} e^{-c_i k^{1/D}} \quad (5.2)$$

Dans le cas de notre inductance, le type du noyau et du fil sont les deux seules variables qui sont nécessaires au dimensionnement lorsque la valeur de l'inductance est donnée et que les sollicitations en courant peuvent être déterminées. La valeur de la température initiale est fixée en admettant un taux d'acceptation compris entre 80% et 90%. Pour ce faire, la fonction de coût est évaluée plusieurs fois en générant des solutions admissibles aléatoires. La valeur moyenne des différences est ensuite évaluée pour fixer $T_0 = 1$ en tenant compte de la fonction d'acceptation de Métropolis donnée par l'expression (5.3).

$$P(\Delta E) = e^{-\frac{\Delta E}{T}} \quad (5.3)$$

Dans un algorithme de recuit simulé VFSA, la fonction de distribution doit être de la forme suivante :

$$y_i = \text{sign}(u_i - 0.5) T_i [(1 + 1/T_i)^{|2u_i - 1|} - 1] \quad (5.4)$$

Dans laquelle, u_i est une variable aléatoire de distribution uniforme comprise entre $[0,1]$. L'expression (5.5) est utilisée pour générer une solution voisine sachant que x_i^{max} et x_i^{min} sont les bornes supérieures et inférieures de la variable x_i . Dans notre cas, les paramètres qui sont le type de noyau ou encore le diamètre du fil à utiliser sont discrets, donc la fonction d'arrondi "round" est utilisée. Un codage binaire aurait également pu être imaginé pour résoudre ce problème, mais notre volonté était d'analyser la possibilité d'utiliser le même algorithme avec des modifications mineures pour les problèmes à variables discrètes et continues.

$$x_i = x_i + \text{round}(y_i(x_i^{max} - x_i^{min})) \quad (5.5)$$

La condition d'arrêt ainsi que la constante c sont étroitement liées dans notre algorithme, car le critère d'arrêt est fixé par la température minimale. Dans notre exemple l'espace des solutions voisines acceptable est de 356. En faisant l'hypothèse qu'une solution suffisamment précise est atteinte après 200 itérations. On trouve de ce fait pour une valeur de $c=0.25$ une température de fin T_{fin} à 0.03. Les unités ne sont volontairement pas mentionnées afin de nous dissocier du domaine de la physique et rester dans des variables et des conditions de programmation. Le résultat montre une réussite de 99% sur les 100 essais effectués avec un nombre d'itérations de 200. Le gain en temps sur l'évaluation de la solution est de 10%. Pour réduire encore le temps de 10% un critère d'arrêt est placé à 170 itérations. Le taux de réussite dans ce cas n'est plus que de 93%. Ces résultats sont illustrés dans la figure 5.3 sur laquelle on peut constater le pourcentage de réussite par rapport à la solution exacte évaluée en 220 itérations. Cet

exemple montre clairement que l'application de l'algorithme du recuit simulé au dimensionnement de l'inductance optimisée ne permet pas un gain en temps de calcul intéressant. En revanche, il nous a permis de constater que cet algorithme est relativement simple à mettre en oeuvre et que les résultats obtenus sont satisfaisants. Afin d'améliorer les performances sur cet exemple, un travail devrait être réalisé sur la fonction de génération de voisins. Dans le cas où l'espace des solutions admissibles est plus vaste, il est fréquent d'introduire des paliers de température. Paliers durant lesquels la température n'évolue pas, mais l'énergie diminue. Ceci permet un meilleur balayage de l'espace des solutions à une température T fixée.

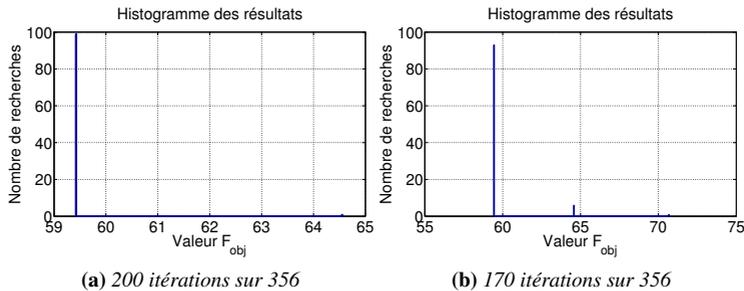


FIGURE 5.3. Pourcentage de réussite sur l'évaluation d'une solution d'inductance

(a) Le nombre d'itérations est de 200/356

(b) Le nombre d'itérations est de 170/356

5.4. Les algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques appartiennent à la catégorie des algorithmes évolutionnaires. L'idée fondatrice est basée sur un principe simple qui consiste à dire que si l'évolution a optimisé les processus biologiques, l'utilisation du paradigme de l'évolution pour trouver des solutions optimales a un sens.

Ainsi, les algorithmes génétiques sont des systèmes qui s'appuient sur les deux principaux mécanismes qui régissent l'évolution des êtres vivants selon la théorie de Darwin, qui sont, la sélection et la reproduction ainsi que sur les méthodes de combinaison des gènes introduites par Mendel pour traiter des problèmes d'optimisation.

Les quatre opérateurs de base des algorithmes génétiques sont :

- ▲ L'évaluation : Durant les phases d'évaluation, chaque chromosome est décodé et évalué
- ▲ La sélection : La phase de sélection consiste à générer une nouvelle population de N chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée.
- ▲ Le croisement : La phase de croisement, aussi appelée recombinaison, consiste à mélanger les chromosomes des individus parents pour créer le code génétique d'un individu fils.
- ▲ La mutation : La phase de mutation apporte des modifications aléatoires au code génétique d'un individu.

La figure 5.4 montre le schéma bloc d'un algorithme évolutionnaire dans lequel, les différentes étapes qui sont l'évaluation, la sélection, le croisement et la mutation sont représentées de manière chronologique.

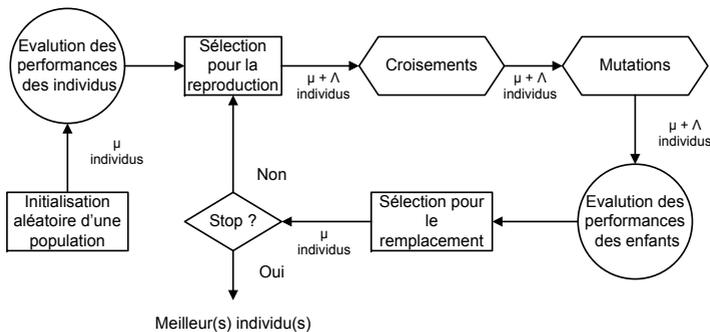


FIGURE 5.4. Principe d'un algorithme évolutionnaire [66]

Sur la figure 5.4, l'algorithme évolutionnaire débute par la génération d'une population initiale et l'évaluation des performances de chaque individu qui compose cette population. Puis, les individus sont sélectionnés aléatoirement selon le principe le plus adapté au problème à optimiser. Ensuite, la génération des descendants est effectuée en appliquant les opérateurs du croisement et de la mutation. La performance des descendants est évaluée et à la suite d'une étape de sélection une nouvelle population est obtenue. Si le critère d'arrêt n'est pas vérifié, de nouvelles populations sont créées en respectant les mêmes étapes jusqu'à ce que la condition d'arrêt soit vérifiée.

Dans la littérature, le fonctionnement des algorithmes évolutionnaires est régulièrement illustré par un exemple simple permettant au lecteur de bien comprendre les différentes étapes et l'utilité des opérateurs cités précédemment. Dans ce travail, l'introduction des différents opérateurs ainsi que leur utilité seront succinctement expliqués. En revanche nous laisserons le soin au lecteur de se documenter afin de trouver un des nombreux exemples disponibles dans la littérature [66].

Nous tenons également à préciser que les explications restent volontairement succinctes car ces algorithmes ne constituent qu'un outil employé à la résolution d'un problème donné et ils ne sont pas le coeur de ce travail de thèse. De ce fait, nous nous plaçons comme utilisateur et non comme concepteur d'algorithme évolutionnaire. Toutefois, afin d'utiliser les outils d'optimisation, dans notre cas l'"optimization toolbox" de matlab, une bonne compréhension de ceux-ci est nécessaire afin de pouvoir adapter leurs paramètres aux spécificités de notre problème.

5.4.1. Opérateur de sélection

L'opérateur de sélection détermine la capacité de chaque individu à persister dans la population et à se diffuser. De façon générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement liée à sa performance

relative au sein de la population. Cela traduit l'idée de la sélection naturelle, les gènes les plus performants ont tendance à se diffuser dans la population alors que ceux qui ont une performance plus faible à disparaître.

En d'autres mots, les individus les plus performants se reproduisent plus souvent que les autres et remplacent ainsi les moins bons. Sans opérateur de variation, l'individu le plus performant devrait se reproduire plus rapidement que les autres jusqu'à envahir complètement la population.

Goldberg et Deb ont introduit en 1991, la notion de "temps de domination" pour parler du nombre de générations nécessaires au remplissage de la population par des copies du meilleur individu sous la seule action des opérateurs de sélection. De ce fait, plus le temps de domination sera faible et plus la pression de sélection sera grande. D'autres moyens existent pour définir la pression de sélection mais nous nous arrêterons à cette définition car elle est suffisante pour comprendre que plus la pression de sélection sera grande et plus la convergence de l'algorithme sera prématurée. Cette situation se produit lorsque les copies d'un individu performant, mais non optimal qui se reproduit plus rapidement que les autres envahissent complètement la population. L'exploration de l'espace des solutions devient alors locale.

Différents algorithmes de sélection existent. Cependant, l'une des méthodes les plus connues et utilisées est la "sélection proportionnelle" [67] ou également nommée "sélection par roulette biaisée" par analogie avec la roulette du casino. Selon cette méthode, chaque individu sera reproduit dans une nouvelle population proportionnellement à sa performance. Pour reprendre la métaphore de la roulette du casino, il faut imaginer une roulette qui comporte autant de cases que d'individus dans la population et la taille de chaque case est proportionnelle à la performance de l'individu qu'elle représente. Il est de ce fait facile de comprendre que plus la performance de l'individu est importante plus sa probabilité d'être tiré est importante. Dans la pratique, cela revient à choisir un point sur un segment de droite avec une

distribution de probabilité uniforme. La variance de ce processus est élevée et de ce fait, il est possible qu'un individu de mauvaise qualité est de la descendance, alors qu'un individu de bonne qualité ne soit jamais sélectionné. Pour limiter cet effet, le nombre d'individus qui composent la population doit être suffisant.

La méthode d'échantillonnage stochastique universel est une méthode de sélection proportionnelle, mais qui garantit une variance minimale du processus d'échantillonnage [66]. Le principe de cette méthode consiste à prendre un segment de droite partitionné en autant de zones de tailles proportionnelles à la performance de l'individu qu'elle représente, qu'il y a d'individus dans la population. La situation est similaire à la méthode de la roulette, mais la différence se fait dans la méthode de sélection des individus. Cette fois, les individus sélectionnés sont désignés par un ensemble de points équidistants, leur nombre étant égal au nombre de descendants. Cette méthode ne nécessite qu'un tirage aléatoire qui fixe le point d'origine de la série des points équidistants. La variance de ce processus étant plus faible qu'avec la méthode de la roulette, les meilleurs individus sont certains d'avoir au moins un descendant.

La dernière des trois méthodes de sélection abordée est la méthode de sélection par tournoi qui consiste en une rencontre entre k individus pris au hasard dans la population. Le vainqueur du tournoi est l'individu de meilleure qualité [68]. Cette méthode de sélection est régulièrement utilisée.

A la suite de l'exécution de l'opérateur de sélection, l'opérateur de croisement est sollicité afin de mélanger les chromosomes des parents afin d'obtenir le code génétique de leur descendance.

5.4.2. Opérateur de croisement

L'opérateur de croisement permet la création de nouveaux individus. Pour ce faire, il utilise deux parents pour former un ou deux descen-

dants. Ce processus est stochastique, car comme dans la nature, le croisement répété d'un même couple de parents donnera des descendants différents.

Plusieurs méthodes de croisement existent, on peut citer les plus courantes qui sont le croisement à "un point", "deux points", "uniforme" ainsi que le croisement arithmétique qui est spécialement destiné aux variables continues. Ces méthodes sont largement expliquées et discutées dans la littérature [69], [66]. Dans un but didactique, seul la méthode de "croisement à un point" sera expliquée avec pour objectif d'aider le lecteur à la compréhension de cet opérateur.

Dans un couple d'individus constitué par tirage dans la population, le croisement à un point en représentation binaire est réalisé en deux étapes distinctes qui sont :

- ▲ Le choix aléatoire de point de coupure identique sur les deux chaînes binaires (figure 5.5)
- ▲ La coupure des deux chaînes et l'échange des fragments (figure 5.5)

Inspirés de la transcription génotype-phénotype qui existe dans le monde vivant, les algorithmes génétiques ont, en quelque sorte, introduit l'évolution d'une population dans un espace de vecteur binaire. Dans les algorithmes génétiques, le génotype est représenté par une suite binaire composée de 0 et 1. Le phénotype est, quant à lui, une représentation naturelle de la solution du problème. Pour faire simple, tous les opérateurs génétiques agissent sur le génotype alors que le phénotype ne sert qu'à l'évaluation de la performance d'un individu.

Comme on le constate sur la figure 5.5, les résultats de ce processus produisent deux descendance à partir de deux parents. Si l'algorithme ne nécessite qu'un seul descendant, ce descendant sera choisi au hasard. Les méthodes de coupure à "un point" et "deux points" sont régulièrement utilisées dans la pratique pour leur simplicité et leur bonne performance [70].

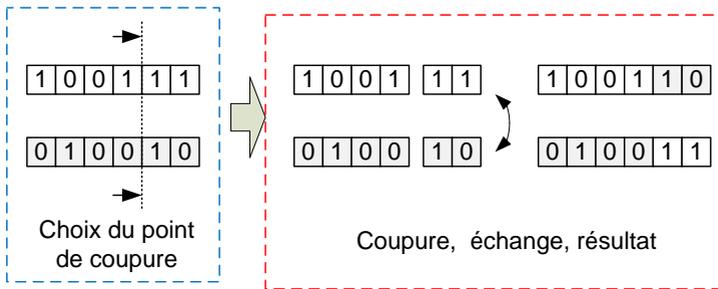


FIGURE 5.5. Croisement "un point" de deux génotypes de six bits [66]

L'exécution de l'opérateur de croisement achevée et la descendance créée, l'opérateur de mutation est appliqué sur la population.

5.4.3. Opérateur de mutation

L'objectif de l'opérateur de mutation est de modifier aléatoirement avec une faible valeur de probabilité la valeur d'un composant de l'individu, afin d'introduire un peu de diversité dans la population. En termes plus scientifiques, cet opérateur confère aux algorithmes évolutionnaires une propriété très importante, l'ergodicité de parcours d'espace. Cette propriété indique que l'algorithme génétique sera susceptible d'atteindre tous les points de l'espace de recherche, sans pour autant les parcourir tous dans le processus de résolution.

Jusqu'à présent, la représentation binaire a été privilégiée afin d'expliquer le fonctionnement des opérateurs. Dans cette partie la représentation choisie est réelle. C'est-à-dire que dans cette représentation, l'algorithme évolutionnaire opère sur une population de vecteur R^n dans un espace de recherche Ω .

Les opérateurs de mutation sont nombreux, allant de l'opérateur déterministe, bit-flip, gaussien ou uniforme. L'opérateur uniforme qui est le plus simple ajoute à un individu x appartenant à un domaine Ω de R^n une variable aléatoire de distribution uniforme sur un hyper-cube. Cet

opérateur qui est très simple ne permet pas une mutation suffisante pour permettre à un individu piégé par un optimum local situé sur un pic plus large que l'hyper-cube de s'en échapper. Pour éviter cet inconvénient, une distribution non bornée sera préférée.

Dans la pratique, la mutation gaussienne est la plus utilisée, car cette distribution n'est pas bornée et dès lors, en théorie, il est possible de s'échapper d'un optimum local quelle que soit la largeur du pic. Mais dans le cas où la valeur de σ serait trop petite, cette situation peut prendre beaucoup de temps, réduisant l'efficacité de l'algorithme. La variable aléatoire gaussienne ajoutée à x est notée $N(0, \sigma)$, elle est de moyenne nulle et d'écart-type σ avec pour densité de probabilité $f(y)$.

$$f(y) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y}{\sigma}\right)^2} \quad (5.6)$$

Le principe général des algorithmes évolutionnaires du type génétique ainsi que les quatre opérateurs qui les composent ont été présentés, cette partie dédiée à l'introduction des algorithmes d'optimisation monocritère est achevée. Cependant c'est elle servira à comprendre l'optimisation multicritères au sens de Pareto qui fait l'objet de la prochaine section.

5.5. Optimisation multicritères, le front de Pareto

Les sections précédentes traitent des outils nécessaires à la résolution d'un problème d'optimisation dit difficile. Les deux algorithmes présentés font partie des plus utilisés dans le monde de l'industrie. Cependant le problème que nous devons résoudre est dit multicritères car deux objectifs qui sont le rendement et la densité de puissance du que l'on peut qualifier sans se tromper d'opposés doivent être traités simultanément.

Une solution simple qui peut fonctionner, mais qui dans notre cas s'est avérée décevante consiste à transformer un problème d'optimisation multicritères en un problème d'optimisation monocritère par sommation pondérée. Ainsi le problème est transformé en calculant une nouvelle fonction d'objectif $G(x)$.

$$G(x) = \sum_{i=1}^c \varpi_i f_i(x) \quad (5.7)$$

Lorsque deux critères doivent être optimisés simultanément, une variable pondérable est suffisante et le problème peut être exprimé par (5.8).

$$G(x) = \varpi \cdot \frac{D_{mass}}{D_{massmax}} + (1 - \varpi) \cdot \frac{\eta}{\eta_{max}}$$

Cependant, lorsque le problème est formulé comme tel, le paramètre pondéral ϖ doit être fixé pour trouver la solution optimale. Dans bien des cas, c'est l'application pour laquelle le calcul d'optimisation est effectué qui fixe la valeur de ϖ . C'est pourquoi dans un processus de décision industrielle il est intéressant de connaître la relation qui lie les deux critères que l'on cherche à optimiser. Dans ce but, la variable ϖ est fixée successivement à une valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$ afin de déterminer la relation qui lie les deux critères à optimiser. Mais cette solution n'est que peu satisfaisante, car le choix de la valeur du poids est un exercice rendu difficile par la nature différente des objectifs. Dans notre cas, la somme d'une grandeur sans unité qui varie dans un intervalle compris entre 0.9 et 1, le rendement, avec une grandeur exprimée en kW/kg, la densité de puissance, qui peut varier dans un intervalle de 1 à 10. De ce fait, sans parler du non-sens physique d'une telle addition, la précision de la valeur pondérale doit être importante si l'on désire obtenir une solution adéquate. Cette constatation implique des temps de calcul relativement longs.

D'autres méthodes basées sur l'optimum de Pareto existent. Ces méthodes régulièrement employées dans l'industrie sont étonnamment

que peu répandues dans le monde de l'électronique de puissance. C'est pourquoi, une courte introduction fera l'objet de la prochaine section.

5.5.1. L'optimalité au sens de Pareto

Vilfredo Pareto (1848-1923) sociologue et économiste succéda à Léon Walras à la chaire d'économie politique de l'université de Lausanne. Il a apporté de nombreuses contributions importantes dans ces deux matières, particulièrement dans l'étude de la distribution du revenu et dans l'analyse des choix individuels. C'est ainsi, que sans surprise les meilleures définitions de l'optimalité au sens de Pareto se trouvent dans les manuels d'économie universitaires.

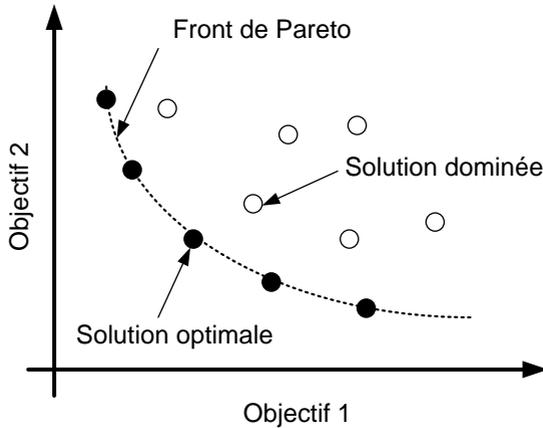
Dans l'économie du bien-être un optimum de Pareto est un état dans lequel on ne peut pas améliorer le bien-être d'un individu sans détériorer celui d'un autre.

Dans l'optimisation multicritères cela revient à dire qu'une solution est dite optimale au sens de Pareto, s'il n'existe aucune autre solution réalisable qui fasse diminuer un critère sans augmenter dans le même temps au moins un autre critère.

Sachant que tout problème d'optimisation peut être ramené à une minimisation, nous considérerons ce cas pour illustrer les solutions optimales au sens de Pareto. Partant d'un problème à deux dimensions représenté par un plan de solutions réalisables. L'ensemble des solutions optimales de Pareto représente au plus un ensemble curviligne appelé front de Pareto représenté sur la figure 5.6.

Dans le cas d'un problème à variables discrètes, les solutions optimales de Pareto forment un front discontinu. Dans le cas contraire, lorsque les variables sont continues, le nombre de solutions optimales est infini et représente une fonction continue.

Différents algorithmes basés sur la méthode du recuit simulé ou des algorithmes évolutionnaires existent et sont présentés en détail dans

FIGURE 5.6. *Front de Pareto*

[66]. Dans cette thèse, ces méthodes seront présentées de manière quantitative sans entrer dans les détails de leurs implémentations.

5.5.2. Méthode d'optimisation multicritères exploitant le recuit simulé

Dans cette partie, les méthodes P.A.S.A (Pareto Archived Simulated Annealing) basée sur le recuit simulé et intégrant les notions d'optimalité au sens de Pareto ainsi que la méthode M.O.S.A (Multiple Objective Simulated Annealing) qui est basée sur le recuit simulé sont citées mais ces méthodes ne seront pas discutées car elles ne sont pas utilisées dans cette thèse. Cependant de nombreux travaux y font référence [71], [72], [66].

5.5.3. Méthode d'optimisation multicritères exploitant les algorithmes évolutionnaires

A la différence du recuit simulé, dans le cas de l'algorithme génétique, "l'optimization toolbox" de matlab a été utilisée et ceci pour deux rai-

sons principales. La première concerne la grande flexibilité de l'outil proposé par mathworks qui permet d'essayer différents algorithmes d'optimisation dans un temps de développement relativement court.

La deuxième concerne l'efficacité de l'algorithme implémenté (NSGA-II) qui est bien adapté à la formulation du problème à traiter et qui est actuellement un des algorithmes les plus performants [73]. De plus, cet algorithme a été utilisé avec succès dans beaucoup de problèmes d'optimisation liés au génie électrique [74].

L'algorithme NSGA-II est l'évolution de la méthode NSGA ("Non Dominated Sorting Genetic Algorithm") [75] introduite par Srinvas et Deb. Elle est inspirée d'une idée de Goldberg [76] qui consiste à ordonner en rang les solutions non-dominées. On commence par donner la valeur de rang 1 aux individus non dominés de la totalité de la population. Les individus appartenant au rang 1 sont fictivement déduits de la totalité de la population afin de faire apparaître les individus non dominés de la population restante. Ces individus non dominés par la totalité de la population réduite obtiennent le rang 2. Le processus continue ainsi jusqu'à ce que tous les individus soient classés. Une valeur de performance est ensuite calculée pour chaque individu selon une méthode de nichage par partage afin d'obtenir une répartition uniforme de ceux-ci sur la surface de compromis.

Cette méthode reconnue comme performante dans l'approximation du front de Pareto présente deux inconvénients, la recherche de la valeur des différents paramètres et le temps de calcul principalement lié au processus de tri et à la méthode de nichage par partage. Cette méthode non élitiste est intéressante pour distribuer la population sur l'ensemble de la surface de compromis, ainsi que pour maintenir une bonne diversité de la population, mais elle ralentit la convergence de l'algorithme.

Lorsque la pression de sélection est trop forte, la recherche de la solution optimale se transforme en recherche locale. Dans le cas où la pression de sélection est convenable, l'algorithme converge vers

l'optimum global et tous les individus de la population se trouveront concentrés sur cet optimum. Ceci peut s'avérer frustrant dans la mesure où une partie de la population pourrait être utilisée afin d'explorer d'autres solutions de l'espace. Dans ce but, J.H. Holland suggère la notion de "partage de ressources limitées au sein d'une niche écologique" [66] pour créer et maintenir des sous-populations stables sur des pics de la fonction objectif avec un algorithme évolutionnaire.

Cette méthode basée sur une analogie entre l'espace de recherche en optimisation et l'écosystème naturel, se base sur le fait que chaque espèce se distingue par des caractéristiques propres et évolue de manière à occuper des niches écologiques.

Les méthodes de nichages sont divisées en trois catégories expliquées en détail dans [66]. On peut citer la méthode de nichage par partage, la méthode de nichage par surpeuplement et la méthode dite de "procédure d'éclaircissement".

La méthode de niche par partage a été adaptée par Goldberg et Richardson pour les algorithmes génétiques puis généralisée aux algorithmes évolutionnaires. Les niches ne pouvant être occupées par plusieurs espèces en même temps, une notion de similarité est introduite afin de déterminer si deux individus appartiennent à la même niche ou pas. La méthode consiste à attribuer à chaque individu une performance partagée égale à sa performance brute divisée par une quantité d'autant plus grande qu'il y a d'individus qui lui ressemblent. De ce fait, la performance partagée est vue comme une quantité de ressources disponibles pour chaque individu dans une niche. Ainsi, à performance brute égale, un individu isolé aura nettement plus de descendance qu'un individu avec de nombreux voisins dans une même niche. A l'équilibre, le nombre d'individus localisés sur chaque pic devient proportionnel, en première approximation, à la performance associée à ce pic. D'où l'apparition de sous-population stable dans chaque niche.

Cette méthode présente deux désavantages, le premier concerne la nécessité de travailler avec des grandes tailles de population afin de ré-

duire les risques de disparition d'une sous-population en raison de fluctuations stochastiques [66]. L'autre difficulté, ou désavantage réside dans le bon choix des paramètres.

Cependant, l'ancienneté de cette méthode et son efficacité dans le maintien de la diversité, en font encore aujourd'hui, l'une des méthodes les plus connues et employées.

Les méthodes à surpeuplement ou méthodes de nichage par sélection contrôlée sont des algorithmes évolutionnaires quasi-stationnaires qui restreignent la sélection entre individus similaires. La similarité est définie de façon implicite en comparant chaque individu avec d'autres dans la population et en réalisant les tournois entre les individus les plus proches, en fonction du critère de distance considéré. De nombreuses méthodes existent et elles ont pour objectif d'ajuster l'adaptation des individus pour éviter qu'ils se concentrent dans la niche principale.

Dans la version améliorée de sa méthode nommée NSGA-II, l'auteur travaille sur les critiques faites précédemment qui sont la complexité de la méthode, le nichage par partage ainsi que l'aspect non élitiste de la méthode NSGA. De nombreux détails sur les méthodes NSGA et NSGA-II sont donnés dans [77] et [78]. Dans cette thèse, seul l'algorithme sera présenté.

Dans la méthode NSGA-II, les individus sont également classés selon le front auquel ils appartiennent, mais cette méthode de tri est simplifiée, permettant ainsi, de répondre aux critiques concernant la complexité de la méthode NSGA. La méthode de niche par partage a été remplacée, afin de supprimer les paramètres à régler et également gagner en temps de calcul par une méthode de surpeuplement. A la suite de ces étapes, chaque individu possède deux caractéristiques :

- ▲ La valeur de son rang de non domination de Pareto
- ▲ La distance de surpeuplement qui permet de déterminer la densité de la population autour de l'individu.

Algorithme 2 NSGA-II

- 1: Générer aléatoirement la population initiale de taille N
 - 2: **Répéter**
 - 3: Sélection par tournoi et application des opérateurs de modification (croisement et mutation) pour créer un ensemble d'enfant de taille N
 - 4: Rassemblement des parents et des enfants
 - 5: Evaluation de chaque critère et définition des rangs pour l'ensemble de la population parents + enfant selon le critère de non-dominance.
 - 6: Définition de la nouvelle population de taille N selon une méthode élitiste et maintenir la diversité de la population.
 - 7: **Jusqu'à** Critère d'arrêt
-

La sélection par tournoi est introduite dans l'algorithme, afin de rendre cette méthode élitiste et ainsi améliorer la rapidité de sa convergence en gardant une grande diversité dans la population.

Cette méthode multicritères, implémentée dans l'outil d'optimisation de matlab "Optimization toolbox" et utilisée durant ce travail de thèse conclut cette section consacrée à la présentation des méthodes d'optimisation sélectionnées. Cette section a présenté deux méthodes d'optimisation monocritères et une variante multicritères. Dans la section suivante, l'influence des paramètres de conception sur la valeur des critères à optimiser ainsi que l'utilisation des méthodes d'optimisation présentées seront illustrées et commentées sur la base d'exemple de dimensionnement répondant au cahier des charges du Solar-Impulse.

5.6. Sensibilité des paramètres de conception

Dans les sections précédentes, la présentation des techniques d'optimisation les plus courantes et les plus adaptées à notre application ont été présentées. Ici, on propose d'étudier l'influence de chaque para-

mètre de conception sur les caractéristiques du convertisseur qui sont le poids et le rendement. Cette analyse de sensibilité est effectuée dans le but de connaître l'influence de chaque paramètres de conception afin de simplifier le plus possible l'algorithme d'optimisation. Cette analyse est réalisée en gardant comme exemple l'application du Solar-Impulse qui nécessite un convertisseur DC/DC, un quadeant par sous-module photovoltaïque pour contrôler le flux de puissance entre les générateurs photovoltaïques et un bus de tension continue connecté à un module de batteries. La figure 5.7 illustre de manière simplifiée, la chaîne énergétique du Solar-Impulse.

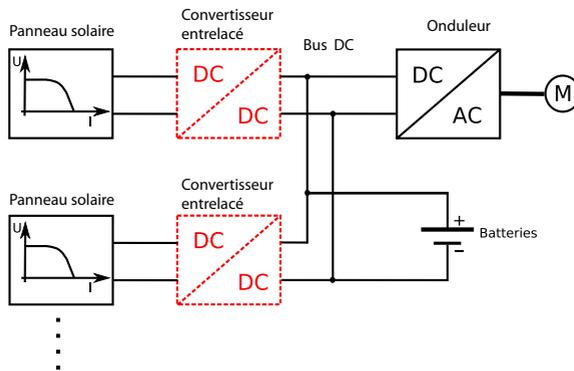


FIGURE 5.7. Schéma énergétique simplifié du Solar-Impulse

Comme expliqué dans le chapitre 2, la cellule de commutation et le mode de fonctionnement qui garantissent le meilleur rendement sont la cellule de commutation, composée d'une diode Schottky en carbure de silicium, et d'un transistor MOSFET à superjonction et qui fonctionne en mode de conduction continue. Les niveaux maximaux de tension sont de 200V en entrée et de 300V en sortie.

Dans un premier temps, l'objectif est de fixer les paramètres de conception qui sont la composition de la cellule de commutation (choix de la diode et du transistor), la valeur de l'inductance et la valeur de la résistance thermique du dissipateur afin de visualiser l'effet

du nombre de canaux et de la fréquence sur les caractéristiques du rendement et de la masse. Par souci de simplification et parce que les éléments qui influencent le plus le poids global du convertisseur sont les inductances et le dissipateur, le poids considéré dans cette étude est donné par la somme du poids des inductances et du dissipateur.

Dans un deuxième temps, l'analyse du front de Pareto tracé pour les objectifs du rendement et du poids sera faite, permettant ainsi de tirer quelques conclusions notamment sur l'impact des paramètres de conception.

5.6.1. Choix des composants qui formeront la cellule de commutation

Effet de la valeur de l'inductance sur la composition de la cellule de commutation

L'objectif de la cellule de commutation est de contrôler le flux de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur en générant le moins de pertes possibles. La notion de pertes est intéressante, car elle lie directement les composants de la cellule de commutation avec la valeur de la résistance thermique du dissipateur. De ce fait, une réflexion simple consiste à dire que plus la résistance thermique qui caractérise le dissipateur pour maintenir la température de la cellule de commutation en dessous de la température maximale admissible est de grande valeur, et moins la cellule de commutation est dissipative. Ces deux paramètres évoluent donc dans la même direction.

Les composants sélectionnés pour former la cellule de commutation de notre application sont représentés dans la table 5.1. Ces composants respectent les conclusions faites dans la section 2.5. De plus, ils peuvent être obtenus dans un délai de livraison très court (24 heures).

Le nombre de combinaisons possibles, offertes par les composants sélectionnés est de 15. Afin de débiter l'analyse de sensibilité le nombre

<i>CoolMos</i>	<i>SiC Diode</i>
1. SPP02N60C3	
2. SPP04N60C3	1. SDP04S60
3. SPP07N60C3	2. SDP06S60
4. SPP11N60C3	3. SDT12S60
5. SPP20N60C3	

TABLE 5.1. Composants sélectionnés pour réaliser la cellule de commutation

de canaux N est fixé aléatoirement à quatre. Pour ce nombre de canaux et en tenant compte du cahier des charges du Solar-Impulse, 12 cellules de commutation sont utilisables. Ceci uniquement, car le transistor CoolMos SPP02N60C3 ne satisfait pas les contraintes en courant de notre topologie qui sont supérieures à 2A pour un convertisseur de 2kW sous 200V muni de 4 canaux entrelacés. Sur les graphiques qui suivent, le numéro de la cellule de commutation fait référence à la table 5.2 dans laquelle toutes les permutations possibles sont représentées. Le numéro des composants de chaque composition fait référence à la table 5.1. A titre d'exemple, la cellule de commutation 12 est composée du transistor qui porte le numéro 5 et de la diode numéro 3. La cellule de commutation est de ce fait composée d'un transistor SPP20N60C3 et d'une diode SDT12S60.

Cellule	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
CoolMos	2	3	4	5	2	3	4	5	2	3	4	5
Diode SiC	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3

TABLE 5.2. Cellule de commutation, compositions possibles pour un convertisseur 4 canaux de 2kW avec une tension d'entrée de 200V

Les figures 5.8 et 5.9 représentent le rendement maximum de la cellule de commutation ainsi que la masse du dissipateur lorsque la résistance thermique de celui-ci est fixée afin de garantir une température

de jonction maximale de la diode ou du transistor qui n'exèdera pas 120°C .

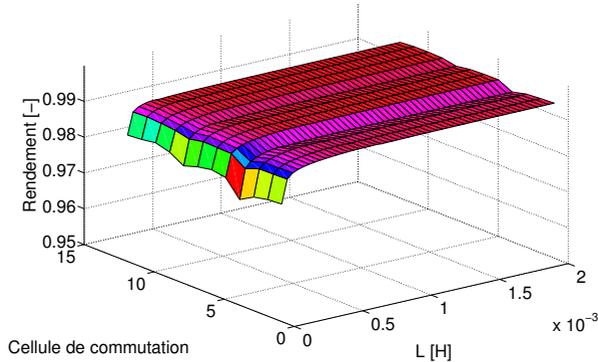


FIGURE 5.8. Evolution du rendement du système cellule de commutation plus dissipateur en fonction de la valeur de L et du type de cellule. $N=4$, $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in,max}=2000$ W, $f=20\text{kHz}$

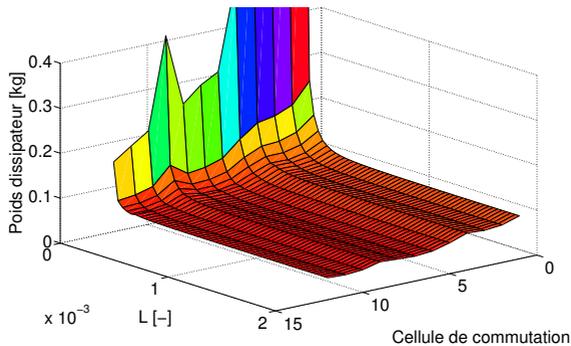


FIGURE 5.9. Evolution de la masse du système cellule de commutation plus dissipateur en fonction de la valeur de L et du type de cellule. $N=4$, $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in,max}=2000$ W, $f=20\text{kHz}$

Le but de ces deux graphiques est d'illustrer que la valeur de l'inductance L n'influence pas le choix de la cellule de commutation. En effet, la composition de la cellule de commutation qui garantit le moins de

perdes reste inchangée quelle que soit la valeur de l'inductance L . Ceci s'explique par le fait que la cellule de commutation, qui est énergétiquement intéressante lorsque les sollicitations sont fortes, avec une faible valeur de L , n'a aucune raison de devenir moins performante lorsque la valeur de L augmente et que les sollicitations sont également plus faibles. En revanche les conclusions ne sont pas les mêmes dans le cas où la fréquence de pulsation évolue.

On peut également noter sur les graphiques 5.8 et 5.9, l'étroite relation qui existe entre la valeur du rendement et le poids du dissipateur. En effet, lorsque la valeur du rendement est faible, logiquement le poids du dissipateur est plus conséquent afin d'évacuer l'augmentation de température liée à l'accroissement des pertes.

Effet de la valeur de la fréquence de pulsation sur la composition de la cellule de commutation

Dans le cas où la valeur de l'inductance reste fixe et la valeur de la fréquence f varie, la situation est radicalement différente. En effet, la fréquence joue un rôle déterminant dans la sélection des composants qui forment la cellule de commutation. Pour illustrer ces propos, il est intéressant de fixer la valeur de l'inductance L , et de représenter la masse du dissipateur et le rendement de la cellule de commutation en fonction de la fréquence de pulsation. Un moyen de fixer la valeur de l'inductance L consiste à garantir une ondulation maximale sur le courant I_{in} à l'entrée du convertisseur pour une valeur de f donnée. Dans notre cas, le choix de la valeur sur l'ondulation maximale ΔI_{in} est fixée à 10%. La liste des composants qui forment la cellule de commutation reste inchangée et la fréquence de pulsation f varie de 20kHz à 150kHz.

Les figure 5.10 et 5.11 montrent que contrairement à la valeur de l'inductance L qui n'avait pas d'influence sur la sélection de la composition de la cellule de commutation, la fréquence au contraire est un paramètre de sélection important. En effet, une cellule de commutation

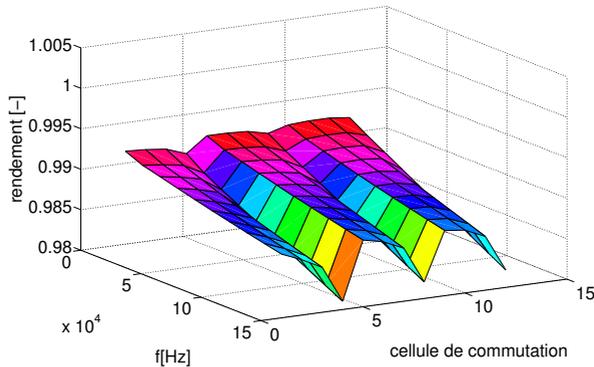


FIGURE 5.10. Evolution du rendement maximum du système cellule de commutation, dissipateur en fonction de la valeur de f et du type de cellule pour une ondulation $\Delta I_{in} = I_{inmax} \cdot 10\%$. $N=4$, $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{inmax}=2000$ W

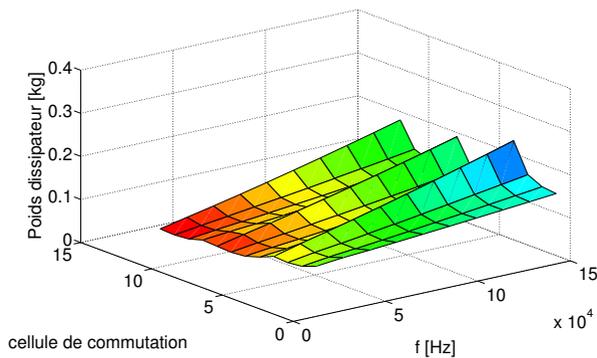


FIGURE 5.11. Evolution de la masse du système cellule de commutation, dissipateur en fonction de la valeur de f et du type de cellule pour une ondulation $\Delta I_{in} = I_{inmax} \cdot 10\%$. $N=4$, $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{inmax}=2000$ W

qui donne entière satisfaction à basse fréquence (20kHz) peut s'avérer être une des plus mauvaises à haute fréquence (150kHz). Afin d'illustrer ce point, la cellule de commutation numéro 12, formée d'un transistor CoolMos SPP20N60C3 et d'une diode SDT12S60 est prise en exemple. Sur la figure 5.10, à basse fréquence (20kHz) les pertes en commutation principalement liées aux capacités parasites influencent

peu la somme totale des pertes. De ce fait, un transistor avec une faible valeur de résistance de passage R_{dson} comme le SPP20N60C3 sera privilégié. En revanche, plus la fréquence augmente, plus les pertes en commutation prennent de l'importance et plus la valeur des capacités parasites influence la somme totale des pertes. Ce qui oblige le concepteur à privilégier une solution qui présente un meilleur compromis entre les pertes en commutation et en conduction. La dégradation de la performance de la cellule de commutation numéro 12 avec l'augmentation de la fréquence peut être observée sur la figure 5.10.

On peut également remarquer que logiquement, lorsque la fréquence augmente, les pertes en commutation augmentent avec le poids du dissipateur et ainsi le rendement diminue. Cependant, le poids global du convertisseur diminue avec l'augmentation de la fréquence et ceci tant que la taille de l'inductance qui garantit la contrainte sur l'ondulation maximale diminue plus rapidement que le poids du dissipateur augmente. Afin d'agrémenter ces propos, le calcul de l'inductance optimisée présenté dans le chapitre 3 sera utilisé et le poids de l'inductance obtenu après calcul sera additionné au poids du dissipateur. La valeur de la variable pondérale α utilisée dans le calcul de l'inductance optimisée sera fixée à 0.9, privilégiant ainsi une solution à rendement élevé.

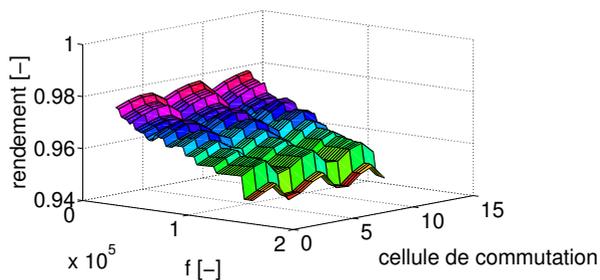


FIGURE 5.12. Evolution du rendement maximum du système cellule de commutation, dissipateur et inductances en fonction de la valeur de f et du type de cellule. $N=4$, $U_{in}=140$ V, $U_{out}=270$ V, $P_{in,max}=2000$ W

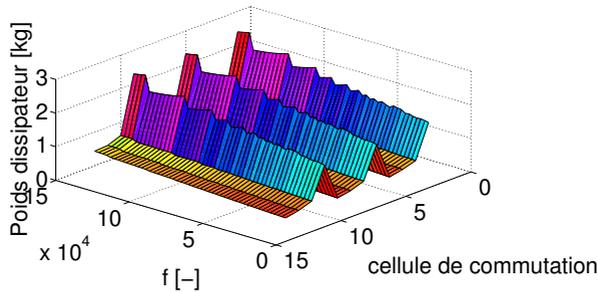


FIGURE 5.13. Evolution de la masse du dissipateur en fonction de la valeur de f et du type de cellule. $N=4$, $U_{in}=140$ V, $U_{out}=270$ V, $P_{in_{max}}=2000$ W

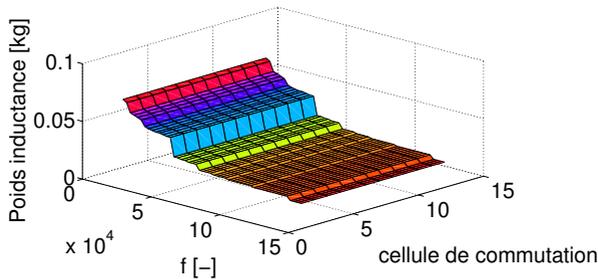


FIGURE 5.14. Evolution de la masse de l'inductances en fonction de la valeur de f et du type de cellule. $N=4$, $U_{in}=140$ V, $U_{out}=270$ V, $P_{in_{max}}=2000$ W

Les figures 5.12, 5.13, 5.14 et 5.15 montrent des aspects très intéressants liés à l'augmentation de la valeur de la fréquence de pulsation sur les caractéristiques du convertisseur. En effet, la première conséquence qui peut être remarquée est la diminution de la valeur du rendement maximum comme déjà mentionné (figure 5.12). Ensuite, il y a l'augmentation du poids du dissipateur (figure 5.13) qui est compensé par la diminution du poids de l'inductance (figure 5.15) jusqu'à ce que la diminution du poids de l'inductance ne soit plus suffisante pour compenser l'accroissement du poids du dissipateur. De ce fait, il en résulte une valeur de fréquence de pulsation optimale qui garantit un poids de convertisseur minimal. Cette fréquence qui est d'environ

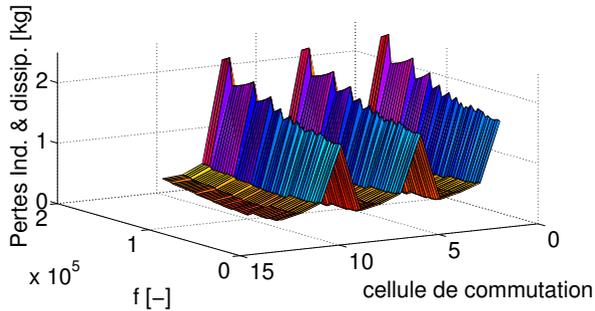


FIGURE 5.15. Evolution de la masse du système cellule de commutation, dissipateur et inductances en fonction de la valeur de f et du type de cellule. $N=4$, $U_{in}=140$ V, $U_{out}=270$ V, $P_{in_{max}}=2000$ W

65kHz, nous permet de faire un gain de poids de 110g. De fortes discontinuités sur la surface qui représente le poids de l'inductance et du dissipateur peuvent être remarquées. Ces discontinuités résultent de la procédure de dimensionnement de l'inductance optimisée qui est réalisée avec des variables discrètes telles que le noyau ou encore le fil. Ces mêmes discontinuités sont donc logiquement présentes sur la figure 5.14 qui illustre la diminution du poids de l'inductance en fonction de la fréquence.

5.6.2. Effet du nombre de canaux N sur les caractéristiques du rendement et du poids du convertisseur

Jusqu'à présent la topologie du convertisseur est restée inchangée, gardant son nombre de canaux N égal à quatre. Dans cette section, le nombre de canaux est une variable et l'influence de ce paramètre sur le rendement et la masse du dissipateur et des inductances vont être illustrées. Pour ce faire, le choix de la cellule de commutation est fixé pour chaque valeur de fréquence de pulsation f en sélectionnant la cellule de commutation qui possède le dissipateur avec la résistance

thermique la plus élevée. En d'autres termes, la cellule de commutation la moins dissipative est sélectionnée en accord avec ce qui a déjà été mentionné dans la section précédente. La valeur de l'inductance est, quant à elle, fixée pour maintenir l'ondulation du courant ΔI_{in} à l'entrée du convertisseur en dessous de 10% de la valeur du courant maximum sur toute la plage de fonctionnement.

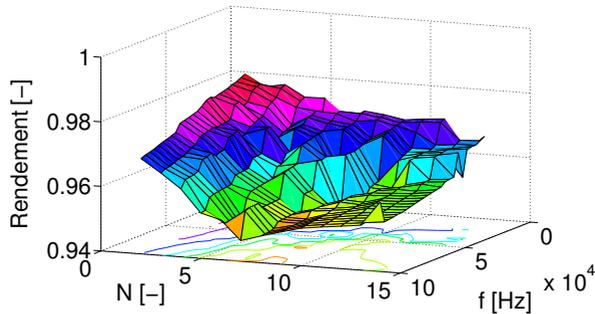


FIGURE 5.16. Evolution du rendement maximum du système cellule de commutation, dissipateur et inductances en fonction du nombre de canaux N et de la fréquence de pulsation f , $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in,max}=2000$ W

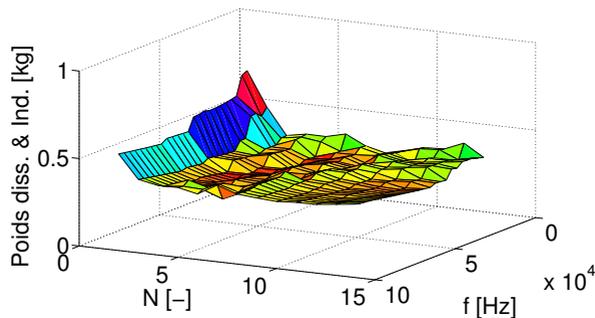


FIGURE 5.17. Evolution de la masse du système cellule de commutation, dissipateur et inductances en fonction du nombre de canaux N et de la fréquence de pulsation f , $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in,max}=2000$ W

Les figures 5.16, 5.17 présentent les résultats obtenus et l'influence du nombre de canaux sur les grandeurs du rendement et du poids. Globalement, lorsque le nombre de canaux augmente, le poids du conver-

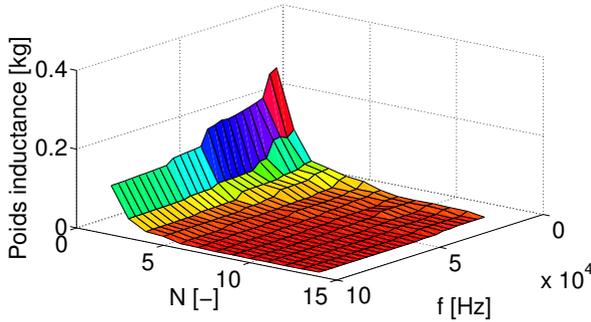


FIGURE 5.18. Evolution de la masse de l'inductances en fonction du nombre de canaux N et de la fréquence de pulsation f , $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in_{max}}=2000$ W

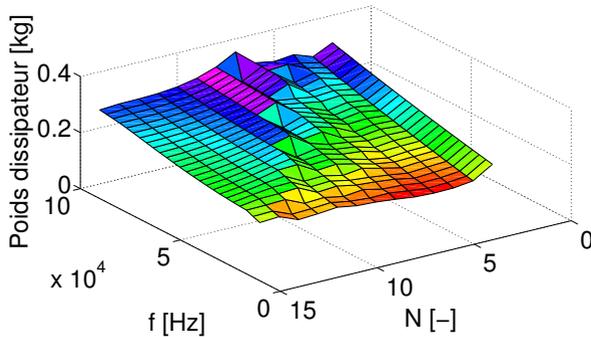


FIGURE 5.19. Evolution de la masse du dissipateur en fonction du nombre de canaux N et de la fréquence de pulsation f , $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in_{max}}=2000$ W

tisseur diminue car la valeur de inductance qui garantit le critère sur l'ondulation du courant à l'entrée du convertisseur diminue (figure 5.20). Cependant, si le critère sur l'ondulation du courant total à l'entrée du convertisseur peut être respecté avec des valeurs d'inductances plus faibles grâce au facteur d'atténuation lié à l'entrelacement des canaux. Il en résulte une augmentation de l'ondulation du courant dans chaque canal qui conduit à une baisse de rendement du convertisseur lié à l'augmentation de la valeur efficace du courant dans chaque canal

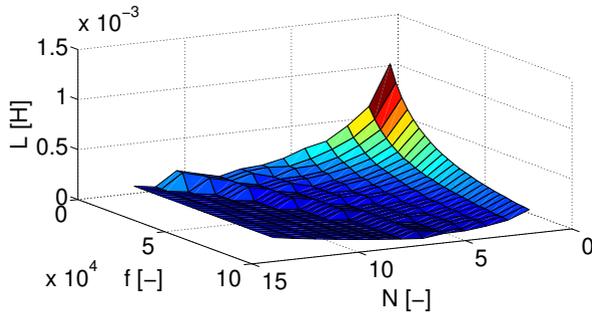


FIGURE 5.20. Evolution de la valeur de l'inductance L en fonction du nombre de canaux N et de la fréquence de pulsation f , $U_{in}=200$ V, $U_{out}=220$ V, $P_{in_{max}}=2000$ W

en accord avec les conclusions du chapitre 2. Cette baisse du rendement en fonction du nombre de canaux est illustrée sur la figure 5.16. Comme le rendement du convertisseur diminue avec le nombre de canaux, il est évident que le poids du dissipateur varie de manière inversement proportionnelle. Cependant, la figure 5.19 nuance ces propos. En effet, si cette constatation est vraie lorsque le nombre de canaux est faible, il en demeure pas moins une crête qui correspond au poids maximum du dissipateur avant que celui-ci ne diminue avec le nombre de canaux. Ceci s'explique simplement car l'augmentation du nombre de canaux diminue la valeur moyenne du courant par canal obligeant ainsi chaque canal à fonctionner en mode de conduction discontinue. Cependant, en mode de conduction discontinue, l'atténuation de l'ondulation sur le courant d'entrée liée à l'entrelacement est moins efficace. De ce fait, la valeur de l'inductance par canal augmente, pour respecter le critère sur l'ondulation maximale fixé, comme on peut le voir sur la figure 5.20. Avec l'augmentation de la valeur de l'inductance L , les pertes en commutation diminuent et la masse du dissipateur également.

La figure 5.21 présente les pertes dans la cellule de commutation qui correspondent au point de rendement maximum. Comme on peut le constater, le rendement maximum est obtenu pour une valeur de fré-

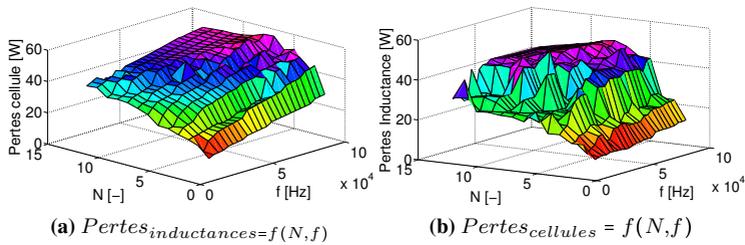


FIGURE 5.21. Evolution des pertes totales des inductances et des cellules de commutation pour le point de rendement maximal, $\Delta I_{in} = I_{in_{max}} \cdot 10\%$. $T_j = 120^\circ\text{C}$, $U_{in}=200\text{ V}$, $U_{out}=220\text{ V}$, $P_{in_{max}}=2000\text{ W}$

quence basse (20kHz) et un nombre de canaux faible. Il est également intéressant de remarquer la répartition des pertes pratiquement égale entre les cellules de commutation et les inductances.

Le front de Pareto et l'évolution de la fréquence de pulsation et du nombre de canaux

Le front de Pareto, introduit dans la section 5.5 est un outil intéressant lorsqu'il s'agit de comparer l'évolution de deux objectifs en fonction de variables de dimensionnement. Dans notre cas, nous allons utiliser cet outil pour illustrer la variation des objectifs qui sont le rendement et la masse du convertisseur en fonction des paramètres tels que la fréquence f ou le nombre de canaux N . Le cas illustré sera un convertisseur de 2kW avec dans un premier temps des niveaux d'entrée et de sortie fixés respectivement à $U_{in} = 140\text{ V}$ et $U_{out} = 270\text{ V}$. Les mêmes critères que ceux cités précédemment sont utilisés pour fixer le choix de la cellule de commutation et de la valeur de l'inductance L . La fréquence varie dans la plage 20kHz à 100kHz. Le résultat obtenu est présenté sur la figure 5.22 sur laquelle on peut voir comme précédemment que le convertisseur au rendement le plus élevé est obtenu pour un nombre de canaux minimum et une fréquence de pulsation la plus basse possible. Le nombre de canaux minimal est de $N=2$, car les

contraintes imposées aux inductances lorsque le nombre de canaux est égal à un ne sont pas supportables par le noyau magnétique le plus volumineux listé.

La diminution de la masse du convertisseur représentée par le poids des inductances et du dissipateur (Poids Diss. & Ind.) se fait en augmentant le nombre de canaux et la fréquence comme illustré sur la figure 5.22 jusqu'à une valeur minimale. Une fois cette valeur atteinte, toutes les autres topologies de convertisseur ne peuvent que dégrader le rendement ou augmenter la masse du convertisseur. De ce fait, il convient d'admettre à cette étape que les limites technologiques du matériel employé dans nos calculs sont atteintes. De ce fait, en gardant la même topologie de convertisseur, une augmentation de la densité de puissance pourrait être envisagée en remplaçant le système de refroidissement à convection naturelle par un système à convection forcée. De nouvelles technologies d'interrupteurs pourraient également être utilisées pour diminuer la taille du système de refroidissement ou encore augmenter le rendement du convertisseur.

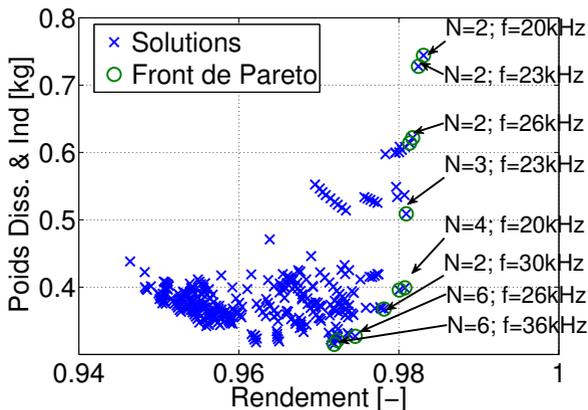


FIGURE 5.22. Front de Pareto dans le cas d'une topologie de convertisseur à canaux multiples entrelacés. $U_{in}=140$ V, $U_{out}=270$ V, $P_{inmax}=2000$ W

Lorsque le rapport entre la tension de sortie et d'entrée diminue, le temps de conduction du transistor diminue également et avec lui l'ondulation du courant dans le canal et donc les pertes dans le cas où les valeurs de l'inductance et de la fréquence sont maintenues constantes.

Cet effet est illustré sur la figure 5.23 sur laquelle les fronts de Pareto pour chaque niveau de tension ont été tracés. Il est intéressant de voir que comme mentionné précédemment le rendement augmente mais qu'en plus la masse du convertisseur diminue. Une information sur le nombre de canaux est indiquée permettant de constater qu'une nouvelle fois le nombre de canaux et la fréquence la plus basse sont le meilleur choix en terme de rendement. Toutefois, à 200V le nombre de canaux est égal à 3. En effet, cette solution est optimale au sens de Pareto car elle présente le meilleur rendement. Toutefois, une solution à $N=2$ et $f=20\text{kHz}$ légèrement plus lourde et égale en terme de rendement existe et elle est indiquée en rouge sur la figure 5.24. De ce fait, on peut dire que le nombre de canaux minimum avec la fréquence minimale garantissent le point de rendement maximum. La figure 5.24 représente l'évolution du rendement et de la masse du convertisseur lorsque la tension d'entrée est de 200V.

La puissance est également un facteur qui joue un rôle prépondérant sur le choix de la topologie du convertisseur. Son effet a été mis en évidence en calculant le front de Pareto pour 5 valeurs de puissance différentes sur une plage allant de 2kW à 6kW. Le résultat est représenté sur la figure 5.25 sur laquelle on peut constater l'évolution pratiquement linéaire du nombre de canaux en fonction du niveau de puissance en observant l'évolution des paramètres du point de rendement maximum. La masse du convertisseur augmente de façon non linéaire avec la puissance du convertisseur. Il en est de même pour la valeur du rendement qui diminue avec la puissance. Ces deux effets sont principalement liés à la valeur de l'inductance L qui doit garantir le niveau des ondulations de courant à l'entrée du convertisseur. Cependant, si cette valeur n'était pas fonction du nombre de canaux, il est facile d'imaginer que pour assumer l'augmentation de la puissance à

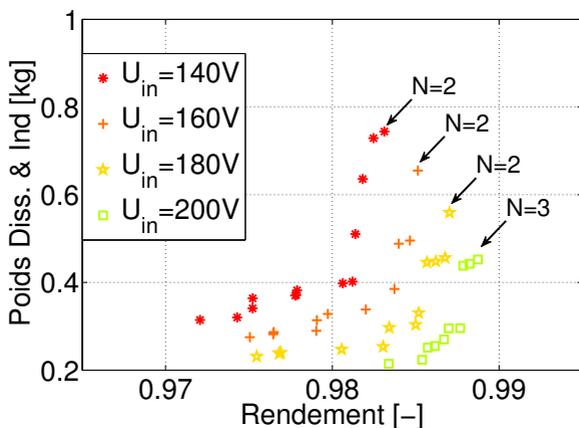


FIGURE 5.23. Front de Pareto dans le cas d'une topologie de convertisseur à canaux multiples entrelacés. $U_{in}=[140..200]V$, $U_{out}=270 V$, $P_{in,max}=2000 W$

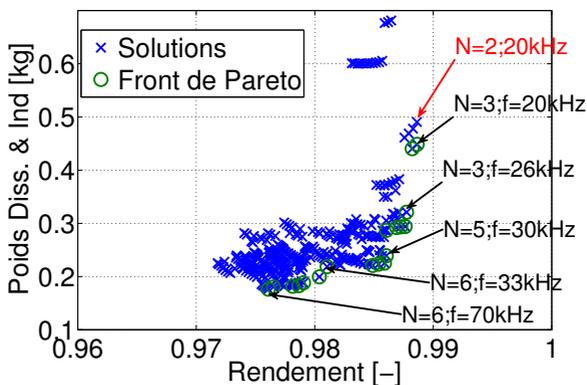


FIGURE 5.24. Front de Pareto dans le cas d'une topologie de convertisseur à canaux multiples entrelacés. $U_{in}=200 V$, $U_{out}=270 V$, $P_{in,max}=2000 W$

convertir, il suffirait de placer des cellules optimisées en parallèle. De ce fait, une relation linéaire doit exister entre la puissance à convertir et le poids du convertisseur. En revanche, le rendement maximum doit garder la même valeur.

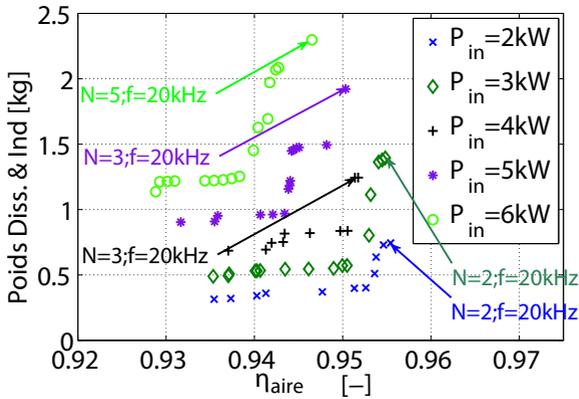


FIGURE 5.25. Front de Pareto dans le cas d'une topologie de convertisseur à canaux multiples entrelacés. $U_{in}=200V$, $U_{out}=220 V$, $P_{in,max}=[2000..6000]W$

À la suite de cette section qui a permis de visualiser l'effet des paramètres de conception sur le dimensionnement du convertisseur, deux aspects intéressants doivent être analysés. Le premier concerne la possibilité d'agir sur les paramètres de conception pour dimensionner un convertisseur qui permettra de suivre une courbe de rendement donné. Le deuxième aspect fortement lié au premier concerne la possibilité d'introduire des degrés de liberté dans notre analyse. Pour ce faire, les algorithmes d'optimisation énoncés brièvement dans le début de ce chapitre seront utilisés.

Mais avant de débiter cette partie, il convient de borner l'espace de recherche et de définir les critères applicables à l'optimisation de la caractéristique de rendement de notre convertisseur en fonction de l'application.

5.7. Critères à optimiser et définition de l'espace des solutions

Dans les sections précédentes, les méthodes d'optimisation du recuit simulé et de NSGA-II ont été succinctement présentées. De plus, une analyse de l'influence des paramètres de conception sur le poids et le rendement du convertisseur a été réalisée afin de permettre une analyse de l'influence des paramètres de conception sur le dimensionnement du convertisseur.

Dans cette section qui est consacrée aux critères d'optimisation et à la définition de l'espace des solutions admissibles, les limites imposées à chaque paramètre de conception suite à des hypothèses de travail ou des restrictions physiques seront présentées ainsi que les critères d'optimisation appliqués à la courbe de rendement.

5.7.1. Critère d'optimisation appliqué à la courbe de rendement

Dans l'intégralité de la thèse, le mot rendement est utilisé comme s'il se suffisait à lui-même. Cependant, le rendement d'un convertisseur doit être défini par l'application pour laquelle il a été construit. En effet, il est inutile de réaliser un convertisseur à très haut rendement dans des plages de puissance peu utilisées par l'application. C'est pourquoi, afin de respecter au mieux le cahier des charges, trois critères de dimensionnement ont été appliqués à la courbe de rendement.

1. Le critère du rendement maximum η_{max}
2. Le critère sur l'intégrale de rendement maximum η_{aire}
3. Le critère européen sur le rendement η_{euro}

La courbe de rendement schématique qui correspond à chaque critère est représentée sur la figure 5.26. Brièvement, le critère de rendement maximum consiste à obtenir un point de rendement maximal dans la plage de fonctionnement du convertisseur.

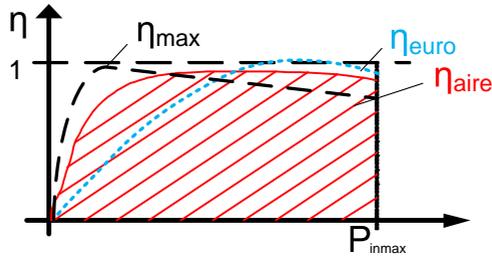


FIGURE 5.26. Représentation des trois critères d'optimisation sur le rendement

Le rendement de l'aire maximum ou de l'intégrale du rendement maximum consiste à maximiser l'aire sous la courbe de rendement, afin d'obtenir une courbe la plus plate possible. Ce critère est particulièrement bien adapté à la problématique du Solar-Impulse qui doit obtenir de la puissance le plus tôt possible dans la journée, afin de recharger les batteries qui se sont déchargées durant la nuit.

Le troisième critère est utilisé pour quantifier le rendement des convertisseurs dédiés aux applications photovoltaïques. En effet, dans ce type d'application, le rendement du convertisseur est décrit par le rendement maximum et le rendement européen qui est la somme des rendements à une puissance P_i pondéré par une constante k_i . Toutefois, il est bon de noter que le critère européen est soumis à la controverse car la méthode qui a conduit à l'estimation des coefficients k_i , basée sur des moyennes horaires, résulte sur une surestimation de l'importance du rendement à 50% et une sous évaluation de l'importance du rendement à pleine charge (100%). Une nouvelle expression citée dans [79] pour caractériser le rendement qui se présente également par une somme de rendement pondérée a été proposée (expression (5.9)) et implémentée dans notre algorithme ainsi que l'expression (5.8) du rendement européen actuellement utilisée.

$$\begin{aligned}\eta_{euro} &= \sum_{i=1}^n k_i \eta_{i, P_{in}} \\ &= 0.03\eta_{5\%} + 0.06\eta_{10\%} + 0.13\eta_{20\%} + 0.1\eta_{30\%} + 0.48\eta_{50\%} + 0.2\eta_{100\%}\end{aligned}\quad (5.8)$$

$$\begin{aligned}\eta_{euro_{new}} &= \sum_{i=1}^n k_i \eta_{i, P_{in}} \\ &= 0.05\eta_{5\%} + 0.175\eta_{25\%} + 0.175\eta_{50\%} + 0.3\eta_{75\%} + 0.3\eta_{100\%}\end{aligned}\quad (5.9)$$

Cette liste de critères n'est bien entendu pas exhaustive et elle peut être complétée par la suite et en fonction des besoins des applications.

5.7.2. Limitation de l'espace de recherche

La limitation de l'espace de recherche se résume dans notre cas au calcul des bornes de nos critères de dimensionnement. Si pour le critère α les bornes de l'espace de recherche sont immédiates [0,1]. Les bornes des variables L et Rthrad qui sont les deux dépendantes du nombre de canaux et dans le cas de la variable Rthrad également de la composition de la cellule de commutation le résultat est moins évident.

Dans le cas de l'inductance L, les bornes sont déduites relativement simplement car la valeur de l'inductance dans le cas de l'optimisation d'un convertisseur bidirectionnel en courant est donnée par son mode de fonctionnement. Dans le cas de la conduction discontinue, sa valeur sera de $L_{critique}$ et calculée selon l'expression (2.40). Dans le cas de la conduction synchrone, la valeur de l'inductance est fixée par la valeur du courant inverse nécessaire à la décharge des capacités parasites et sera calculée par l'expression (2.45). De ce fait, lorsque le mode de conduction du convertisseur est bidirectionnel, la valeur de

l'inductance n'est plus une variable d'optimisation mais un paramètre fixé par l'application.

En mode de conduction continue, le problème est différent car la valeur de l'inductance n'est pas fixée par les contraintes liées au mode de fonctionnement. De ce fait, dans ce mode de fonctionnement, les valeurs de l'inductance minimale et maximale doivent être fixées. En tenant compte des remarques du chapitre 2 liées à l'évolution des pertes en mode de conduction continue, la valeur minimale de l'inductance est fixée à la valeur de l'inductance critique $L_{critique}$ pour des raisons purement énergétique. En revanche, la valeur de l'inductance maximale est uniquement limitée par le volume du plus gros noyau contenu dans notre table, pouvant remplir le cahier des charges. De ce fait, partant des caractéristiques de ce noyau, l'inductance la plus élevée qui remplit notre cahier des charges est calculée.

Le nombre de cellules de commutation possible dépend du nombre de semi-conducteurs qui peuvent respecter le cahier des charges. En effet, la table des composants n'étant pas infinie, plus la puissance à commuter sera élevée et plus le nombre de composants à utiliser sera faible. Cet effet aura pour conséquence de réduire de façon naturelle le nombre de possibilités. Il en va de même pour le nombre de canaux. En effet, plus N est grand et plus les sollicitations en courant appliquées à chaque cellule de commutation seront faibles et plus vaste sera le choix de composants et le nombre de combinaisons possibles. A titre d'exemple, pour un convertisseur unidirectionnel en courant, dont la cellule de commutation est composée d'un transistor et d'une diode, si trois diodes et six transistors qui composent nos tables peuvent remplir le cahier des charges, dès lors, le nombre de combinaisons possibles sera de dix-huit. Afin de réduire le nombre de variables dans notre procédure d'optimisation, les combinaisons possibles sont stockées dans une matrice nommée "Cell" qui est de dimension [2x Nb de combinaisons possibles]. La première ligne de la matrice représente l'interrupteur du bas T1 et la deuxième ligne l'interrupteur du haut (T2 ou D1).

Les bornes de la variable, liées à la résistance thermique du radiateur sont fixées en se référant à la caractéristique 4.9 qui montre une limite inférieure arbitraire encore "raisonnable" de 0.2K/W. En revanche, la résistance thermique maximale peut posséder une valeur différente pour chaque couple d'interrupteur qui forme le vecteur "Cell". En effet, la résistance thermique maximale est fixée pour maintenir la température de jonction des deux interrupteurs qui forment la cellule de commutation en dessous d'une valeur T_{jmax} fixée par l'utilisateur mais qui doit être en dessous de la température de jonction maximale du composant, spécifiée dans la documentation de celui-ci. Dans le cas où la résistance thermique maximale est inférieure à la borne minimale, la combinaison d'interrupteur formant la cellule de commutation pour laquelle ce calcul est effectué sera considérée comme non valide et elle ne sera pas contenue dans l'espace des solutions admissibles.

La résistance thermique maximale est évaluée dans le cas de la diode par l'expression (5.10). Dans le cas du transistor Mosfet, l'expression (5.11) est utilisée. Les grandeurs PT1 et PD1 représentent la puissance dissipée respectivement dans le transistor Mosfet et dans la diode.

$$R_{THrad} = \frac{T_{jmax} - T_a - R_{thdiode}PD1}{N(PT1 + PD1)} \quad (5.10)$$

$$R_{THrad} = \frac{T_{jmax} - T_a - R_{thmos}PT1}{N(PT1 + PD1)} \quad (5.11)$$

Comme déjà mentionné, la limite maximale de la résistance thermique dépend de la composition de la cellule de commutation et comme la composition de la cellule de commutation dépend des sollicitations en courant et donc du nombre de canaux, la valeur de la résistance thermique maximale est stockée dans un tableau à double entrées avec comme paramètres, le nombre de canaux et le numéro de la combinaison correspondant à la composition de la cellule de commutation (table 2.4). Ce tableau permet de trouver facilement la valeur de la résistance thermique maximale qui correspond à un nombre de canaux

N donné et de déduire le numéro de la cellule de commutation avec la valeur de résistance thermique la plus élevée. En effet, pour chaque dimensionnement, la cellule de commutation choisie est celle qui présente le moins de pertes et ainsi sera munie du dissipateur avec la plus grande valeur de résistance thermique.

N	Cellule de commutation, combinaisons				
	1	2	3	4	5
1	x	x	x	x	$R_{thmax1,5}$
2	x	x	x	x	$R_{thmax2,5}$
3	x	x	x	$R_{thmax3,4}$	$R_{thmax3,5}$
4	x	x	x	$R_{thmax4,4}$	$R_{thmax4,5}$
5	x	x	$R_{thmax5,3}$	$R_{thmax5,4}$	$R_{thmax5,5}$
6	$R_{thmax6,1}$	$R_{thmax6,2}$	$R_{thmax6,3}$	$R_{thmax6,4}$	$R_{thmax6,5}$
7	$R_{thmax7,1}$	$R_{thmax7,2}$	$R_{thmax7,3}$	$R_{thmax7,4}$	$R_{thmax7,5}$
8	$R_{thmax8,1}$	$R_{thmax8,2}$	$R_{thmax8,3}$	$R_{thmax8,4}$	$R_{thmax8,5}$

TABLE 5.3. Exemple de table contenant la borne supérieure de la variable R_{thrad} dans le cas où $N_{max} = 8$ et le nombre de combinaisons Mosfet diode ou Mosfet/Mosfet maximum est égale à 5.

Il est important de mentionner que si dans le cas d'un convertisseur unidirectionnel la cellule de commutation est composée d'un transistor Mosfet et d'une diode, dans le cas d'un convertisseur bidirectionnel en courant, la cellule de commutation est composée naturellement de deux transistors Mosfet, mais le stockage et le traitement des données restent similaires.

Dans cette section, les calculs et les hypothèses nécessaires à la définition de l'espace des solutions ont été présentés. Il peut être intéressant de visualiser l'espace des solutions. Pour ce faire, une méthode de Monte-Carlo sera appliquée à notre problème. L'algorithme utilisé génère une solution aléatoire appartenant à l'espace des solutions admissibles, bornées par les limites des variables, fixées précédemment. Une fonction de distribution uniforme est utilisée pour générer nos solutions aléatoires utilisant les fonctions de Matlab "rand" et "randi".

Algorithme 3 Représentation de l'espace des solutions admissibles

- 1: **Parfor** $i=1$: nb d'itérations **Faire**
 - 2: Générer une solution aléatoire admissible
 - 3: Évaluer la densité de puissance
 - 4: Évaluer le rendement selon le critère choisi
 - 5: Placer le point calculé dans l'espace défini par le rendement et la densité de puissance
 - 6: **Fin Parfor**
-

Ce procédé, qui consiste à évaluer le critère de rendement et de densité de puissance à chaque solution générée aléatoirement, est très simple, mais il nécessite des temps de calcul relativement long afin d'obtenir une bonne définition de l'espace des solutions admissibles.

Afin d'exploiter au mieux les ressources offertes par les processeurs multicoeurs de nos ordinateurs actuels, le "paralell computing tool-box" de matlab est employé. L'application de la fonction "parfor" et le calcul en parallèle des solutions permettent de diminuer le temps de calcul d'un facteur relatif aux nombres de coeurs du processeur utilisé. Dans notre cas, la diminution du temps entre le calcul en série ou parallèle est de quatre. Toutefois, le temps de calcul de 50'000 évaluations reste de 40 minutes.

La figure 5.27 illustre la forme de l'espace des solutions. Une première fois avec 50'000 points calculés et une seconde fois avec 280'000 points calculés. Une erreur d'environ 10% est estimée sur la fin du front de Pareto (maximum de la fonction coût) qui est définie pour l'espace de 50'000 points à l'endroit où la densité de puissance est la plus élevée. Cette différence n'est cependant pas critique compte tenu de la représentation quantitative que nous souhaitons faire de l'espace des solutions. Comme vu précédemment dans la section 5.6.2, le rendement est maximum lorsque la densité de puissance est minimale. L'augmentation de la densité de puissance ne peut être réalisée qu'aux dépens d'une réduction de rendement jusqu'à une valeur de densité

de puissance maximale. Il faut noter que la densité de puissance calculée ne prend en compte que le poids du dissipateur et des inductances.

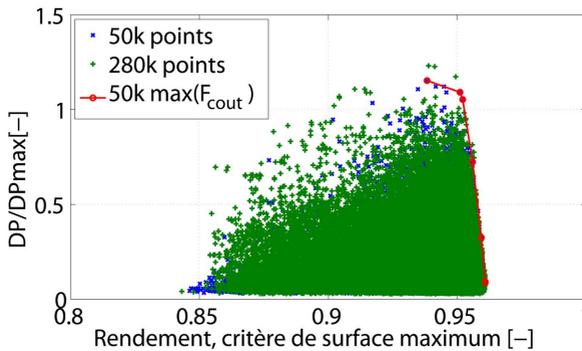


FIGURE 5.27. Comparaison du front de Pareto obtenu avec 280'000 points et 50'000 points, $DP_{max}=5kW/kg$

Les limites sur les contraintes de dimensionnement définies et l'espace des solutions admissibles visualisé, il est à présent le moment d'optimiser le convertisseur.

5.8. Optimisation multicritères d'un convertisseur DC/DC entrelacé parallèle

Les sections précédentes ont présenté au lecteur l'influence des paramètres de conception sur le dimensionnement du convertisseur ainsi que les hypothèses et restrictions appliquées à la définition de l'espace des solutions admissibles. Dans cette section, les paramètres de conception tels que la valeur de l'inductance, paramètre qui était fixé lors de l'analyse effectuée dans la section 5.6 sera cette fois libre de prendre une valeur comprise entre la valeur de l'inductance minimale L_{min} et de l'inductance maximale L_{max} pour autant que le critère sur

Algorithme 4 Optimisation multicritères

- 1: Charger les paramètres nécessaires à l'optimisation
 - 2: Initialiser les variables
 - 3: **For** $N = N_{min} : N_{max}$ **Faire**
 - 4: Définir les bornes des variables L, f, α
 - 5: Lancer la procédure d'optimisation
 - 6: Enregistrer le résultat obtenu
 - 7: **Fin For**
-

l'ondulation maximale à l'entrée du convertisseur soit respecté. Le paramètre α qui a été fixé arbitrairement à une valeur de 0.9 va cette fois pouvoir varier dans l'intervalle [0,1]. La fréquence f ainsi que le nombre de canaux N sont également des paramètres de conception. En revanche, le choix de la cellule de commutation ainsi que la valeur de la résistance thermique seront des paramètres fixés par la valeur du nombre de canaux et la valeur de la fréquence de pulsation selon les explications de la section 5.6.

5.8.1. Le front de Pareto, optimisation multicritères

Dans cette partie, l'analyse de la section 5.6 concernant l'influence du nombre de canaux, de la puissance ainsi que du niveau de tension sera reprise en autorisant cette fois l'évolution de la valeur de l'inductance L et du paramètre α . L'outil utilisé pour effectuer cette optimisation est Matlab, malgré le fait que "l' Optimization Toolbox" ne permette pas l'intégration de variables discrètes. Dans notre cas, N est la seule variable discrète et comme ce paramètre varie dans l'intervalle [1,14] et que le temps nécessaire à l'optimisation n'est pas critique (<24h), il est décidé de faire une optimisation pour chaque valeur de N appartenant à l'espace des solutions admissibles. De ce fait, pour chaque valeur de N le front de Pareto correspondant est tracé permettant ainsi de visualiser l'influence du nombre de canaux sur le dimensionnement.

Le résultat obtenu pour le dimensionnement d'un convertisseur de 1500W qui fonctionne sous des niveaux de tension en entrée et en sortie compris respectivement dans l'intervalle [140V,200V] et [220V,270V] est présenté sur la figure 5.28. Le calcul du dimensionnement du convertisseur a été réalisé pour le pire des cas, ce qui correspond à une tension d'entrée minimale de 140V et une tension de sortie maximale de 270V.

Sur la figure 5.28, la densité de puissance est calculée en ne considérant que le poids du dissipateur et de l'inductance. Ce choix a été fait car le poids du convertisseur global est dicté par l'évolution du poids de ces deux éléments. Le résultat montre qu'un rendement maximum est obtenu pour un nombre de canaux $N=2$ cependant avec une densité de puissance très faible. L'augmentation de la densité de puissance s'effectue ensuite en variant le nombre de canaux N en fonction de la valeur de l'inductance L et de la fréquence f . Dans notre cas d'étude, le meilleur compromis obtenu entre la densité de puissance et le rendement est donné pour un convertisseur à quatre canaux. Il faut également noter que le critère de surface est utilisé dans l'optimisation du dimensionnement du convertisseur. Ce critère de dimensionnement a été sélectionné afin de répondre au mieux au cahier des charges du Solar-Impulse qui nécessite une courbe de rendement la plus plate possible.

Le résultat obtenu confirme celui énoncé dans [80] dans le choix du nombre de canaux, de la valeur de l'inductance ainsi que dans le choix de la fréquence de pulsation. En revanche, il est bon de mentionner que dans [80] l'augmentation de température dans les semiconducteurs n'avait pas été prise en compte et que ceci influence le choix de la cellule de commutation qui est passablement différent ainsi que le calcul du rendement de la cellule de commutation. La table 5.4 met en correspondance les résultats obtenus avec une méthode qui consiste à parcourir tout l'espace des solutions qui a été échantillonné afin de réduire le nombre de possibilités et le résultat obtenu avec l'utilisation de l'algorithme d'optimisation multicritères de matlab. Ces deux

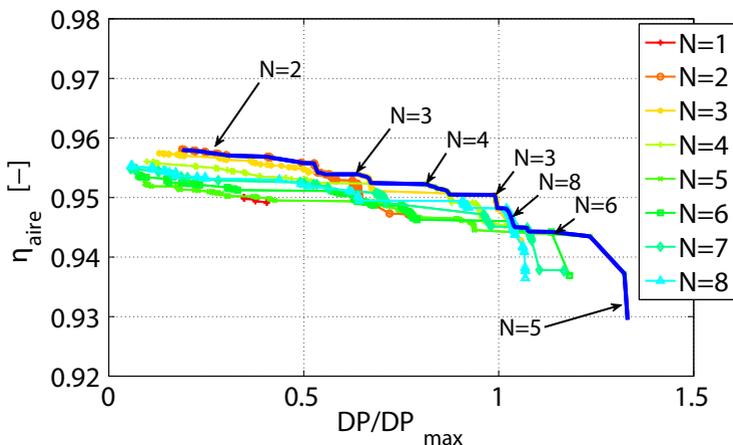


FIGURE 5.28. Tracé du front de Pareto pour chaque valeur de $N=[1,8]$, $DP_{max}=5\text{kW/kg}$, $U_{in} = 140\text{V}$, $U_{out} = 270\text{V}$, $P_{in_{max}} = 1500\text{W}$

méthodes sont nommées dans la table 5.4 "méthode 1" et "méthode 2". La méthode 2 représente l'optimisation par l'algorithme NSGA-II et donc la méthode 1 le parcours de toutes les solutions de l'espace admissible discrétisé.

Paramètres	Méthode 1	Méthode 2
Nb de canaux N	4	4
Valeur de l'inductance L [mH]	1.15	1.3
Mosfet Type	SPP04N60C3	SPP20N60C3
Diode Type	SDP06S60	SDP12S60
fréquence [kHz]	20	20.4

TABLE 5.4. Comparaison des résultats obtenus dans [80] et les résultats obtenus avec une méthode d'optimisation multicritères basée sur une méthode NSGA-II

Comme une comparaison faite sur un seul point ne fait pas figure de garantie, les fronts de Pareto obtenus avec les deux méthodes pour le dimensionnement du convertisseur à une puissance de 1.5kW sont représentés sur la figure 5.29. Ce résultat montre une belle correspon-

dance lorsque la densité de puissance est faible et le rendement élevé. En revanche, lorsque la densité de puissance augmente, les courbes s'éloignent l'une de l'autre. Cet effet est lié au fait que les aspects thermiques ont été négligés dans le calcul du rendement avec "la méthode 1". En effet, à haut rendement, les éléments tels que les inductances et le dissipateur sont généralement surdimensionnés, ceci permet de réduire les pertes dans l'inductance et de garder les éléments de la cellule de commutation à des températures voisines de la température ambiante. En revanche, pour gagner en densité de puissance, ces éléments sont réduits. De ce fait, les pertes augmentent ainsi que la température du convertisseur.

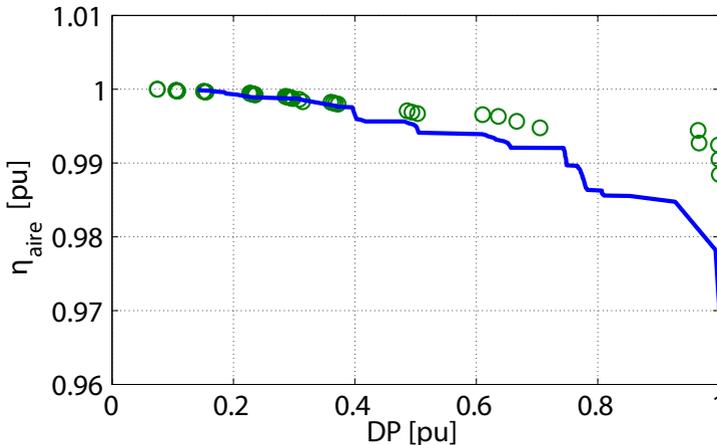


FIGURE 5.29. Comparaison des résultats obtenus avec la méthode utilisée dans [80], trait continu. Résultat obtenu en appliquant l'algorithme NSGA-II, cercle

5.8.2. Effet de la puissance sur le front de Pareto

Comme mentionné dans la section 5.6 lorsque la puissance du convertisseur augmente, et si les niveaux de tension sont conservés, il est possible de constater sur la figure 5.30 que la valeur du rendement et de la

densité de puissance reste pratiquement inchangée. Ceci confirme les propos de la section 5.6.2 et l'analyse effectuée dans [80] cependant une diminution de la densité de puissance maximale en fonction de la puissance à commuter peut être notée.

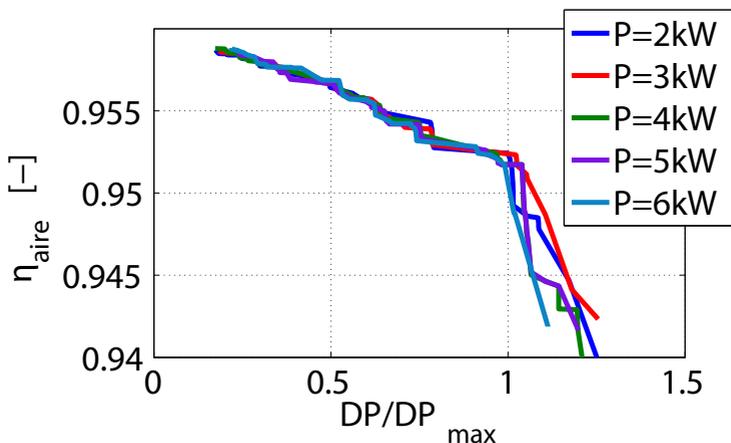


FIGURE 5.30. Effet de l'augmentation de la puissance à commuter sur le front de Pareto. $U_{in}=140V$, $U_{out}=270V$

5.8.3. Optimisation du critère de rendement, optimisation monocritère

Dans cette section, les spécifications du cahier des charges sont modifiées. En effet, à la suite de ce qui a été fait jusqu'à présent, on souhaite cette fois obtenir le convertisseur avec le critère sur le rendement maximisé. La densité de puissance n'est, dans ce cas, plus un critère d'optimisation mais une contrainte d'optimisation. En d'autres termes, le problème à résoudre dans ce cas consiste à fixer la densité de puissance et à chercher le rendement maximum qui y correspond. Cette méthode nous évite ainsi la classification des grandeurs nécessaires au tracé de Pareto et elle donne directement la valeur du critère de rende-

ment et des grandeurs de dimensionnement en fonction du nombre de canaux.

Comme l'algorithme du recuit simulé converge plus vite que les algorithmes génétiques pour les problèmes de taille raisonnable. Il a été décidé d'utiliser l'algorithme VFSA décrit dans la section 5.3 pour trouver les critères de dimensionnement qui remplissent l'objectif sur la caractéristique de rendement.

Globalement, avec l'algorithme VFSA qui permet une plus grande précision sur l'optimisation du rendement, il est possible de constater que le critère optimisé η_{aire} diminue avec l'augmentation du nombre de canaux. Avec l'algorithme utilisé, une pénalité est infligée aux résultats qui ne remplissent pas la contrainte exigée sur la densité de puissance. Cependant, il est possible que des solutions proches de la contrainte mais qui ne font pas partie de l'espace des solutions admissibles soient sélectionnées. En effet, une solution qui ne respecte pas le critère sur la densité de puissance mais qui augmente nettement la valeur du critère à optimiser peut être admise avec une certaine probabilité. C'est pourquoi, sur la figure 5.33 (b) les solutions pour un nombre de canaux de $N=2$ et $N=3$ ne respectent pas le critère sur la densité de puissance mais sont admises comme solutions optimales. Ainsi la meilleure solution obtenue qui respecte le critère sur la densité de puissance possède un nombre de canaux égal à quatre. Ce convertisseur commute à une fréquence de 20.8kHz et possède une inductance par canal de 1.1mH. Cette solution est à nouveau très proche des solutions optimales évaluées précédemment.

La représentation des courbes de rendement sur la figure 5.31 pour une tension d'entrée $U_{in}=200V$ et $U_{out}=270V$ permet de visualiser la forme des courbes de rendement pour ce point de fonctionnement. A présent, on se propose de tracer les courbes pour le cas de fonctionnement le plus dissipatif. La tension d'entrée est, de ce fait, fixée au niveau le plus bas ($U_{in}=140V$) de la plage de fonctionnement du convertisseur et la tension de sortie au niveau le plus élevé ($U_{out}=270V$). Le résultat montre que si les solutions, avec un nombre de canaux faible,

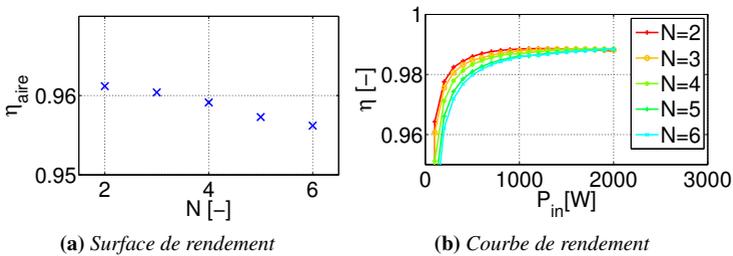


FIGURE 5.31. Calcul du rendement en fonction du nombre de canaux N .
 $U_{in}=200V$, $U_{out}=270V$, $P_{in}=2kW$, $DP=3kW/kg$

possèdent un rendement plus élevé pour les puissances basses de la plage de fonctionnement, la situation s'inverse pour les puissances élevées comme illustré par la figure 5.29.

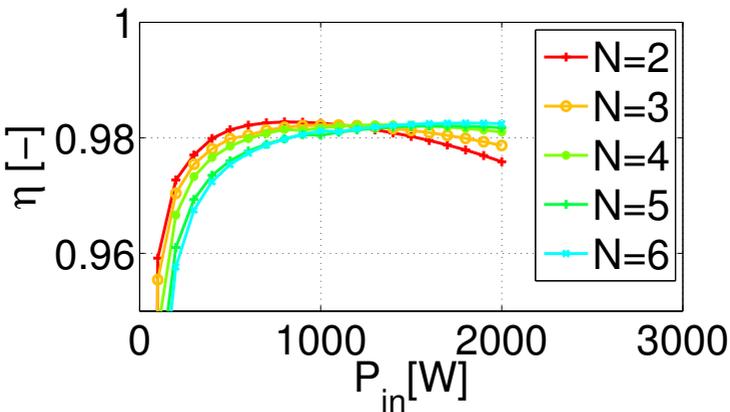


FIGURE 5.32. Courbe de rendement en fonction du nombre de canaux N .
 $U_{in}=140V$, $U_{out}=270V$, $P_{in}=2kW$, $DP=3kW/kg$

Les solutions optimales étant obtenues pour l'optimisation du critère η_{aire} , il est maintenant intéressant de visualiser les valeurs du rendement européen calculées à l'aide des deux expressions (5.8),(5.9) pour les mêmes valeurs de contrainte de dimensionnement. Les résultats

obtenus sont très intéressants car si dans le cas de l'expression qui qualifie le rendement européen [79] actuel donné par l'expression (5.8), la chronologie n'est pas modifiée car une grosse importance est donnée au rendement à 50% de la puissance maximale. Les conclusions sont passablement différentes lorsque la nouvelle expression (5.9) est utilisée comme critère d'optimisation. En effet, elle conduit à la solution la plus équilibrée en termes de pertes en conduction et commutation. Cette solution est donnée pour un nombre de canaux égal à quatre. De plus, la variation en fonction du nombre de canaux N de la valeur du rendement européen, calculée avec la nouvelle expression (5.9), montre que dans ce cas précis, une électronique avec une densité de puissance augmentée peut être utilisée pour collecter plus d'énergie sur une journée. Dans le cas d'une application mobile, ceci permet d'augmenter l'énergie collectée et de diminuer le poids de l'électronique embarquée.

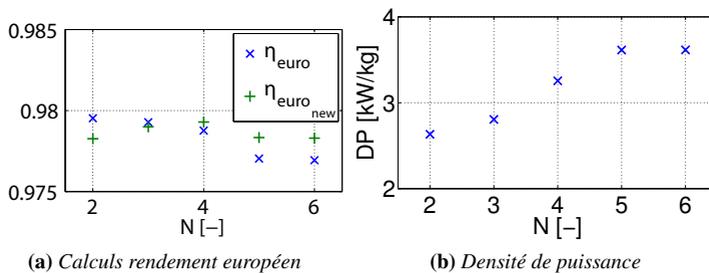


FIGURE 5.33. (a) Calcul du rendement européen [79] avec les expressions (5.8),(5.9).
(b) Evolution de la densité de puissance en fonction du nombre de canaux

L'optimisation en fonction des différents critères sur la courbe de rendement ne change pas les résultats obtenus. C'est pourquoi, il a été choisi de présenter un exemple de calcul pour une densité de puissance de 4kW/kg.

La figure 5.34 présente les résultats de l'optimisation effectuée pour une densité de puissance de 4kW/kg. La comparaison des résultats

obtenus, pour une densité de puissance de 3kW/kg avec ceux calculés pour une densité de puissance de 4kW/kg, montre que la valeur $N=2$ ne permet plus de remplir les conditions d'optimisation. Ainsi, le nombre de canaux débute à $N=3$ et la solution optimale est obtenue pour un nombre de canaux $N=5$ lorsque les tensions d'entrée sont respectivement égales à 140V et 270V. Cependant, il faut noter que les résultats obtenus pour un nombre de canaux de $N=4$ et $N=5$ sont très proches.

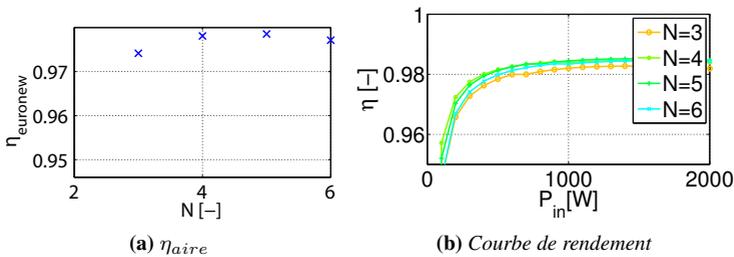


FIGURE 5.34. Solutions optimales en fonction du nombre de canaux N . $U_{in}=200V$, $U_{out}=270V$, $P_{in}=2kW$, $DP=4kW/kg$

Il est important de noter que lorsque la contrainte sur la densité de puissance augmente, le nombre de canaux qui correspond à la solution optimale augmente également.

Les paramètres de dimensionnement obtenus pour les optimisations à 3kW/kg et 4kW/kg sont listés et peuvent être comparés dans la table 5.5.

N [-]	DP=4kW/kg			DP=3kW/kg		
	α [-]	f [Hz]	L [H]	α [-]	f [Hz]	L [H]
2	-	-	-	0.64163	21370	0.00113
3	0.10963	39777	0.00040	0.42233	20021	0.00078
4	0.38613	21824	0.00071	0.51661	20712	0.00112
5	0.17543	20824	0.00110	0.55064	20516	0.00095
6	0.59877	20741	0.00107	0.39043	22785	0.00163

TABLE 5.5. Optimisation rendement européen selon [79]. $U_{in}=140V$, $U_{out}=270V$, $P_{in}=2kW$

A la suite de 30 optimisations successives effectuées, des variations sur la fréquence maximale de 2kHz et sur la valeur de l'inductance de 100uH ont été constatées. La valeur du paramètre α est moins constante car comme on peut le constater sur la figure 3.19 un dimensionnement d'inductance correspond à une plage de variation du paramètre α .

5.9. Conclusion

Ce chapitre 5 représente le coeur et la contribution originale de ce travail de thèse. Les algorithmes d'optimisation les plus répandus dans l'industrie comme le recuit simulé ou les algorithmes génétiques ont été présentés. Ensuite l'espace des solutions admissibles ainsi que la sensibilité des paramètres de dimensionnement ont été définis et étudiés. L'influence des paramètres de conception a été analysée à l'aide de la représentation du front de Pareto.

A la suite de cette analyse, il a été démontré dans la section 5.6.1 que la valeur de l'inductance n'influence pas d'un point de vue énergétique le choix de la composition de la cellule de commutation à la différence de la fréquence de pulsation qui est un paramètre déterminant. Afin de garder le poids du dissipateur le plus faible possible, la composition de la cellule de commutation la moins dissipative est systématiquement sélectionnée et avec elle le dissipateur nécessaire à son fonctionnement qui est représenté par la valeur de sa résistance thermique.

La cellule de commutation et le dissipateur sélectionné, l'analyse du nombre de canaux N sur le poids et le rendement du convertisseur a été effectuée dans la section 5.6.2 par la représentation du front de Pareto en fixant la valeur de l'inductance afin de garantir une amplitude d'ondulation de courant à l'entrée du convertisseur maximum. Il en résulte que le rendement maximum est obtenu pour un nombre de canaux minimum. En revanche, la densité de puissance augmente avec

le nombre de canaux mais au détriment de la valeur maximale du rendement. L'effet de l'augmentation du niveau de la tension à l'entrée du convertisseur a également été analysé dans la section 5.6.2. Pour réaliser ce travail, la valeur de l'inductance L a été sélectionnée pour garantir le critère sur l'ondulation maximale du courant à l'entrée du convertisseur. Il en résulte que la densité de puissance du convertisseur augmente ainsi que la valeur du rendement avec l'élévation de la tension d'entrée. L'effet de l'augmentation de puissance à commuter a montré à la section 5.6.2 que dans ce cas précis le rendement diminue avec la densité de puissance lorsque la valeur de l'inductance est fixée pour garantir la valeur maximale sur l'ondulation du courant d'entrée.

La deuxième partie de ce chapitre propose de ne plus fixer la valeur de l'inductance pour remplir les contraintes sur l'ondulation mais d'utiliser l'algorithme génétique NSGA-II présenté pour tracer le front de Pareto. De cette façon, la comparaison entre le dimensionnement effectué, en imposant la valeur de l'inductance selon les contraintes sur l'ondulation de courant, et la méthode proposée a pu être réalisée. De plus, l'algorithme du recuit simulé a été appliqué à l'optimisation de la caractéristique du rendement du convertisseur en fixant cette fois la densité de puissance comme contrainte.

Dans la section 5.8.1, le résultat obtenu avec l'utilisation de l'algorithme NSGA-II pour fixer les paramètres tels que la valeur de l'inductance ou encore la fréquence de pulsation a montré que l'augmentation de la puissance lorsque la fréquence et surtout la valeur de l'inductance peuvent varier librement dans l'espace des solutions admissibles, n'a pas d'effet sur le rendement et la densité de puissance. La comparaison de ce résultat avec le dimensionnement précédent permet de confirmer l'importance de fixer les paramètres de dimensionnement selon les objectifs recherchés et non pas uniquement afin que le convertisseur remplisse les contraintes. A la suite de cette analyse, le front de Pareto a été tracé pour une puissance de 1500W et des niveaux de tension d'entrée et de sortie fixés à 140V et 270V. Ce graphique per-

met de visualiser qu'un bon compromis entre rendement et densité de puissance peut être obtenu pour un nombre de canaux égal à quatre.

Dans la section 5.8.3, l'application du recuit simulé pour optimiser un convertisseur entrelacé, afin d'obtenir la courbe de rendement optimale en respectant la contrainte sur la densité de puissance, a permis de montrer que lorsque la densité de puissance est faible, le rendement maximum est obtenu lorsque le nombre de canaux est faible ($N=2$). En revanche, l'augmentation de la densité de puissance, oblige le concepteur à augmenter le nombre de canaux afin de respecter le cahier des charges. De plus, l'augmentation du nombre de canaux permet d'accroître la densité de puissance du convertisseur mais également d'augmenter la valeur du nouveau rendement européen proposé par [79]. Ce résultat est très intéressant dans le cas d'applications solaires mobiles autonomes car les deux critères qui sont, la densité de puissance et l'énergie collectée sur une journée, peuvent être augmentés simultanément.

Chapitre 6

Validation expérimentale

6.1. Introduction

Dans cette thèse, de nombreuses possibilités de dimensionnement d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés ont été explorées. Cependant, le convertisseur réalisé sera optimisé pour le cahier des charges du Solar-impulse s'appuyant sur une analyse simple, présentée dans [80]. Cette étude est basée sur une "optimisation" qui consiste à parcourir une à une toutes les possibilités qui composent l'espace des solutions puis à les comparer entre elles afin de trouver celle qui représente le meilleur compromis entre la densité de puissance et le rendement. A la base de cette étude confirmée dans le chapitre 5 par comparaison avec le résultat obtenu par optimisation multicritères de la section 5.8, il a été décidé de construire un convertisseur à haut rendement avec une densité de puissance supérieure à 3 [kW/kg]. Pour rappel, cette optimisation a été effectuée pour des niveaux de tension d'entrée et de sortie respectivement de [140V ;200V] et [220V ;300V] avec un courant d'entrée maximum de 10A (1400W). La position de cette solution sur le front de Pareto est représentée sur la figure 6.1.

L'évaluation du résultat obtenu après construction du convertisseur se fera sur la base des critères suivants :

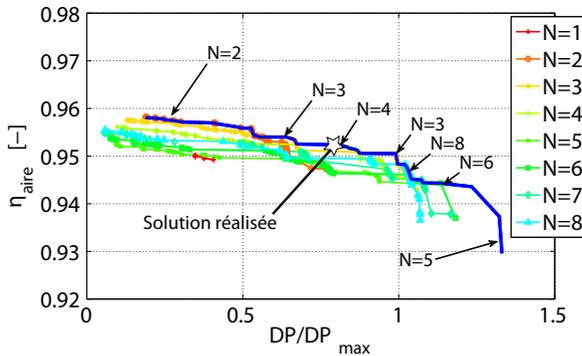


FIGURE 6.1. Solution réalisée pour validation du modèle, $DP_{max}=5[kW/kg]$

- ▲ Le poids du convertisseur et la répartition de celui-ci par élément
- ▲ Le rendement du convertisseur en fonction des niveaux de tension
- ▲ L'ondulation du courant à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

La partie réglage du convertisseur n'a pas été traitée durant cette thèse pour deux raisons principales. Premièrement, la littérature traitant le sujet est abondante [81] et deuxièmement, les contraintes dynamiques ne sont pas critiques dans cette application car le convertisseur est dimensionné pour une application photovoltaïque. Dans ce type d'application la recherche du maximum de puissance s'effectue à une fréquence relativement faible ($\approx 100\text{Hz}$).

Ce chapitre sera divisé en deux parties distinctes, la première traitera de la conception du convertisseur, sous entendu le matériel utilisé (Composant, inductance) ainsi que la justification des choix techniques effectués. La deuxième partie présentera les mesures de rendement effectuées et le protocole utilisé. A la suite de ces mesures une comparaison sera faite avec les courbes de rendement théoriques pour finir avec une conclusion.

6.2. Convertisseur 4 canaux de 2kW, la conception

La solution représentée sur la figure 6.1 et qui fait référence au résultat de l'optimisation du chapitre 5.8 correspond aux critères de dimensionnement suivants :

Paramètres	Valeurs
Nb de canaux N	4
Valeur de l'inductance L [mH]	1.3
Mosfet Type	SPP20N60C3
Diode Type	SDP12S60
Fréquence [kHz]	20.4
Rthrad [k/W]	5
α [-]	0.9

TABLE 6.1. Critères de dimensionnement obtenus après optimisation multicritères

Le convertisseur réalisé possède une valeur d'inductance de 1.15mH par canal. Cette valeur a été adoptée car les inductances étaient déjà bobinées et utilisées sur un prototype antérieur présenté dans [80]. L'inductance réalisée est issue de la procédure de dimensionnement expliquée au chapitre 3. Le résultat obtenu nous indique qu'un noyau type MPP 55550 muni de 207 spires, réalisé avec un fil de diamètre AWG 21 doit être utilisé. Le poids approximatif estimé est de 72g par inductance. Après réalisation, une valeur mesurée d'inductance de 1.2 mH et de 80g a été obtenue.

Les autres critères de dimensionnement ont été strictement respectés. La capacité placée du côté haute tension du convertisseur est une capacité "Unlytique" de 35 [μ F] représentant un très bon compromis entre le poids et les pertes.

Dans le cadre de cette thèse, pour répondre aux exigences de cette étude, une carte de contrôle à faible poids et faible consommation a

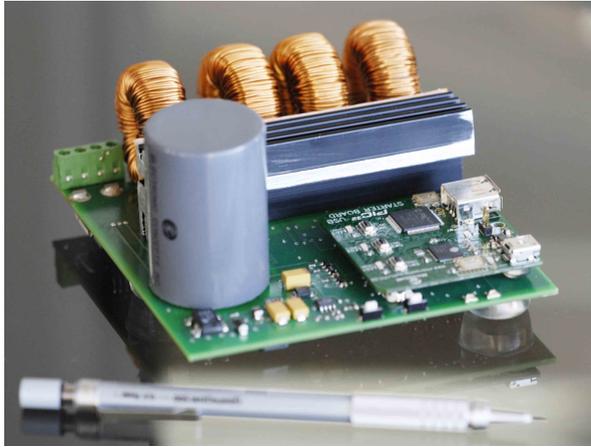


FIGURE 6.2. Photo du convertisseur 2kW à très haut rendement >99%

été réalisée. Cette carte construite sur un circuit double couche autour d'un microcontrôleur 16 bits de la maison microchip n'a cependant pas été utilisée lors de la conception de ce dernier prototype. La raison principale est la vente par microchip d'une carte de démonstration quatre couches basée sur un microcontrôleur 32bits plus performante intégrant une connexion USB. L'utilisation de cette carte a permis de réduire la consommation et l'encombrement. Ces caractéristiques en termes de poids et de consommation sont :

- ▲ Une faible consommation de 0.35W.
- ▲ Un faible encombrement
- ▲ Un faible poids (10g)
- ▲ Interface de communication Labview existante au laboratoire

Cette carte de contrôle, qui possède de nombreux avantages, ne permet pas de générer plusieurs signaux de commande PWM décalés dans le temps. En effet, comme tous les signaux PWM sont générés à partir de la même base de temps il est impossible d'introduire un déphasage. Pour remédier à cet inconvénient, un déphasage hardware a été implémenté à l'aide de quatre registres à décalage de 64 bits permettant de générer quatre signaux PWM déphasés dans le temps à partir

d'un seul signal PWM avec une précision suffisante. En effet, la précision du rapport cyclique doit être suffisante car elle est une des causes principales du déséquilibre des courants de phase avec les résistances parasites. Cette solution permet ainsi de s'affranchir du contrôle du courant par phase et ceci également en mode de conduction continue lorsque la précision du rapport cyclique est des plus importante [82]. Le déphasage introduit est imposé par la valeur de la fréquence du signal d'horloge imposé au registre à décalage qui sert également de base de temps à la génération du signal PWM créé par le module "output compare" du microcontrôleur. La figure 6.3 représente le schéma de principe du montage réalisé.

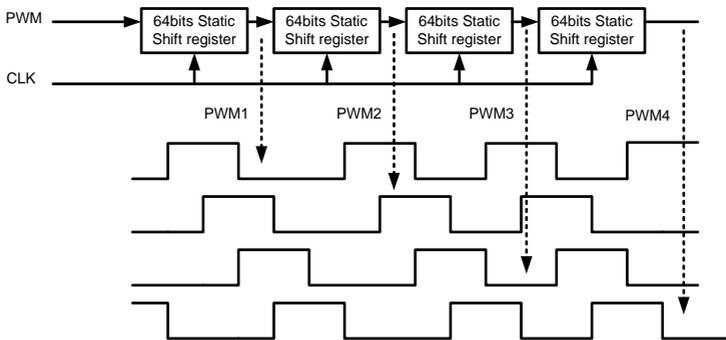


FIGURE 6.3. Déphasage des signaux de commande de chaque transistor à l'aide de registres à décalage

La figure 6.4 représente la mesure des signaux PWM générés en mode de conduction continue pour un courant de 8A avec un niveau de tension d'entrée de 140V et de tension de sortie de 270V.

La figure 6.5 présente le schéma de principe du convertisseur sur lequel il est possible de visualiser la carte de contrôle avec les mesures du courant total à l'entrée du convertisseur ainsi que les niveaux de tension d'entrée et de sortie. Contrairement à ce qui a été mentionné auparavant, la valeur moyenne du courant par phase est mesurée avec pour objectif de couper le convertisseur en cas de sur-intensité. La coupure se produit lorsque le signal d'erreur est déclenché, ce qui signifie

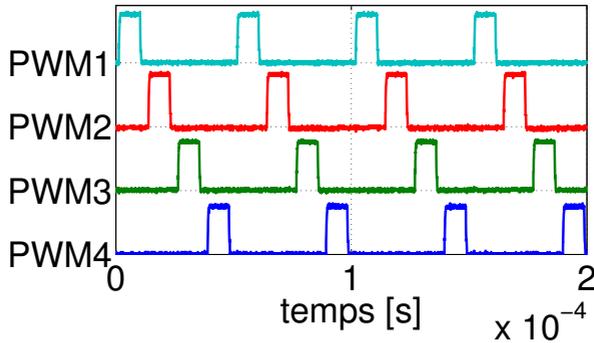


FIGURE 6.4. Mesure des signaux de grille des quatre transistors, $U_{in} = 140V, U_{out} = 270V$

l'arrêt complet du convertisseur. Afin d'obtenir un niveau de sécurité le plus efficace possible, le signal d'erreur est généré par un réseau de comparateurs représenté par le bloc erreur. Dans le cas où une erreur se produit, le signal d'erreur est activé (niveau de tension "0") et la génération de signaux de grille interrompue. Dans ce cas, tous les transistors Mosfet sont ouverts et pour redémarrer le convertisseur, une action manuelle est indispensable. Il est évident que des protections logicielles sont introduites en amont des protections câblées permettant ainsi une plus grande flexibilité.

Les alimentations de l'électronique de contrôle et des circuits d'attaque de grille des transistors Mosfet sont prélevées directement sur la source de tension à l'entrée du convertisseur. Ce convertisseur dédié à une application photovoltaïque possède avec cette solution un allumage et une extinction du convertisseur automatique. Ce principe permet d'effectuer un allumage et une extinction automatique du convertisseur qui dépend uniquement du niveau de la tension d'entrée. En effet, lorsque la tension est suffisante, le système s'enclenche, et dans le cas contraire il reste éteint ou il procède à son extinction. L'alimentation est réalisée à l'aide de deux convertisseurs de type abaisseurs, montés en cascade et qui convertissent la tension d'entrée du convertisseur (max 200V) en 15V puis en 5V. Ce point anodin est d'une

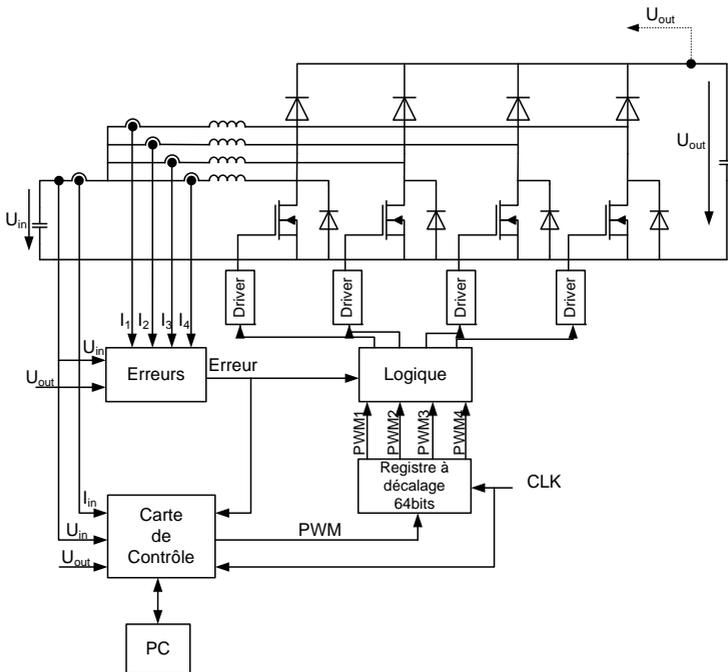


FIGURE 6.5. Schéma de principe du convertisseur quatre canaux

grande importance, car lors de la mesure du rendement, les pertes du système complet seront comptabilisées.

La communication avec le PC est réalisée à l'aide d'une interface Lab-view développée au laboratoire via le port USB.



FIGURE 6.6. Poids total du convertisseur à 4 canaux de 2kW

Une fois les choix des éléments et de conception du convertisseur réalisés, nous allons analyser la répartition des masses du convertisseur et la comparer avec le résultat obtenu théoriquement.

La photo de la figure 6.6 représente le convertisseur réalisé avec ces quatre canaux reconnaissables à leurs inductances respectives. La balance sur laquelle le convertisseur est posé indique le poids de celui-ci qui est de 575g pour une puissance maximale de 2kW. La densité de puissance est de ce fait égale à 3.5 [kW/kg]. Lorsque le convertisseur est utilisé à sa puissance maximale, la température de celui-ci après une heure d'utilisation est stable et sa valeur est de 83°C.

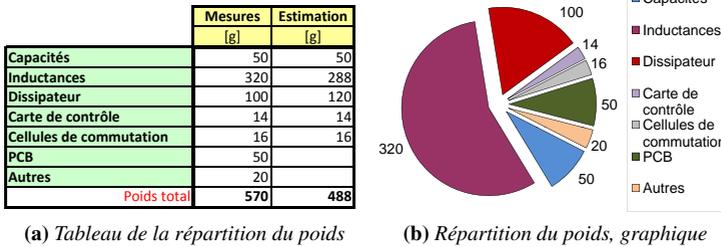


FIGURE 6.7. Répartition du poids du convertisseur entre les différents éléments

La répartition des masses est représentée sur la figure 6.7. La partie (a) de la figure compare les valeurs estimées théoriquement avec les valeurs pratiques obtenues. L'erreur relative totale obtenue est de 14%. Ce résultat confirme qu'une très bonne approximation de la masse totale d'un convertisseur peut être faite permettant ainsi une évaluation directe et peu coûteuse en temps de calcul de l'impacte d'un convertisseur en terme de masse sur le bilan énergétique globale d'un système mobile. Il faut également noter qu'une meilleure précision peut être obtenue en comptabilisant le poids du PCB avec le calcul d'une surface approximative basée sur les dimensions des composants utilisés.

La partie (b), représente la répartition des masses dans le convertisseur. Sans surprise et comme déjà énoncé dans ce document, les éléments les plus pénalisants sont les inductances ainsi que le système de refroidissement en convection naturelle. Le poids du condensateur de sortie, du PCB et des éléments autres tels que les connecteurs et les diverses alimentations sont à égalité.

Le poids de la capacité de sortie a été estimée en se basant sur l'expression (6.1) qui lie la valeur de la capacité de sortie C_s à la puissance à commuter en fonction de la fréquence f , du nombre de canaux N et

des niveaux de tension à l'aide desquels le rapport cyclique D peut être déterminé.

$$C_s = \frac{P_{inmax} (1 - D)D}{U_{inmax} \Delta U_{out} \cdot f} \quad (6.1)$$

Le type de capacité à utiliser dans notre cas n'est pas aisé, car dans le cas du Solar-Impulse, ce composant doit être capable de supporter les conditions de haute altitude (-50°C , 100mbar). A la suite d'une campagne de tests réalisée au laboratoire, une capacité de type "UP36 miniature Unlytic" a été sélectionnée. D'une part, car elle possède des valeurs de capacité et de résistance séries qui varient très peu en fonction de la température, ce qui n'est pas le cas des condensateurs électrolytiques. D'autre part, son rapport poids, valeurs de capacité est très intéressant dans notre cas. Cependant, ce composant est disponible que dans une seule taille de boîtier et la capacité la plus petite est de $35 [\mu\text{F}]$ pour une tension continue de 500V. La valeur de la capacité diminue en fonction de la montée de la tension mais la taille du composant reste identique. Après le calcul réalisé avec l'expression (6.1) dans le pire des cas, qui est défini par les critères suivants :

- ▲ Un nombre de canaux minimum ($N=1$)
- ▲ Une fréquence de pulsation minimale ($f=20\text{kHz}$)
- ▲ Un rapport cyclique maximum ($U_{in} = 140\text{V}$, $U_{out}=270\text{V}$)
- ▲ Une ondulation maximale sur la tension de sortie U_{out} fixé à 5%

Avec une capacité de $35 \mu\text{F}$, une puissance maximale de 6kW peut être commutée en respectant le critère de 5% sur la tension de sortie U_{out} . Dans notre cas, comme la puissance n'excède pas 2kW, le poids de la capacité de sortie peut être considéré comme constant et égal à 50g.

6.3. Convertisseur 4 canaux de 2kW, les performances électriques

A la suite des explications concernant la mise en oeuvre du convertisseur DC/DC de 2kW, nous allons nous intéresser à la mesure de ces performances en termes d'ondulation de courant maximale et surtout de rendement. A la suite des mesures effectuées, une comparaison avec les estimations théoriques sera effectuée. Mais avant de débiter la présentation des mesures, le protocole de tests doit être défini dans le but de pouvoir reproduire ces mesures et ainsi gagner en crédibilité.

6.3.1. Protocole de mesure et le matériel utilisé

Le rendement attendu est relativement élevé et dans ces conditions il est important de définir un protocole de mesure afin qu'une tierce personne puisse reproduire les mesures dans les mêmes conditions et aboutir aux mêmes valeurs.

Le choix de la métrologie dépend des signaux que l'on a à mesurer. C'est pourquoi dans un premier temps, la mesure de l'ondulation sur les courants d'entrée et de sortie a été réalisée. Avec une ondulation mesurée dans le pire des cas de fonctionnement qui correspond à des niveaux de tension d'entrée et de sortie respectifs de 140V et 270V, d'une valeur de 0.3A en entrée et 16mA en sortie, les signaux sont estimés comme constants. La mesure des signaux de courant a été effectuée à l'aide d'une sonde de courant "tektronic TCPA300".

Le courant à l'entrée du convertisseur d'une valeur moyenne de 8A et le signal de grille "PWM1" sont représentés sur la figure 6.8.

De par la faible amplitude du courant qui est inférieure à 1% du courant maximal, une mesure du rendement à l'aide de multimètres placés au plus près de l'entrée et de la sortie du convertisseur pour mesurer le rendement a été envisagée. Au laboratoire d'électronique industrielle, deux générations de multimètres sont à disposition.

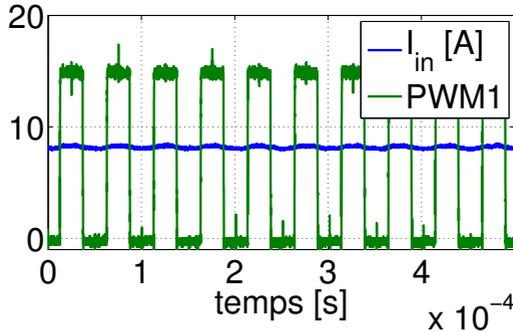


FIGURE 6.8. Mesure du courant d'entrée et du signal de grille d'un transistor, $U_{in} = 140V, U_{out} = 270V$

- ▲ Fluke 111 True RMS multimètre (Précision : I_{DC} [0A ;10A] $\pm 1\% + 3$ pts, V_{DC} [0V ;600V] $\pm 0.7\% + 2$ pts)
- ▲ Mastech MS8265 (Précision : I_{DC} [0A ;10A] $\pm 2\% + 20$ digit, V_{DC} [0V ;1000V] $\pm 0.15\% + 5$ digit)

En se basant sur les caractéristiques de ces deux appareils, le choix le plus intéressant semble être l'utilisation de deux multimètres "Fluke 111" pour la mesure des courants et de deux multimètres "Mastech MS8265" pour la mesure des tensions et ceci afin de bénéficier du maximum de précision sur les mesures. Cependant, après calcul de l'erreur qui est donnée par la somme des erreurs relatives, une précision insuffisante comprise entre 3% et 10% est obtenue avec ce type d'appareil, ne permettant pas de garantir le deuxième chiffre sur la mesure du rendement. Cependant, une série de mesures a été prise et une comparaison de celle-ci a été effectuée afin de confirmer le résultat obtenu.

Le graphique de la figure 6.9 montre les disparités entre les mesures et confirme l'incapacité d'assurer la valeur du rendement avec ce type de multimètre.

Dans notre cas, pour donner une certaine valeur scientifique à nos résultats, une précision sur le rendement inférieure à 0.5% serait souhai-

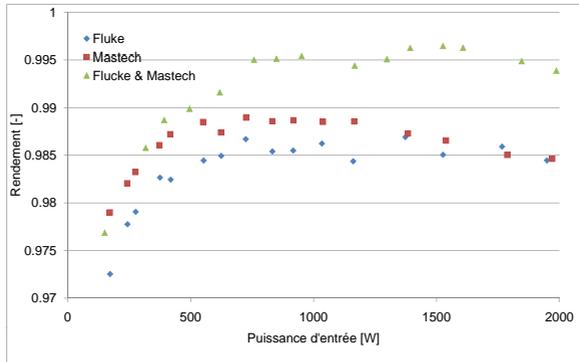


FIGURE 6.9. Mesures de rendement effectuées à l'aide de multimètres Fluke et Mastech, $U_{in} = 140V, U_{out} = 270V$

table. Cependant ce matériel n'existe pas au laboratoire. C'est pourquoi, afin de réduire l'erreur il a été décidé de réduire le nombre d'appareils. Le meilleur compromis trouvé consiste à utiliser deux wattmètres "Norma AC/DC power analyser D5235" avec lesquels il est possible d'atteindre pour notre calcul du rendement une précision de l'ordre du 1% pour effectuer la mesure des rendements de notre convertisseur. La précision du wattmètre est définie par deux termes, le premier spécifie l'erreur sur la mesure donnée en pourcent et le deuxième mentionne l'erreur liée à l'échelle de mesure sélectionnée au moment de la mesure également donnée en pourcent.

$$erreur = 0.5\% \text{ Mesure} + 0.2\% \text{ échelle} \quad (6.2)$$

Les mesures sont effectuées en appliquant la fonction "moyenne exponentielle" qui émule l'effet d'un filtre RC qui dans notre cas possède une constante de temps de 3.84 secondes. Cette fonction permet de travailler sur une moyenne mobile M qui permet une meilleure stabilité de la mesure. Le calcul effectué par le wattmètre est donné par l'ex-

pression (6.3) dans laquelle M_n représente la valeur mesurée et M_a la valeur mesurée précédente.

$$M = M_a + \frac{M_n - M_a}{2T} \quad (6.3)$$

A la suite de ces précisions métrologiques, le protocole de mesures qui est composé de 9 points peut être défini. Il se veut précis mais simple, afin d'être facilement reproductible.

1. Inscrire la température ambiante.
2. Installer la métrologie le plus près possible des entrées du convertisseur avec un thermocouple placé au centre du dissipateur.
3. Effectuer la connexion des appareils en quatre points.
4. Alimenter le convertisseur avec une tension de 140V à l'entrée et régler le rapport cyclique pour obtenir une tension de 270V en sortie avec un courant d'entrée de 10A.
5. Laisser le convertisseur à ce point de fonctionnement durant 45 minutes.
6. Après 45 minutes, les mesures peuvent débuter. Régler les niveaux de tension au point de fonctionnement à mesurer, attendre 10 minutes.
7. A la suite de chaque mesure effectuée. Diminuer l'intensité en gardant les niveaux de tension fixes. Attendre 10 minutes entre chaque mesure.
8. Une mesure comprend, la puissance mesurée à l'entrée du convertisseur et à la sortie ainsi que les échelles des mesures en courant et en tension.
9. Calculer l'erreur de mesure en utilisant l'expression "erreur= 0.5% Mesure + 0.2% échelle"

Le protocole de mesures est appliqué systématiquement afin d'acquies une reproductibilité dans les résultats obtenus. Les mesures sont

effectuées toutes les 10 minutes afin de laisser le système se stabiliser en température, mais également afin de permettre au wattmètre d'effectuer la moyenne sur une période longue. La mesure de la température est effectuée avec un thermocouple "Keithley 873C" placé dans la rainure filetée destinée à fixer le dissipateur au PCB.

Les résultats présentés dans la section suivante ont tous été obtenus en effectuant le protocole énoncé.

6.3.2. Rendement et densité de puissance

Les courbes de rendement sont mesurées selon le protocole en partant d'une valeur de courant maximum de 10A pour deux niveaux de tension différents qui correspondent aux pires et aux meilleures valeurs de rendement attendues :

$$\blacktriangle U_{in}=140V, U_{out}=270V$$

$$\blacktriangle U_{in}=200V, U_{out}=220V$$

Les valeurs de rendement les plus faibles sont obtenues avec une tension d'entrée minimale de 140V et de sortie maximale de 270V et ceci simplement car les pertes en commutation qui augmentent avec le niveau de la tension de sortie sont maximales alors que la puissance commutée avec le courant moyen d'entrée maximal est à sa valeur minimale ($\approx 1400W$). Ces niveaux de tension correspondent, de ce fait, aux pertes en conduction et commutation maximales. Les valeurs de rendement mesurées sont donc logiquement les valeurs minimales attendues sur la plage de fonctionnement de notre application comme confirmées par les mesures représentées sur la figure 6.10.

A l'opposé, les meilleures valeurs de rendement sont mesurées pour une tension d'entrée maximale et une tension de sortie minimale. En effet dans ce cas les pertes en commutation sont réduites car le niveau de la tension de sortie est minimal et la puissance commutée est maximale lorsque la tension d'entrée est à son niveau le plus élevé

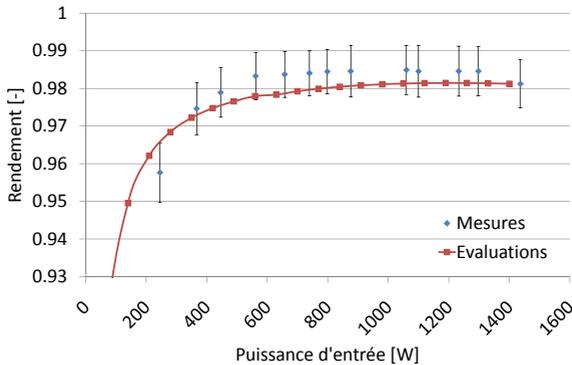


FIGURE 6.10. Mesures de rendement effectuées à l'aide de deux wattmètres "Norma AC/DC power analyser D5235", $U_{in} = 140V, U_{out} = 270V$

alors que les pertes en conduction diminuent avec la valeur du courant efficace. Les valeurs mesurées et représentées sur la figure 6.11 confirment ces propos avec une valeur de rendement maximale mesurée égale à 99.15%.

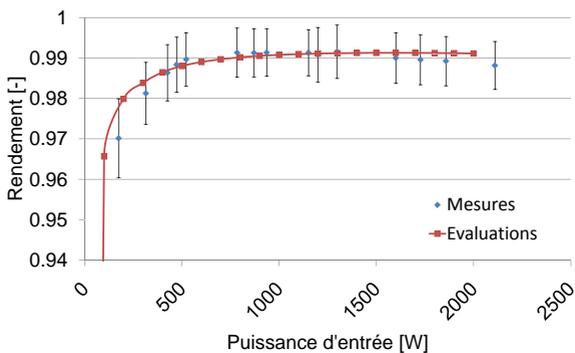


FIGURE 6.11. Mesures de rendement effectuées à l'aide de deux wattmètres "Norma AC/DC power analyser D5235", $U_{in} = 200V, U_{out} = 220V$

Sur les figures 6.10 et 6.11, des barres d'erreur positives et négatives qui correspondent aux erreurs de mesures calculées divisées par deux sont représentées afin de comparer visuellement la différence entre les

valeurs de rendement estimées et les valeurs de rendement mesurées qui reste inférieure à 1%.

Il est également important de noter que le convertisseur qui est dimensionné pour un courant maximal de 10A commute une puissance maximale de 2kW dans notre application. Cependant, la puissance maximale réelle du convertisseur est supérieure car les niveaux de tension peuvent être augmentés. En effet, les composants qui constituent les cellules de commutation ont des tensions de blocage de 600V. Il est, de ce fait, évident que la puissance maximale convertible peut être augmentée en élevant les niveaux de tension si le système de refroidissement le permet. Comme déjà mentionné, l'augmentation de la tension a pour conséquence d'accroître le rendement du convertisseur comme le confirme les mesures présentées sur la figure 6.12 avec une valeur de rendement maximum de 99.7% pour des tensions d'entrée et de sortie respectivement de 310V et 340V. A la puissance maximale mesurée de 3.1kW, la température mesurée sur le dissipateur est de 90°C après une heure de fonctionnement.

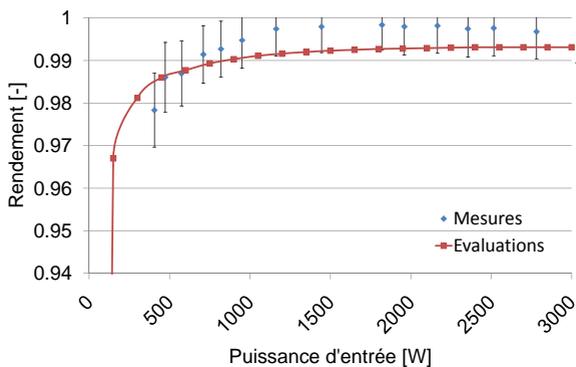


FIGURE 6.12. Mesures de rendement effectuées à l'aide de deux wattmètres "Norma AC/DC power analyser D5235", $U_{in} = 310V$, $U_{out} = 340V$

En tenant compte de ces propos, deux valeurs de densité de puissance massique peuvent être définies pour ce convertisseur. La première sera appelée densité de puissance maximale nominale $DP_{max\text{ nominale}}$

car elle fait référence à la puissance de l'application pour laquelle le convertisseur a été calculée. La deuxième sera une densité de puissance maximale $DP_{max_{310V}}$ car elle correspond cette fois à la puissance maximale que le convertisseur peut commuter, référencée à un niveau de tension d'entrée. Le poids du convertisseur étant de 570 [g], les deux valeurs de densité de puissance massique qui caractérisent le convertisseur sont de :

- ▲ $DP_{max_{nominale}} = 3.5$ [kW/kg]
- ▲ $DP_{max_{310V}} = 5.26$ [kW/kg]

A titre indicatif, les caractéristiques du convertisseur réalisé peuvent être comparées avec deux autres topologies de convertisseur élévateur qui font référence dans le monde des véhicules propulsés à l'énergie photovoltaïque. Le premier modèle de référence est produit par la société "Drivetek ag". Il s'agit d'un convertisseur raisonnant actif de 2kW pour un poids de 750 [g] ($DP_{max} = 2.7$ kW/kg) possédant un rendement maximum de 99%. Ce convertisseur est très célèbre dans le monde des voitures électriques à propulsion solaire depuis 1990, année qui vit le "Spirit of Biel" remporter la célèbre course australienne le "World Solar Challenge".

Le deuxième modèle de référence est produit par la société "AC Propulsion". Ce convertisseur est basé sur une topologie à six canaux multiples entrelacés, muni de six inductances couplées. Avec cette même topologie Alan Cocconi, le concepteur, réalisa avec son avion propulsé à l'énergie solaire "Solong" le premier vol, non habité de plus de 48 heures. Les caractéristiques indiquées pour une puissance maximale de 2.7kW sont un rendement maximal de 99% pour un poids de 300g. Cependant, l'utilisation de ce convertisseur nécessite l'emploi d'un ventilateur supplémentaire de 10cm de côté consommant une puissance de 6W pour fonctionner à son point de puissance maximale. L'addition de ce ventilateur affecte les deux caractéristiques de comparaisons qui sont le rendement et la densité de puissance. Si dans le cas de la densité de puissance, il est facile de tenir compte de l'impact

de la masse du ventilateur sur la valeur de la densité de puissance massique, l'influence sur la valeur de rendement maximale est beaucoup moins clair car les valeurs affichées ne mentionnent pas si l'alimentation du ventilateur a été prise en compte. De ce fait, seul l'impact sur la densité de puissance sera comptabilisé dans notre cas, admettant ainsi que l'alimentation du ventilateur est prise en compte dans la valeur du rendement affichée. Le poids d'un ventilateur de 10cm de côté d'une puissance de 6W possède un poids de 170 [g] qui doit être additionné à la masse totale du convertisseur. La densité de puissance maximale obtenue DP_{max} est égale 5.6 [kW/kg]. La figure 6.13 présente en (a) le schéma de principe de la topologie utilisée par "drivetek ag" et en (b) celle utilisée par "AC propulsion".

Le résumé comparatif des caractéristiques des trois convertisseurs est listée dans le tableau 6.2.

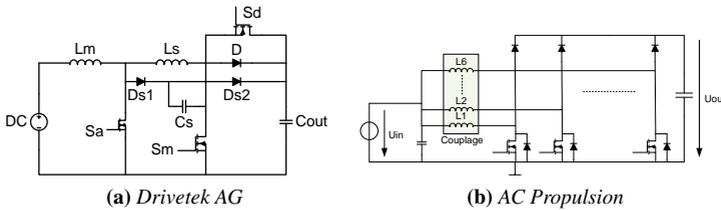


FIGURE 6.13. Topologies des convertisseurs pris comme références

	LEI EPFL	Drivetek ag	AC Propulsion
DP_{max} [kW/kg]	5.26	2.7	5.6
η_{max} [%]	>99%	99%	99%
Puissance [kW]	3	2	2.7
Poids [g]	570	750	470

TABLE 6.2. Comparaison du résultat obtenu avec deux convertisseurs élévateurs de référence

Le convertisseur de la société "Drivetek ag" possède un bon rendement et ceci grâce à la technologie raisonnante utilisée qui permet de limiter l'effet néfaste lié aux charges recouvrées sur la valeur des pertes en

commutation. Cependant, une grande valeur d'inductance est indispensable dans cette topologie de convertisseur pour lisser le courant, respecter le critère sur l'ondulation de courant et garder le convertisseur en mode de conduction continue. Ce qui permet de limiter les pertes en conduction liées à la valeur efficace du courant au détriment d'une augmentation du poids global du convertisseur. Il est important de souligner que ce convertisseur utilise des anciennes technologies de composants et que le résultat obtenu en devient impressionnant.

Le convertisseur d'"AC Propulsion" est basé sur une topologie à six canaux entrelacés muni de six inductances couplées qui fonctionnent en régime de conduction continue. Les composants utilisés dans la cellule de commutation sont une diode en silicium carbide et un transistor Mosfet à superjonction de type "CoolMos". L'utilisation de ces composants permet de diminuer les pertes globales dans la cellule de commutation. D'une part, par la réduction de la valeur de la résistance $R_{DS(ON)}$ liée à l'utilisation de transistor à superjonction et d'autre part, car la diode schottky en silicium carbide ne possède pas de charges recouvrées. L'utilisation des six inductances à noyaux couplés permet de réduire l'ondulation de l'induction magnétique par sommation. Ainsi une réduction de la taille des inductances et par conséquent une réduction de poids peuvent être attendues. De plus, les sollicitations du noyau n'étant plus dictées par la valeur des ondulations de courant comme c'est le cas lors du dimensionnement d'une inductance mais principalement par la valeur continue du courant, des noyaux à forte perméabilité du type nanocristallin peuvent être envisagés, ce qui devrait permettre une diminution des pertes magnétiques selon [83].

Le convertisseur issu de l'optimisation multicritères laisse apparaître de bonnes performances en termes de rendement et de densité de puissance en comparaison des deux modèles de convertisseur présentés. Cependant, il est difficile de se prononcer sur les valeurs de rendement obtenues lorsque les méthodes et les appareils de mesures utilisés pour caractériser ceux-ci ne sont pas connus. Toutefois, il est certain qu'une amélioration du convertisseur et de la méthode de dimen-

sionnement proposée dans cette thèse consiste à intégrer les méthodes de dimensionnement des inductances couplées dans notre algorithme d'optimisation afin de réaliser une nouvelle topologie de convertisseur avec un rendement également élevé $< 99\%$ et une densité de puissance augmentée [84] [85].

Un autre facteur important dans l'amélioration de la densité de puissance consiste à étudier spécifiquement le système de refroidissement du convertisseur. En effet, dans notre étude, le système de refroidissement est caractérisé par la valeur de la résistance thermique nécessaire à maintenir les cellules de commutation à une température acceptable. En revanche, cette valeur peut être obtenue avec différentes formes de dissipateur en gardant bien entendu un système de refroidissement à convection naturelle. Dans le chapitre 5.8, il a été mentionné que l'augmentation de la fréquence de pulsation dans le but d'accroître la densité de puissance était limitée à cause de l'augmentation du poids du dissipateur. Dans ce cas précis, le système de refroidissement doit être changé passant d'une solution à convection naturelle à forcée. Puis, dans le même cas de figure de la convection forcée à un système refroidie à l'eau. Permettant ainsi d'accroître la densité de puissance. Il va s'en dire que plus le système de refroidissement est puissant et plus le rendement global du système sera pénalisé.

6.4. Conclusion

Ce chapitre permet de constater que le résultat obtenu est très encourageant. En effet, avec un rendement maximum de 99% et une densité de puissance maximale nominale $DP_{maxnominale}$ de 3.5kW/kg le prototype réalisé confirme les résultats attendus en termes de densité de puissance et de rendement avec une précision respective inférieure à 12% et 1% .

La comparaison avec des produits industriels de référence dans le domaine des applications solaires mobiles montre qu'une solution simple

peut être performante si le dimensionnement est approprié. En effet, la solution proposée ne repose que sur du matériel produit en grande quantité dans le commerce et sans contrainte de conception à l'image des inductances utilisées et ces performances sont proches voire meilleures en ce qui concerne le rendement, bien que cette caractéristique soit fortement liée aux appareils de mesures utilisés comme nous avons pu le constater.

Deux éléments influencent fortement la valeur de la densité de puissance massique, il s'agit des inductances et du système de refroidissement. C'est pourquoi, afin d'accroître les performances de notre convertisseur, ces éléments doivent être améliorés. La première solution consiste à se tourner vers des inductances à noyaux couplées qui permettent une meilleure exploitation des matériaux magnétique [85]. Afin de garder la même technique de dimensionnement, l'implémentation d'une méthode de dimensionnement automatique devrait être incluse à l'algorithme de dimensionnement. Les résultats attendus sont une meilleure densité de puissance et le cas échéant un rendement plus élevé. Néanmoins, un compromis entre ces deux critères devra toujours être cherché.

Concernant le système de refroidissement, une fois la solution trouvée et la performance de cet élément définie par la valeur de sa résistance thermique, un modèle de dimensionnement spécifique pourrait être ajouté afin de dimensionner cet élément avec plus de précision. Ceci permettrait de diminuer la masse du dissipateur et d'accroître la densité de puissance du convertisseur.

Chapitre 7

Conclusion générale

7.1. Résumé

Dans ce travail de thèse, qui s'inscrit dans le cadre du Solar-Impulse, projet industriel qui a pour objectif de construire un avion solaire habité capable de voler jour et nuit et qui a débuté en 2003 à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL). Plus d'une dizaine de laboratoires ont été impliqués dont le laboratoire d'électronique industrielle (LEI). La première étude réalisée par le LEI dans ce projet concernait la faisabilité de celui-ci et donc de manière sous entendue, la modélisation énergétique de l'appareil. Etude qui a brillamment été réalisée par P.O. Moix. Puis, une deuxième étude plus spécifique qui est à la base de cette thèse a été confiée au laboratoire. Ce travail est axé, cette fois, sur la chaîne énergétique qui est composée du générateur photovoltaïque, du convertisseur de puissance et du module de batteries. Après de nombreux tests effectués pour les besoins du Solar-Impulse sur ces trois éléments, et plus spécifiquement sur la performance en altitude, ce travail de thèse s'est concentré sur l'interface de puissance entre les panneaux photovoltaïques et le banc de batteries.

Dans un avion, le niveau de tension maximal du bus continu est de 270V. Afin de bénéficier de tous les composants de protection dédiés

au domaine de l'aviation, la tension du bus maximale a été conservée. Sur cette base, les ingénieurs du Solar-Impulse ont défini les niveaux de tension en entrée [140V,200V] et en sortie [220V,270V] du convertisseur. Pour ces niveaux de tension, le convertisseur par excellence est le convertisseur élévateur à canaux multiples entrelacés. Après la lecture de la très importante littérature traitant du sujet, aussi bien du côté réglage que du côté dimensionnement, il a été décidé de réaliser une étude originale sur le dimensionnement énergétique de ce type de convertisseur. En effet, la littérature consultée ne traite pas ou peu ce sujet. Généralement, le dimensionnement d'un convertisseur entrelacé fait suite à un calcul énergétique itératif dans lequel, la fréquence de pulsation est fixée, la valeur de l'inductance répond aux contraintes sur l'ondulation du courant à l'entrée du convertisseur et la cellule de commutation est sélectionnée en comparant une série de composants entre eux. Ensuite le calcul des pertes est effectué pour différentes topologies en augmentant le nombre de canaux et la solution la moins dissipative, qui permet de remplir le cahier des charges, est sélectionnée. Cependant, lorsque le dimensionnement est exécuté de cette manière, le rendement et la densité de puissance du convertisseur ne sont qu'une conséquence des choix effectués lors du dimensionnement sans garantie que la solution trouvée soit la mieux adaptée à l'application.

C'est pourquoi, dans ce travail de thèse, une méthode de dimensionnement basée sur la maximisation des critères du rendement et de la densité de puissance a été proposée. Cette méthode permet de trouver le meilleur compromis entre le rendement et la densité de puissance en respectant les contraintes sur l'ondulation de courant. Afin de trouver le meilleur compromis entre ces deux critères, le front de Pareto a été exploité permettant ainsi de tirer des conclusions sur l'effet de la puissance et du niveau de tension sur les critères du rendement et la densité de puissance. L'influence des paramètres de dimensionnement comme la valeur de l'inductance, la fréquence de pulsation ou encore le nombre de canaux a également été mise en avant.

Une autre méthode basée sur la maximisation du critère de rendement a été proposée dans cette thèse. Cette fois, la densité de puissance n'est plus un critère à maximiser mais une contrainte à respecter. Cette méthode de dimensionnement nous a permis de mettre en avant l'influence du nombre de canaux sur la valeur du rendement européen.

7.2. Résultats principaux

Le chapitre 2 traite de l'étude énergétique de la cellule de commutation en débutant par la modélisation énergétique du transistor Mosfet et de la diode qui la compose. La modélisation énergétique achevée, les modes de conduction continue, discontinue et critique ont été comparés. A la suite de cette étude, il s'est avéré que la conduction continue est énergétiquement le mode de conduction le plus avantageux dans le cas où les pertes liées à charge recouvrée de la diode sont réduites. C'est pourquoi, dans la plage de tensions exploitée par le Solar-Impulse, la cellule de commutation préconisée est composée d'un transistor CoolMos et d'une diode Schottky en carbure de silicium. De plus, afin de réduire la valeur efficace du courant, il a été démontré que la valeur de l'inductance doit être la plus grande possible afin d'être énergétiquement la plus efficace possible.

En revanche, cette cellule de commutation ne permet pas la réversibilité du courant. C'est pourquoi, dans le cas d'un convertisseur bidirectionnel en courant, une cellule de commutation formée de deux transistors Mosfet est obligatoire. Cependant, lorsque la cellule de commutation est formée de deux transistors Mosfet, les commutations dures sont très dissipatives et, de ce fait, la conduction discontinue ou la commutation en mode synchrone doivent être privilégiées. Après comparaison de ces deux modes de fonctionnement, il s'est avéré que la commutation en mode synchrone possède une valeur efficace du courant importante à faible charge. C'est pourquoi même si dans ce mode de commutation, la valeur efficace à faible charge peut être diminuée

en augmentant la fréquence, le mode de conduction discontinue doit être privilégié d'un point de vue énergétique. Cependant, l'atténuation de l'ondulation de courant en mode de conduction discontinue est moins importante qu'en conduction continue. C'est pourquoi, ces deux modes de conduction doivent être systématiquement comparés.

Le chapitre 3 est consacré à l'étude et au dimensionnement de l'inductance nécessaire à chaque canal. Ainsi, une méthode de dimensionnement basée sur des modèles de pertes connus a été réalisée permettant d'obtenir un dimensionnement d'inductance optimisée pour une excitation en courant donnée et des paramètres de dimensionnement fixés.

Dans le chapitre 4, l'étude du modèle thermique et l'effet de l'altitude sur le dimensionnement du dissipateur sont abordés. En effet, dans le projet du Solar-Impulse, les convertisseurs doivent être placés sous les ailes de l'appareil, dans les gondoles. Cette partie de l'appareil n'est pas pressurisée ni chauffée. C'est pourquoi, une étude analytique de l'effet de l'altitude sur le dimensionnement du dissipateur a été faite et confirmée à l'aide d'une simulation par éléments finis. A la suite de cette analyse, il s'est avéré que les conditions les plus défavorables pour le dimensionnement du dissipateur sont obtenues pour des conditions atmosphériques de basse altitude. De ce fait, un modèle thermique d'un convertisseur entrelacé a été proposé permettant de calculer le poids du dissipateur en fonction de la résistance thermique basée sur une relation empirique.

Le chapitre 5 constitue la coeur de cette thèse et la contribution originale. Il décrit les méthodes d'optimisation utilisées pour résoudre le problème présenté dans cette thèse qui sont les algorithmes génétiques et le recuit simulé. A la suite de cette description, l'effet des paramètres de conception qui sont la fréquence de pulsation, la valeur de l'inductance et le nombre de canaux est analysé dans un premier temps en fixant la valeur de l'inductance afin de remplir les contraintes sur l'ondulation de courant à l'entrée du convertisseur. Le convertisseur étudié est dimensionné pour répondre au cahier des charges du Solar-Impulse, c'est pourquoi les cellules de commutation sont com-

posées d'un transistor Mosfet et d'une diode fonctionnant en mode de conduction continue. Les résultats montrent à l'aide du tracé du front de Pareto, que l'élévation de tension permet d'accroître la densité de puissance et le rendement. En revanche, si l'inductance est fixée pour maintenir l'ondulation maximale du courant, l'augmentation de la puissance conduit à une diminution de la densité de puissance et du rendement du convertisseur. Maintenant, si le front de Pareto est tracé en fixant la valeur des paramètres de conception en parcourant l'espace des solutions à l'aide des algorithmes génétiques, la valeur du rendement et de la densité de puissance reste inchangée. De ce fait, on constate l'importance de ne pas fixer la valeur de l'inductance en fonction du critère sur l'ondulation de courant. Un autre aspect important concerne l'accroissement de la densité de puissance par l'augmentation de la fréquence de pulsation. En effet, si dans un premier temps, la densité de puissance diminue en fonction de l'accroissement de la fréquence, cet effet est limité par le système de refroidissement qui s'alourdit avec l'augmentation des pertes en commutation dans la cellule de commutation. Ce chapitre introduit également une méthode de dimensionnement basée sur l'optimisation du critère de rendement en considérant l'ondulation sur le courant et la densité de puissance comme des contraintes. Dans ce cas, pour des raisons de vitesse de convergence, l'algorithme du recuit simulé a été utilisé. Les résultats obtenus montrent que l'augmentation du nombre de canaux permet d'accroître la densité de puissance comme déjà mentionné, mais dans le cas où la nouvelle expression du calcul européen proposée dans [79] est utilisée, on peut voir que l'augmentation du nombre de canaux permet également d'accroître la quantité d'énergie collectée sur une journée. Ce résultat est donc d'une grande importance dans le cas des applications solaires mobiles autonomes, car il montre que la densité de puissance peut être augmentée en même temps que la quantité d'énergie collectée.

A la suite du tracé de Pareto effectué pour un convertisseur de 1500W ($I_{in} = 10A$) répondant au cahier des charges du Solar-Impulse, le

meilleur compromis entre le rendement et la densité de puissance a pu être obtenu. A la suite de ce résultat un prototype a été réalisé.

Le chapitre 6 présente le prototype réalisé à la suite de l'optimisation faite selon le cahier des charges du Solar-Impulse. Le meilleur compromis entre la densité de puissance et le rendement est obtenu pour un convertisseur à quatre canaux. Après construction, un convertisseur de 570g qui possède un rendement supérieur à 99% a été obtenu. La mesure du rendement est une tâche délicate car l'erreur des instruments de mesures doit être inférieure à 0.5%. Les instruments du laboratoire n'ayant pas cette précision, les mesures de cette thèse sont assurées pour le protocole défini dans ce chapitre et les équipements du laboratoire d'électronique industrielle utilisés pour effectuer les mesures. Deux densités de puissance qui caractérisent le convertisseur ont été définies dans cette partie de la thèse. La première représente la densité de puissance maximale nominale $DP_{max\,nominale}$ pour laquelle le convertisseur a été dimensionné et la valeur obtenue est de 3.5kW/kg. En revanche, la deuxième densité de puissance est définie pour une température maximale du dissipateur de 90°C. C'est donc une densité de puissance maximale obtenue par élévation du niveau de la tension d'entrée jusqu'à 310V. Ainsi, la puissance convertie est de 3.1kW avec une tension d'entrée de 310V. La densité de puissance maximale définie pour ce niveau de tension $DP_{max\,310V}$ est de 5.26 kW/kg. L'erreur obtenue entre le poids réel du convertisseur et l'estimation effectuée est de 12%. La comparaison des courbes de rendement mesurées avec les valeurs calculées permet d'estimer l'erreur relative à une valeur inférieure à 1%. Le résultat obtenu permet de confirmer le bien fondé de cette méthode de dimensionnement.

7.3. Perspectives

Les perspectives de ce travail sont nombreuses car la méthode et les modèles utilisés dans cette thèse peuvent être appliqués à d'autres

structures de convertisseurs. De plus, il est certain que l'application de méthodes d'optimisation pour le dimensionnement de convertisseur permet d'augmenter leur rendement, ou de diminuer leur poids ou encore leur volume. De plus, ces méthodes permettent de chercher le meilleur compromis entre plusieurs critères afin de ne pas seulement améliorer les caractéristiques du convertisseur, mais de la chaîne énergétique complète.

Cependant, pour être complet, ce travail doit encore inclure différents modèles. En effet, si dans cette étude pour des raisons évidentes de simplicité, les inductances qui composent chaque canal sont découplées, il est maintenant indispensable d'ajouter une procédure de dimensionnement automatique d'inductances couplées dans le but d'accroître la densité de puissance du convertisseur. De plus, une procédure externe de dimensionnement d'un dissipateur doit être envisagée permettant ainsi d'adapter le dissipateur à l'application. Bien que les interrupteurs commandés en carbure de silicium ne soient pas encore facilement disponibles, il est évident que l'extension de la table de composants à ces nouvelles technologies est indispensable.

De plus, bien que les procédures d'optimisation utilisées donnent de bons résultats, une collaboration avec un laboratoire de mathématiques appliquées serait un atout pour poursuivre le développement de ce projet dans le but d'augmenter la vitesse de convergence des algorithmes et leur précision en adoptant des méthodes d'optimisation hybrides.

Cependant, bien que les améliorations soient encore nombreuses, ce travail constitue une bonne base pour un électronicien de puissance qui désire réaliser une interface efficace en peu de temps de calcul selon un cahier des charges donné. De plus, la structure du programme basée sur des tables de composants et des modèles analytiques simples doit permettre une adaptation rapide à d'autres structures de convertisseurs ou à d'autres niveaux de tension.

Dans ce travail, l'application du Solar-Impulse a été prise en exemple. Cependant, il est évident que ce travail peut être utilisé dans d'autres

applications solaires telles que les voitures, les satellites ou encore les bateaux.

Annexes

Annexe A

Décomposition spectrale du courant dans l'inductance

A.1. Analyse spectrale, Conduction discontinue

Sollicitations non-sinusoïdales Les sollicitations auxquelles est soumise l'inductance d'un convertisseur élévateur ne sont pas du type sinusoïdale. C'est pourquoi une analyse du contenu harmonique est nécessaire pour le calcul des pertes dans le circuit magnétique et le bobinage. Dans cette analyse, les deux régimes de conduction continue et discontinue seront abordés.

A titre de rappel, la décomposition en série de Fourier d'un signal $f(t)$ est donnée par l'expression (A.1).

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{A.1})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (\text{A.2})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{A.3})$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{A.4})$$

Conduction discontinue En mode de conduction discontinue, la forme du courant $I(t)$ dans l'inductance L est définie par les expressions (A.5) permettant ainsi le calcul des coefficients a_n , b_n et a_0 (A.6).

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{I_{peak}}{DT} t & 0 \leq t \leq DT \\ i(t) &= \frac{I_{peak}(D' + D)T}{D'DT} - \frac{I_{peak}}{D'T} t & DT \leq t \leq (D + D')T \\ i(t) &= 0 & (D + D')T \leq t \leq T \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} a_0 &= I_{peak}(D' + D) \\ a_n &= \frac{2I_{peak}}{DD'(n\omega T)^2} ((D' + D)\cos(Dn\omega T) - D\cos((D' + D)n\omega T) - D') \\ b_n &= \frac{2I_{peak}}{DD'(n\omega T)^2} ((D' + D)\sin(Dn\omega T) - D\cos((D' + D)n\omega T)) \\ D' &= D \frac{U_{ei}}{U_{s0} - U_{ei}} \\ I_{peak} &= \frac{U_{ei}}{L} DT \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Les valeurs U_{in} , U_{out} et L sont respectivement les valeurs de la tension d'entrée, de sortie et de l'inductance. Les expressions des coefficients de Fourier montrent que la valeur efficace du courant de chaque harmonique est dépendante du point de fonctionnement du convertisseur.

En revanche, la fréquence des harmoniques est un multiple de la fréquence de pulsation. En écrivant l'expression (A.1) en introduisant les notions de module C_n et de phase α_n , la décomposition peut être donnée par :

$$f(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \alpha_n) \quad (\text{A.7})$$

$$C_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \quad (\text{A.8})$$

$$\tan(\alpha_n) = \frac{b_n}{a_n} \quad (\text{A.9})$$

$$C_0 = a_0 \quad (\text{A.10})$$

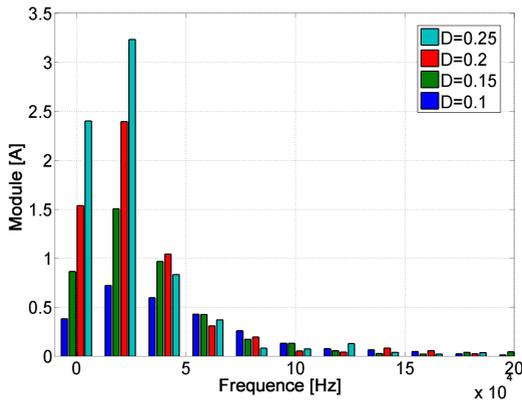


FIGURE A.1. Représentation du spectre de $I(t)$ pour $U_{in} = 170V$, $U_{out} = 270V$, $L = 298\mu H$

Les figures A.1, A.2, A.3 et A.4 représentent le spectre harmonique du courant dans l'inductance $I(t)$ à différents points de fonctionnement significatifs. Ces points de mesure sont significatifs car ils représentent les points de fonctionnement suivant :

- Tension de sortie et d'entrée maximale
- Tension d'entrée maximale et tension de sortie minimale
- Tension d'entrée minimal et tension de sortie maximale

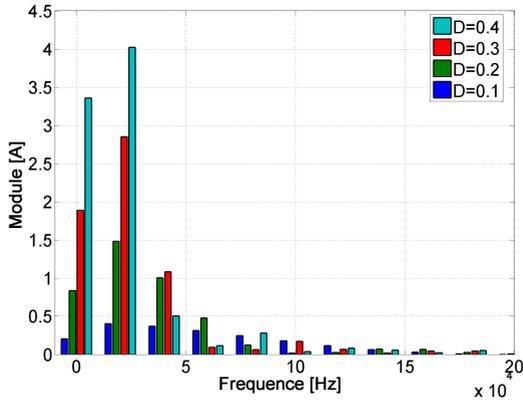


FIGURE A.2. Représentation du spectre de $I(t)$ pour $U_{in} = 130V$, $U_{out} = 270V$, $L = 298\mu H$

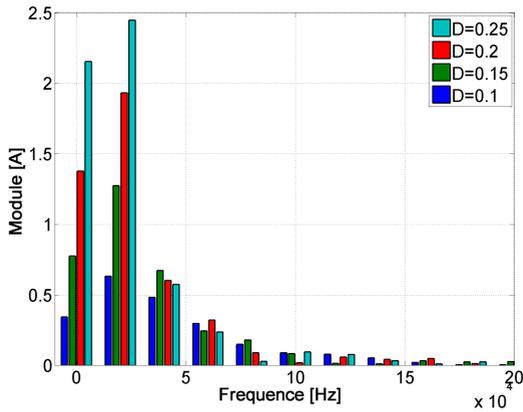


FIGURE A.3. Représentation du spectre de $I(t)$ pour $U_{in} = 130V$, $U_{out} = 190$, $L = 298\mu H$

– Tension d'entrée et de sortie minimale

Conduction continue En mode de conduction continue, la forme du courant $I(t)$ dans l'inductance L est définie par les expressions

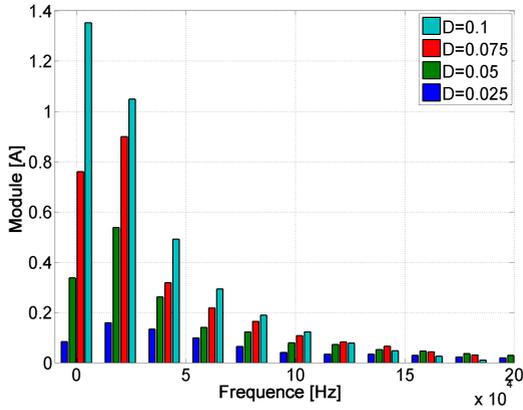


FIGURE A.4. Représentation du spectre de $I(t)$ pour $U_{in} = 170V$, $U_{out} = 190$, $L = 298\mu H$

(A.12) permettant ainsi le calcul des coefficients a_0 , a_n et b_n .

$$i(t) = \frac{U_{ei}}{L}t - \frac{1}{2} \frac{U_{ei}DT}{L} + \langle I_{ei} \rangle \quad 0 \leq t \leq DT \quad (\text{A.11})$$

$$i(t) = \frac{U_{ei}}{2L(D-1)}(2Dt - DT(1+D)) + \langle I_{ei} \rangle \quad DT \leq t \leq T \quad (\text{A.12})$$

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 2 \langle I_{ei} \rangle \\
 a_n &= \left(\frac{2(D \cos(n\varpi T) - \cos(n\varpi DT))}{(D-1)n^2\varpi^2 LT} - \frac{D \sin(n\varpi T)}{n\varpi L} \right) U_{ei} + \frac{2 \langle I_{ei} \rangle \sin(n\varpi T)}{n\varpi T} \\
 b_n &= \left(\frac{D(\cos(n\varpi T) - 1)}{n\varpi L} + 2 \frac{D \sin(n\varpi T) - \sin(n\varpi DT)}{n^2\varpi^2 L(D-1)T} \right) U_{ei} \dots \\
 &\quad + \frac{2 \langle I_{ei} \rangle (1 - \cos(n\varpi T))}{n\varpi T} \\
 D &= 1 - \frac{U_{ei}}{U_{s0}}
 \end{aligned}
 \tag{A.13}$$

Ces calculs permettent de constater que si les niveaux de tension d'entrée et de sortie restent constant alors l'amplitude des harmoniques le reste également, dans le cas où la valeur de la puissance à commuter varie, seule la composante continue du signal sera affectée par cette variation.

Annexe B

Expressions analytiques des pertes en conduction d'un transistor Mosfet commandé en diode

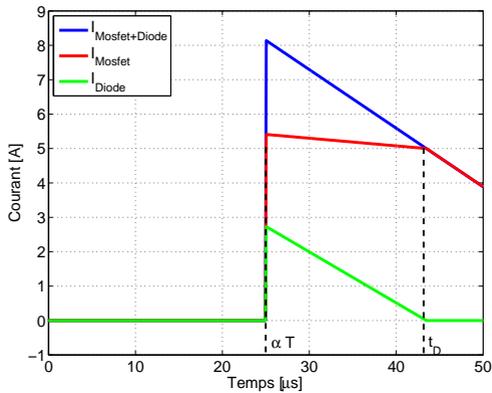


FIGURE B.1. $V_{in}=170V$, $V_{out}=340V$, $\langle I_{out} \rangle=3A$ $L=1mH$, $R_{DS(ON)}=0.2 \Omega$, $V_{t0}=1 V$, $r_t=30m \Omega$

La figure B.1 laisse transparaitre trois cas de fonctionnement possibles.

1. La tension de jonction de la diode n'est jamais dépassée $V < V_{i0}$. Dans ce cas précis, la diode ne conduit pas et donc la totalité du courant traverse le transistor.
2. Le temps t_D est compris dans l'intervalle $[\alpha T .. T]$. Dans ce cas, la diode et le transistor se répartissent le courant pendant un temps $\Delta T = \alpha T - t_D$. Une fois le temps t_D atteint, la diode se bloque et tout le courant traverse le transistor Mosfet.
3. Dans ce troisième cas, la diode et le transistor se répartissent le courant pendant toute la durée de l'intervalle de temps $[\alpha T .. T]$.

Le système mis en équations dans les trois différents cas permet d'obtenir l'expression analytique des pertes dans la diode et le transistor pour un fonctionnement du convertisseur élévateur en mode de conduction continue.

Cas 1 $V < V_{i0}$

$$P_{cond_T} = \frac{(\alpha - 1)R_{dson}}{3L^2} ((\alpha - 1)^2 (V_{in} - V_{out})^2 T^2 - 3I_M L (\alpha - 1) (V_{in} - V_{out}) T + 3I_M^2 L^2) \quad (B.1)$$

$$P_{cond_D} = 0 \quad (B.2)$$

Cas 2 $\alpha T < t_D < T$

$$P_{cond_D} = \frac{1}{6} \frac{L \cdot ((3V_{t0} + 2 \cdot r_t I_M) R_{DSO\text{N}} + V_{t0} \cdot r_t)}{T \cdot R_{DSO\text{N}} (V_{out} - V_{in}) (r_t + R_{DSO\text{N}})^2} \cdot \frac{(V_{t0} - R_{DSO\text{N}} I_M)^2}{T \cdot R_{DSO\text{N}} (V_{out} - V_{in}) (r_t + R_{DSO\text{N}})^2} \quad (\text{B.3})$$

$$P_{cond_T} = \frac{1}{3(R_{dson} \cdot T(V_{out} - V_{in})(r_t + R_{dson})^2 \cdot L^2)} \cdot \left(\begin{aligned} &(((1 - \alpha)(V_{out} - V_{in})T - I_M \cdot L)^3 \cdot R_{DSO\text{N}}^4 - \\ &2((\alpha - 1)(V_{out} - V_{in})T + I_M \cdot L)^3 + r_t \cdot R_{DSO\text{N}}^3 \\ &(r_t^2 \cdot (1 - \alpha)^3 (V_{out} - V_{in})^3 \cdot T^3 - \\ &3I_M L r_t^2 \cdot (\alpha - 1)^2 (V_{out} - V_{in})^2 \cdot T^2 - \\ &3I_M^2 L^2 r_t^2 \cdot (\alpha - 1)(V_{out} - V_{in}) \cdot T + \\ &3I_M L^3 V_{t0} \cdot (V_{t0} + r_t \cdot I_M)) \cdot R_{DSO\text{N}}^2 - \\ &2L^3 V_{t0}^3 R_{DSO\text{N}} - L^3 \cdot r_t \cdot V_{t0}^3) \end{aligned} \right) \quad (\text{B.4})$$

Cas 3 $t_D > T$

$$P_{cond_D} = \frac{1 - \alpha}{L^2 (r_t + R_{DSO\text{N}})^2} \left(\left(\frac{1}{3} r_t (\alpha - 1)^2 (V_{in} - V_{out})^2 \right. \right. \\ \left. \left. T^2 - (\alpha - 1)(V_{in} - V_{out})L \left(\frac{1}{2} V_{t0} + r_t I_M \right) T + \right. \right. \\ \left. \left. I_M L^2 (r_t I_M + V_{t0}) R_{DSO\text{N}} - L V_{t0} \left(-\frac{1}{2} r_t (\alpha - 1) \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. (V_{in} - V_{out})T + L(r_t I_M + V_{t0}) \right) \right) R_{DSO\text{N}} \right) \quad (\text{B.5})$$

$$P_{cond_T} = - \frac{1}{3L^2 (r_t + R_{dson})^2} \left((3L^2 I_M^2 - 3T I_M (-1 + \alpha)) \right. \\ \left. (V_{in} - V_{out})L + T^2 (\alpha - 1)^2 (V_{in} - V_{out})^2 \right) r_t^2 - \\ 3V_{t0} L (-2I_M L + T(\alpha - 1)(V_{in} - V_{out})) r_t + \\ 3V_{t0}^2 L^2 R_{dson} (\alpha - 1) \quad (\text{B.6})$$

Annexe C

Modèle thermique cellule de commutation Mosfet/Mosfet

L'expression analytique du modèle thermique d'une cellule de commutation Mosfet/Mosfet va être présentée dans cet annexe. Le modèle proposé est représenté sur la figure C.2 par les résistances thermiques de chaque élément composant le convertisseur à canaux multiples entrelacés 1.6.

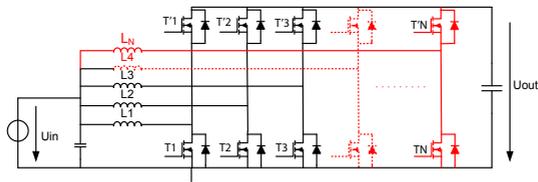


FIGURE C.1. *Convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés*

- ▲ $R_{THJCT1..N}$: Résistance thermique jonction-boîtier des transistors T numéro 1 à N.
- ▲ $R_{THJCT'1..N}$: Résistance thermique jonction-boîtier des transistor T' numéro 1 à N.
- ▲ R_{THrad} : Résistance thermique du dissipateur.

- ▲ R_{THg} : Résistance thermique de l'intercalaire placée entre le boîtier du composant et le dissipateur.
- ▲ $T_{jT1..TN}$: Température de jonction des transistors T numéro 1 à N.
- ▲ $T_{jT'1..T'N}$: Température de jonction des transistor T' 1 à N.
- ▲ T_a : Température ambiante.
- ▲ $P_{T1..TN}$: Puissance dissipée par chaque transistor T numéro 1 à TN
- ▲ $P_{T'1..T'N}$: Puissance dissipée par chaque transistor T' numéro 1 à N.

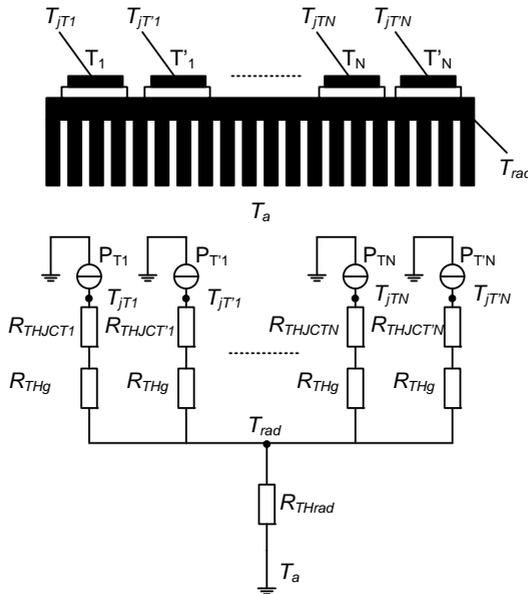


FIGURE C.2. *Modèle thermique équivalent d'un convertisseur DC/DC entre-lacé en convection naturelle*

Pour garantir une répartition uniforme du courant dans chaque canal, le point de fonctionnement ainsi que les éléments qui composent le canal et plus particulièrement les semi-conducteurs sont similaires pour

chaque cellule de commutation. De ce fait, la température de jonction de chaque transistor $T_{JT'}$ et T_{JT} s'exprime à l'aide du système d'équations (C.1) dans lequel $P_{T'}$ et P_T sont respectivement les puissances dissipées par chacun des N transistors T et N transistors T' qui composent le convertisseur. Si dans le cas du transistor T la totalité du courant passe par le canal ceci n'est pas le cas pour le transistor T' qui lui est commandé en diode. En effet, si la tension de passage du courant dans le canal devient supérieure à la tension de jonction de la diode intrinsèque alors le courant se divise et il circule dans la diode intrinsèque et dans le canal du transistor T'. La puissance $P_{T'}$ est donnée par la somme de la puissance dissipée dans le canal $P_{T'canal}$ et dans la diode intrinsèque $P_{T'diode}$.

$$\begin{aligned} T_{JT} &= P_T \cdot (R_{THJCT+R_{THg}}) + N \cdot (P_T + P_{T'}) \\ T_{JT'} &= P_{T'} \cdot (R_{THJCT'+R_{THg}}) + N \cdot (P_T + P_{T'}) \end{aligned} \quad (C.1)$$

En faisant l'hypothèse que les pertes en commutation sont dictées majoritairement par les capacités parasites de chaque composant et la température ayant peu d'effet sur ces éléments, nous admettons la valeur des pertes en commutation comme indépendante de la température, ce qui n'est pas le cas de la valeur des pertes en conduction. En effet, la résistance R_{DSON} du transistor Mosfet ainsi que la tension de jonction V_j et la résistance dynamique r_d de la diode intrinsèque sont toutes des quantités qui évoluent avec la température. On fait l'hypothèse que la dépendance de ces paramètres avec la température est linéaire et leurs expressions sont données dans (C.2).

$$\begin{aligned} R_{DSON} &= R_0(1 + a \cdot T_j) \\ r_d &= r_{d0}(1 + b \cdot T_j) \\ V_j &= V_{j0}(1 - c \cdot T_j) \end{aligned} \quad (C.2)$$

En appliquant les expressions (C.1) et (C.2) en plus des expressions usuels dans le calcul des pertes en conduction dans une diode et un transistor Mosfet, il est facile de déterminer la dissipation de chaque élément à savoir la diode intrinsèque, le canal du transistor T' et le canal du transistor T. Le système d'équation à résoudre est de la forme $Ax = b$ dans lequel x représente le vecteur composé de puissances dissipées par la diode et le transistor de la cellule de commutation d'un canal. Dans un souci de simplification, la résistance thermique composée de la résistance jonction/boîtier et de la résistance thermique de l'intercalaire ont été additionnées et renommées pour la diode $R_{THT'}$ et le transistor R_{THT} . Les valeurs des pertes en commutation du transistor T' et du transistor T sont nommées respectivement $P_{commT'}$ et P_{commT} .

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{T'} \\ P_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

$$A_{11} = (b_{T'} \cdot V_{jT'_0} I_{moydT'} - c_{T'} \cdot r_{dT'_0} I_{effdT'}^2 - a_{T'} \cdot R_{0T'} I_{effcanalT'}^2) \cdot (R_{THT'} + NR_{thrad}) + 1 \quad (C.4)$$

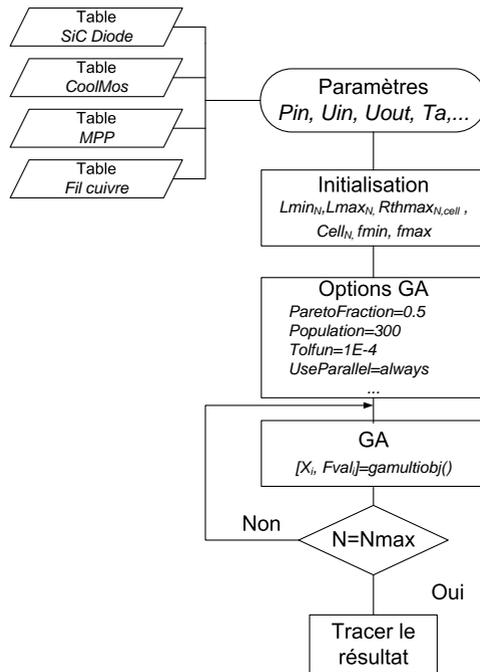
$$\begin{aligned} A_{12} &= (V_{jT'_0} I_{moydT'} b_{T'} - r_{dT'_0} I_{effdT'}^2 c_{T'} - R_{0T'} I_{effcanalT'}^2 a_{T'}) NR_{thrad} \\ A_{21} &= -R_{0T} a_T NR_{thrad} I_{effT}^2 \\ A_{22} &= 1 - I_{effT}^2 a_T (R_{THT} + NR_{thrad}) R_{0T} \end{aligned} \quad (C.5)$$

$$b_1 = ((-V_{jT'_0} I_{moydT'} b_{T'} + r_{dT'_0} I_{effdT'}^2 c_{T'} + R_{0T'} I_{effcanalT'}^2 * a_{T'}) T a \quad (C.6)$$

$$\begin{aligned} &+ R_{0T'} I_{effcanalT'}^2 + P_{commT'} + V_{jT'_0} I_{moydT'} + r_{dT'_0} I_{effdT'}^2 \\ b_2 &= R_{0T} (1 + a_T * T a) I_{effT}^2 + P_{commT} \end{aligned} \quad (C.7)$$

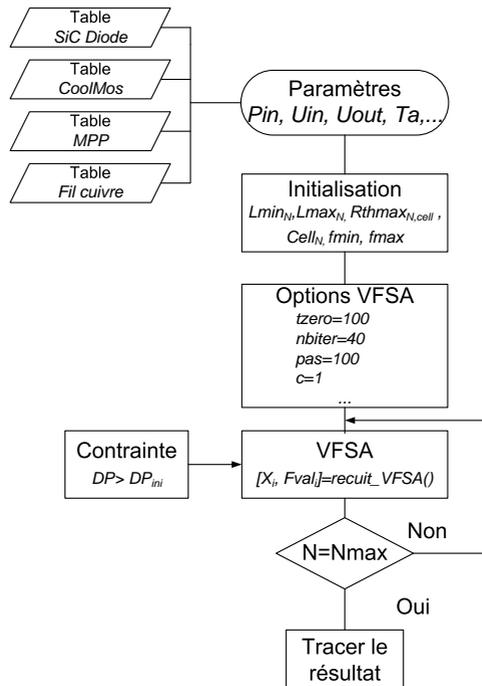
Annexe D

Diagramme, dimensionnement multicritères



Annexe E

Diagramme, optimisation monocritère



Bibliographie

- [1] B. Destraz, P. Barrade, and A. Rufer, “A new solution for increasing the efficiency of an electric scooter with supercapacitors through a novel, interleaved multi-channel DC/DC converter,” in *EM 05 : 6th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems*, 2005.
- [2] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.-E. Vidal, and X. Kestelyn, “Weighted control of traction drives with parallel-connected ac machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. VOL 53, pp. pages 1799–1806, 2006.
- [3] P. Barrade, *Electronique de Puissance Méthodologie et convertisseurs élémentaires*, P. polytechniques et universitaires romandes, Ed. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [4] B. Destraz, “Assistance énergétique à base de supercondensateurs pour véhicules à propulsion électrique et hybride,” Ph.D. dissertation, Lausanne, 2008. [Online]. Available : <http://library.epfl.ch/theses/?nr=4083>
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics, converters, applications and design*, WILEY, Ed. WILEY, 2003.
- [6] S. Linder, *Power Semiconductors*, E. Press, Ed. CRC Press, 2005.

- [7] T. Fujihira and Y. Miyasaka, "Simulated superior performances of semiconductor superjunction devices," *Power Semiconductor Devices and ICs, 1998. ISPSD 98. Proceedings of the 10th International Symposium on*, pp. 423–426, Jun 1998.
- [8] P.-O. Jeannin, "Le transistor mosfet en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée." Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2001.
- [9] B. J. Baliga, "Modern power devices," 1987.
- [10] J. Brown, "Modeling the switching performance of a mosfet in the high side of a non-isolated buck converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 1, pp. 3–10, Jan. 2006.
- [11] "How to select the right coolmos and its power handling capability," 2002.
- [12] M. Corveon, *Electronique de Puissance*, HEIVD, Ed. HEIVD.
- [13] G. Lefevre, H. Chazal, J. P. Ferrieux, and J. Roudet, "Application of dovell method for nanocrystalline toroid high frequency transformers," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC 04*, vol. 2, Jun. 20–25, 2004, pp. 899–904.
- [14] D. A. GRANT and J. GOWAR, *Power MOSFETS theory and applications*, WILEY, Ed. WILEY, 1989.
- [15] Y. Lembeye, J. Keradec, and J. Schanen, "Experimental characterization of a non linear electrostatic quadripole : application to insulated gate power components," *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1998. IMTC/98. Conference Proceedings. IEEE*, vol. 1, pp. 525–529 vol.1, May 1998.
- [16] T. William, *Compatibilité électromagnétique de la conception à l'homologation*, Publitrone/Elektor, Ed. Publitrone/Elektor, 1999.
- [17] M. Akhbari, N. Piette, and J. L. Schanen, "Optimisation of gate circuit layout to suppress power/drive interaction," in *Proc.*

- Thirty-Third IAS Annual Meeting Industry Applications Conference The 1998 IEEE*, vol. 2, Oct. 12–15, 1998, pp. 1078–1084.
- [18] F. Merienne, J. Roudet, and J. Schanen, “Switching disturbance due to source inductance for a power mosfet : analysis and solutions,” *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1743–1747 vol.2, Jun 1996.
- [19] W. MI, “Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d’un composant de puissance,” Ph.D. dissertation, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2002.
- [20] Y. Wang, Q. Zhang, J. Ying, and C. Sun, “Prediction of pin diode reverse recovery,” *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 4, pp. 2956–2959 Vol.4, 2004.
- [21] J. Schonberger and G. Feix, “Modelling turn-off losses in power diodes,” *Control and Modeling for Power Electronics, 2008. COMPEL 2008. 11th Workshop on*, pp. 1–6, Aug. 2008.
- [22] N. ARSSI, “Conception d’un thyristor 5 kv en carbure de silicium pour assurer la génération d’impulsions de forte énergie,” Ph.D. dissertation, Laboratoire CEGELY de l’INSA de Lyon, 2002.
- [23] A. Anant, S. Ranbir, R. Sei-Hyung, R. James, C. Craig, S. Scott, M. Brice, and P. John, “600v, 1-40a, schottky diode in sic and their applications.”
- [24] I. Zverev, R. Kapels, H.and Rupp, and M. Herfurth, *Silicon Carbide Schottky :Novel Devices Require Novel Design Rules*, PCIM, Ed. PCIM, 2002.
- [25] B. Ozpineci and L. Tolbert, “Characterization of sic schottky diodes at different temperatures,” *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 1, no. 2, pp. 54–57, June 2003.

- [26] H. Zhang, L. Tolbert, and B. Ozpineci, "System modeling and characterization of sic schottky power diodes," July 2006, pp. 199–204.
- [27] H. Garrab, "Contribution à la modélisation électro-thermique de la cellule de commutation mosfet-diode," Ph.D. dissertation, INSA de Lyon, 2003.
- [28] M. Frivaldsky and R. Sul, "Elimination of transistor's switching losses by diode reverse recovery in dedicated application," *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 737–742, Nov. 2008.
- [29] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente*, S.-V. GmbH, Ed. Springer-Verlag GmbH, 2006.
- [30] J. Abu-Qahouq, H. Mao, H. Al-Atrash, and I. Batarseh, "Maximum efficiency point tracking (mept) method and digital dead time control implementation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, pp. 1273–1281, Sept. 2006.
- [31] T. Reiter, D. Polenov, H. Probstle, and H.-G. Herzog, "Optimization of pwm dead times in dc/dc-converters considering varying operating conditions and component dependencies," in *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE '09*, Sep. 8–10, 2009, pp. 1–10.
- [32] B. Destraz, Y. Louvrier, and A. Rufer, "High efficient interleaved multi-channel dc/dc converter dedicated to mobile applications," vol. 5, Oct. 2006, pp. 2518–2523.
- [33] G. Hua and F. C. Lee, "Soft-switching techniques in pwm converters," vol. 42, no. 6, pp. 595–603, Dec. 1995.
- [34] D. M. Sable, F. C. Lee, and B. H. Cho, "A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the nasa eos satellite," in *Proc. 1992. Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '92*, Feb. 23–27, 1992, pp. 614–621.

- [35] P. Andreassen, G. Guidi, and T. M. Undeland, "Digital variable frequency control for zero voltage switching and interleaving of synchronous buck converters," in *Proc. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2006*, Aug. 2006, pp. 184–188.
- [36] W. Yu, H. Qian, and J.-S. Lai, "Design of high-efficiency bidirectional dc-dc converter and high-precision efficiency measurement," in *Proc. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics IECON 2008*, Nov. 10–13, 2008, pp. 685–690.
- [37] W. Yu and J.-S. Lai, "Ultra high efficiency bidirectional dc-dc converter with multi-frequency pulse width modulation," in *Proc. Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2008*, Feb. 24–28, 2008, pp. 1079–1084.
- [38] J. Miniblock and J. W. Kolar, "Experimental analysis of the application of latest diode and coolmos power transistor technology in 10kw three-phase pwm (vienna) rectifier," *Proc. of the 43rd Int. Power Electron. Conference*, pp. pp. 121–125, 2001.
- [39] www.eurocopper.org/cuivre/. (2009)
- [40] www.icsg.org/. (2009)
- [41] J. M. Niedra, "Design considerations for high temperature power inductors," NASA, 2005.
- [42] A. Van den Bossche and V. C. Valchev, *Inductors and Transformers for Power Electronics*, T. . F. Group, Ed. CRC Press, 2005.
- [43] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," vol. 9, no. 1, pp. 127–131, Jan. 1994.
- [44] G. Bertotti, V. Basso, and M. Pasquale, "Application of the preisach model to the calculation of magnetization curves and power losses in ferromagnetic materials," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 2, pp. 1052–1057, Mar 1994.

- [45] H. Debruyne, S. Clenet, and F. Piriou, "Characterisation and modelling of hysteresis phenomenon," *Math. Comput. Simul.*, vol. 46, no. 3-4, pp. 301–311, 1998.
- [46] D. T. Edward, *Magnetic Hysteresis*, I. PRESS, Ed. IEEE PRESS, 1999.
- [47] D. C. Jiles and D. L. Atherton, "Theory of ferromagnetic hysteresis (invited)," *Journal of Applied Physics*, vol. 55, no. 6, pp. 2115–2120, Mar 1984.
- [48] S. Hui and J. Zhu, "Numerical modelling and simulation of hysteresis effects in magnetic cores using transmission-line modelling and the preisach theory," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 1, pp. 57–62, Jan 1995.
- [49] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis (part iii.), and the theory of ferric inductances," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, pp. 570–616, 1894.
- [50] A. V. den Bossche, V. C. Valchev, and G. B. Georgiev, "Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms," *IEEE 35th annual power electronics specialists conference*, pp. 4814–4818, 2004.
- [51] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 1055–1061, Jul/Aug 2001.
- [52] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters," in *Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Jun. 3–4, 2002, pp. 36–41.
- [53] K. Cheng and P. Evans, "Calculation of winding losses in high frequency toroidal inductors using multistrand conductors," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 5, pp. 313–322, Sep 1995.

- [54] G. Lefevre, "Conception de convertisseur statiques pour l'utilisation de la pile à combustible," Ph.D. dissertation, Université Josphe Fourier, 2004.
- [55] M. Perry, *Low Frequency Electromagnetic Design*, I. Marcel Dekker, Ed. Marcel Dekker, INC, 1985.
- [56] F. Robert, "A theoretical discussion about the layer copper factor used in winding losses calculation," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 3177 – 3179, Sep 2002.
- [57] F. Mechel, "Calculation of the modified bessel functions of the second kind with complex argument," *Mathematics of Computation*, vol. 20, no. 95, pp. 407–412, 1966. [Online]. Available : <http://www.jstor.org/stable/2003595>
- [58] M. Cavcar, "The international standard atmosphere (isa)."
- [59] G. Electric, "Scr manual."
- [60] K. Billings, "Switchmode power supply handbook," 1999.
- [61] S. Lee, "How to select a heat sink," *Electronic cooling*, Tech. Rep., 1995.
- [62] P. one, "Application note, cooling dc/dc convrters."
- [63] J. Holman, *Heat transfert*, McGraw-Hill, Ed. McGraw-Hill, 2008.
- [64] S. Santhakumar, Y. Louvrier, and A. Rufer, "Altitude performance of heat sink in standard atmosphere," in *PCIM 2009 : International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality*, 2009.
- [65] R. Remsburg, *Advanced thermal design of electronic equipment*, Springer, Ed. Springer, 1997.
- [66] J. Dréo, A. Pérowski, P. Siarry, and E. Taillard, *Méthahéuristiques pour l'optimisation difficile*, Eyrolles, Ed. Groupe Eyrolles, 2003.
- [67] O. A. Jadaan, L. Rajamani, and C. Rao, "Improved selection operator for ga," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 2005-2008.

- [68] A. Sokolov and D. Whitley, "Unbiased tournament selection," in *GECCO '05 : Proceedings of the 2005 conference on Genetic and evolutionary computation*. New York, NY, USA : ACM, 2005, pp. 1131–1138.
- [69] P. C. Pendharkar and J. A. Rodger, "An empirical study of impact of crossover operators on the performance of non-binary genetic algorithm based neural approaches for classification," *Comput. Oper. Res.*, vol. 31, no. 4, pp. 481–498, 2004.
- [70] O. Hasançebi and F. Erbatur, "Evaluation of crossover techniques in genetic algorithm based optimum structural design," 2000.
- [71] E. L. Ulungu, J. Teghem, and C. Ost, "Efficiency of interactive multi-objective simulated annealing through a case study," 1998.
- [72] B. Suman, "Study of simulated annealing based algorithms for multiobjective optimization of a constrained problem," *Computers & Chemical Engineering*, vol. 28, no. 9, pp. 1849 – 1871, 2004. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TFT-4C47C85-1/2/55417438280d3542967115d8b44ef1e2>
- [73] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : Nsga-ii," *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 2, pp. 182–197, Apr 2002.
- [74] J. Regnier, "Conception de systèmes hétérogènes en génie électrique par optimisation évolutionnaire multicritère," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [75] A. Berro and O. Heguy, "Agents évolutionnaires pour l'optimisation multiobjectif," 2004.
- [76] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A fast elitist multi-objective genetic algorithm : Nsga-ii," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, pp. 182–197, 2000.

- [77] A. Berro, “Optimisation multiobjectif et stratégies d’évolution en environnement dynamique,” Ph.D. dissertation, Université des Sciences Sociales Toulouse I, 2001.
- [78] Y. Collette and P. Siarry, *Optimisation multiobjectif*, E. Eyrolles, Ed. EYROLLES, 2002.
- [79] B. Burger, H. Schmidt, B. Bletterie, R. Bruendlinger, H. Häberlin, F. Baumgartner, and G. Klein, “Der europäische jahreswirkungsgrad und seine fehler.”
- [80] Y. Louvrier, P. Barrade, and A. Rufer, “Weight and efficiency optimization strategy of an interleaved dc-dc converter for a solar aircraft,” Sept. 2009, pp. 1–10.
- [81] X. Zhou, P. Xu, and F. C. Lee, “A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications,” vol. 15, no. 6, pp. 1153–1162, Nov. 2000.
- [82] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos, “Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages,” vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006.
- [83] F. Forest, E. Laboure, T. Meynard, and V. Smet, “Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of pwm inverter output,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 812–821, March 2009.
- [84] B. Cougo, V. Costan, T. Meynard, F. Forest, and E. Laboure, “A new intercell transformer for interleaved converters,” *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, Sept. 2009.
- [85] E. Laboure, A. Cuniere, T. Meynard, F. Forest, and E. Sarraute, “A theoretical approach to intercell transformers, application to interleaved converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 1, pp. 464–474, Jan. 2008.
- [86] H. Bühler, *Electronique de réglage et de commande*, P. polytechniques et universitaires romandes, Ed. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1990.

- [87] R. Philippe, *Matériaux de l'électrotechnique*, P. polytechniques romandes, Ed. Presses polytechniques romandes, 1989.
- [88] X. Zhou, X. Zhang, J. Liu, P.-L. Wong, J. Chen, H.-P. Wu, L. Amoroso, F. C. Lee, and D. Y. Chen, "Investigation of candidate vrm topologies for future microprocessors [voltage regulator modules]," in *Proc. 1998. Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '98*, vol. 1, Feb. 15–19, 1998, pp. 145–150.

Curriculum Vitae

Yannick Louvrier

Né le 12 février 1979. Nationalité Suisse

E-mail : yannick.louvrier@a3.epfl.ch

Études

2005–2010 : Etudes doctorales en énergie à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne

2000–2005 : Etudes d'ingénieur électricien à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (Orientation énergie)

1994–1999 : Diplôme d'ingénieur électricien ETS à l'Ecole d'ingénieurs de Genève (Orientation automatique, énergie)

Langues pratiquées

- ▲ **Français** langue maternelle
- ▲ **Anglais** Niveau intermédiaire
- ▲ **Allemand** Notions scolaires

Expériences

- ▲ **Hôpitaux universitaires de Genève (HUG)** : Technicien électricien au secteur électronique et biomédical, participation à la réalisation d'un banc de tests pour pompes et pousses seringueuses.

Publications

- ▲ Y. Louvrier, P. Barrade, and A. Rufer. Weight and efficiency optimization strategy of an interleaved DC-DC converter for a solar aircraft. In EPE 2009 : 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009.
- ▲ S. Kenzelmann, P. Barrade, Y. Louvrier, and A. Rufer. The Monophasor Theory : Analytical Development and Practical Demonstration on a Single Phase Voltage Source Inverter. In EPE 2009 : 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009.
- ▲ S. Santhakumar, Y. Louvrier, and A. Rufer. Altitude Performance of Heat sink in Standard Atmosphere. In PCIM 2009 : International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, 2009.
- ▲ Y. Louvrier, P. Barrade, P.-O. Moix, and A. Rufer. Caractérisation de cellules photovoltaïques avec prise en compte de l'ombrage pour un dirigeable stratosphérique. In EPF 2008 : XIIème colloque Electronique de Puissance du Futur, 2008.
- ▲ P. Barrade, Y. Louvrier, and A. Rufer. Replacement and emulation of a lead-acid battery with supercapacitors for a UPS application. In PCIM 2008 : International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, 2008.
- ▲ B. Destraz, Y. Louvrier, and A. Rufer. High Efficient Interleaved Multi-channel dc/dc Converter Dedicated to Mobile Applications. In IAS 06 : 2006 IEEE Industry Applications Conference - 41th IAS Annual Meeting, 2006.