



HAL
open science

**Méthodologie de dimensionnement sur cycle de vie
d'une distribution en courant continu dans le bâtiment :
applications aux câbles et convertisseurs statiques
DC/DC**
Cédric Jaouen

► **To cite this version:**

Cédric Jaouen. Méthodologie de dimensionnement sur cycle de vie d'une distribution en courant continu dans le bâtiment : applications aux câbles et convertisseurs statiques DC/DC. Autre. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2012. Français. NNT : 2012DENS0037 . tel-00752354

HAL Id: tel-00752354

<https://theses.hal.science/tel-00752354>

Submitted on 15 Nov 2012

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

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



**THESE DE DOCTORAT
DE L'ÉCOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Présentée par
Monsieur Jaouen Cédric

**pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Domaine :

ELECTRONIQUE –ELECTROTECHNIQUE-AUTOMATIQUE

Sujet de la thèse :

**Méthodologie de dimensionnement sur cycle de vie d'une
distribution en courant continu dans le bâtiment : Applications aux
câbles et convertisseurs statiques DC/DC**

Thèse présentée et soutenue le 9 Juillet 2012 devant le jury composé de :

Professeur Jean-Paul Ferrieux
Professeur Alfred Rufer
Professeur Christian Glaize
Docteur Guillaume Lefevre
Monsieur Raymond Alazard
Professeur Bernard Multon
Docteur Franck Barruel

Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Invité
Directeur de thèse
Co-encadrant

Réalisée au sein du Laboratoire des Systèmes Solaires (L2S) du CEA-INES, 50 avenue du lac Léman, BP 332, 73377 Le Bourget du lac Cedex (France) et au laboratoire SATIE, UMR8029 CNRS/ENS CACHAN Site de Bretagne, campus de Ker Lann 35170 BRUZ (France)

Résumé

Avec l'apparition des systèmes PV en toiture et des véhicules électriques, le nouveau contexte énergétique au sein du bâtiment pose, sous un nouvel angle, la question de la distribution en courant continu au sein des bâtiments. Mais comment évaluer objectivement l'intérêt d'un réseau DC ? Dans un contexte où l'énergie et les impacts environnementaux prennent chaque jour plus d'importance, la quantification des performances d'un tel système selon sa seule phase d'usage ne répond pas complètement à la question son impact global. C'est pourquoi nous proposons d'aborder la question via l'éco-dimensionnement des composants constituant ce système. Pour simplifier un problème fondamentalement complexe (multi-critères), nous avons choisi d'effectuer ces dimensionnements sur la base de la minimisation de leur consommation d'énergie primaire sur l'ensemble de leur cycle de vie (pertes + énergie grise = Gross Energy Requirement GER). L'un des objectifs étant d'apporter à la fois une méthodologie mais aussi les premiers éléments qui permettront de déterminer un optimum du niveau de tension d'une distribution en courant continu dans les bâtiments.

Mots clefs : Consommation en énergie primaire sur cycle de vie, Convertisseurs statiques DC/DC, Distribution en courant continu, Eco-dimensionnement, Energie grise.

Abstract

Since the development of roof PV systems and electric vehicles, the use of DC distribution for building has to be explored. However, an objective criterion has to be used to evaluate the interest of such distribution. While energy consumption and environmental impact criteria gain in importance, the performance quantification of such system over the use phase is not sufficient to illustrate its whole impact. That's why we propose to tackle this evaluation through the eco-sizing of distribution component. In order to simplify this complex problem, based on a multi-criterion approach, we propose to size the components based on the minimization of their primary energy consumption over their entire life cycle. The resulting Gross Energy Requirement GER includes the embodied energy and the losses during the use phase. The objectives are to propose a methodology to determine the optimal voltage level for the building DC distribution, and also to illustrate the proposed approach from case studies. This methodology is applied on wiring and DC/DC converters.

Key words: Gross Energy requirement, DC/DC converters, DC distribution scheme, Eco sizing, Embodied energy.

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du L2S (Laboratoire des Systèmes Solaires) du CEA-INES (Institut Nationale de l'Énergie Solaire), en étroite collaboration avec le laboratoire SATIE (Laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie) de l'École Normale Supérieure de Cachan. Ils ont été financés par le CEA.

Ce sujet est avant tout la rencontre des convictions de mes encadrants. Le premier, Franck Barruel, directeur du L2S et fervent défenseur du réseau continu au sein des bâtiments. Le second, Bernard Multon, professeur des universités à l'ENS de Cachan, antenne de Bretagne, et convaincu par la nécessité d'étudier les impacts environnementaux des actions humaines. C'est à eux que j'adresse mes premiers remerciements. Merci de m'avoir transmis votre passion, votre rigueur et de m'avoir proposé ce sujet passionnant sur lequel j'ai travaillé durant ces trois ans. Merci également pour votre disponibilité, malgré la distance entre Chambéry et Rennes, et votre soutien tout au long de ma thèse. J'espère que l'on aura encore à travailler ensemble.

Je tiens également à remercier mes deux rapporteurs, messieurs Ferrieux et Rufer ainsi que l'ensemble des membres du Jury, messieurs Glaize, Lefevre et Alazard pour avoir accepté de rapporter et d'examiner ma thèse. J'espère vous avoir convaincu du bien-fondé de notre approche.

J'aimerais également remercier l'ensemble de mes collègues du L2S, du LSE avec qui j'ai partagé ces trois années au sein d'INES. Merci en particulier à mes collègues de bureau, Nico M. et Guillaume du fameux bureau 136, et Camille, Mickael, Issam, Francky, Pierre, Hervé (dit bobby), Hervé C., Anna Laura, Nico C., Jérémy, Fanny, les deux Sylvain, Grégoire, Caro, du bureau 232. Merci pour nos échanges quotidiens, nos cappuccinos et nos thés partagés et votre soutien tout au long de ces trois ans. Merci également à mes collègues de train entre Chambéry et Pontcharra : Belèn, Mélanie, Estelle, Guillaume R., Boris...

Ces années de thèse c'est également un certain nombre d'heures passées à l'IUT de Grenoble. Merci aux différentes personnes que j'ai rencontré là-bas pour votre accueil, et les nombreux conseils que vous m'avez transmis aux cours de mes vacances. Merci à Jean-Luc, Edith, Pierre, Yves et Daniel, en espérant vous croisez de nouveau aux prochains colloques des IUT GEII.

Merci finalement à ma famille et ma futur belle famille pour leur soutien au cours de ces trois ans. Et surtout merci à toi, Maud, qui a toujours été là au cours de ces trois ans. A mon tour maintenant de t'aider pour terminer ta thèse ...

Sommaire

Liste des symboles.....	I
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : De l'étude de la distribution en courant continu et de la consommation en énergie primaire à l'éco-dimensionnement des convertisseurs.....	5
Introduction	7
1.1 Contexte énergétique	7
1.1.1 Consommation mondiale d'énergie.....	7
1.1.2 Quelles solutions pour une électricité moins consommatrice d'énergie primaire non renouvelable ?.....	12
1.1.3 La convergence bâtiment transport, une alternative au stockage stationnaire pour maximiser la consommation locale d'énergies renouvelables	14
1.2 La distribution électrique au sein des bâtiments, source d'économie d'énergie primaire.....	15
1.2.1 Constituants d'un réseau de distribution au sein d'un bâtiment	15
1.2.2 Vers une distribution en courant continu ?	19
1.2.3 Etat de l'art des études sur la distribution en courant continu et positionnement de notre étude.....	21
1.3 Dimensionnement sur cycle de vie	25
1.3.1 Les limites des démarches actuelles	25
1.3.2 La notion d'Analyse du Cycle de Vie.....	27
1.3.3 Distinction entre éco-dimensionnement et écoconception	28
1.3.4 Consommation en énergie primaire sur cycle de vie d'un système électrique	29
Conclusion	32
Chapitre 2 : Méthodologies d'éco dimensionnement et modélisations.....	33
Introduction	35
2.1 Eco-dimensionnement d'un câble	35
2.1.1 Evaluation de la consommation en énergie primaire d'un câble	35
2.1.2 Méthodologie d'éco dimensionnement des câbles du réseau de distribution	38
2.2 Méthodologie d'éco-dimensionnement des convertisseurs statiques.....	40
2.2.1 Composants des convertisseurs DC/DC de petite puissance	41
2.2.2 Focus sur les technologies de composant considéré	42
2.2.3 Eco dimensionnement des composants de puissance.....	42
2.2.4 Mise en place de la démarche homothétique pour l'ensemble des composants ..	46
2.3 Modèles employés pour l'éco dimensionnement du convertisseur statique ...	47
2.3.1 Inductance de lissage et inductance couplée	47
2.3.2 Modèles relatifs aux transistors MOSFETs.....	54
2.3.3 Modèles relatifs aux diodes Schottky	61

2.3.4	Modèles relatifs aux condensateurs électrochimiques aluminium.....	65
	Conclusion	68
Chapitre 3 :	Applications de l'éco-dimensionnement au câblage	69
	Introduction	71
3.1	Cas du circuit de charge d'un véhicule électrique	71
3.1.1	Présentation du cas d'étude.....	71
3.1.2	Influence de la section du câble	72
3.1.3	Influence du niveau de tension.....	73
3.1.4	Etude de sensibilité.....	75
3.2	Cas d'un réseau d'éclairage	81
3.2.1	Présentation du problème.....	81
3.2.2	Influence de la section du câble	82
3.2.3	Influence du niveau de tension.....	84
3.2.4	Etude de sensibilité.....	84
	Conclusion	86
Chapitre 4 :	Eco-dimensionnement de convertisseurs statiques.....	89
	Introduction	91
4.1	Eco-dimensionnement d'un convertisseur DC/DC flyback auto-oscillant.....	91
4.1.1	Cas d'étude et aspects méthodologiques.....	91
4.1.2	Evolution du GER des composants en fonction de leurs dimensions à paramètres de commande et à niveau de tension d'entrée fixes	94
4.1.3	Influence des paramètres de commande, à niveau de tension d'entrée fixe, sur le GER des composants et du convertisseur.....	105
4.1.4	Répartition de la contribution des composants avec les paramètres de commande optimaux.....	114
4.1.5	Comparaison entre un convertisseur éco-dimensionné et un convertisseur « commercial »	115
4.1.6	Influence du niveau de tension d'entrée sur le GER du convertisseur DC/DC flyback	118
4.1.7	Etude de sensibilité.....	120
4.1.8	Effet de l'inductance de fuites du composant magnétique.....	125
4.1.9	Conclusion sur l'éco-dimensionnement du convertisseur flyback	127
4.2	Eco-dimensionnement d'une structure DC/DC de type buck	128
4.2.1	Cas d'étude et aspects méthodologiques.....	128
4.2.2	Influence des facteurs homothétiques des composants sur leur GER	129
4.2.3	Evolution du GER du convertisseur et des composants en fonction de la fréquence de découpage à niveau de tension d'entrée fixe.....	134
4.2.4	Répartition de la contribution des composants à la fréquence optimale	138
4.2.5	Influence du niveau de tension d'entrée sur le GER du convertisseur buck	139

4.2.6	Importance de l'ondulation de courant maximale admissible	142
4.2.7	Conclusion sur l'éco-dimensionnement de la structure buck.....	142
4.3	Comparaison des résultats d'éco-dimensionnement des structures flyback et buck.....	143
	Conclusion	144
	Conclusions et perspectives	145
	Annexes	151
Annexe 1 :	Caractéristiques du circuit magnétique de référence et éléments de calculs des composants magnétiques (inductance couplée et inductance de lissage).....	153
A1.1	Dimensions du circuit E 10/5,5/5	153
A1.1.1	Calcul de la section de la fenêtre bobinable et du volume du circuit magnétique complet.....	153
A1.1.2	Calcul des longueurs moyennes de fer et de cuivre, du volume de cuivre et des surfaces d'échange thermique.....	154
A1.2	Quelques éléments de calcul pour les composants magnétiques.....	156
Annexe 2 :	Données constructeur ayant servies à la modélisation.....	157
A2.1	Données relatives aux transistors MOSFET.....	157
A2.2	Données relatives aux diodes Schottky.....	158
A2.3	Données relatives aux condensateurs électrochimiques	159
Annexe 3 :	Formes d'onde et expressions caractéristiques des convertisseurs étudiés ...	163
A3.1	Convertisseur DC/DC flyback commandé en mode auto-oscillant	163
A3.1.1	Principe de fonctionnement.....	163
A3.1.2	Expressions caractéristiques	165
A3.2	Structure DC/DC buck synchrone commandée à fréquence fixe.....	167
A3.2.1	Principe de fonctionnement.....	168
A3.2.2	Expressions caractéristiques du convertisseur DC/DC buck synchrone	168
Annexe 4 :	Caractéristiques du convertisseur commercial DC/DC DELL ADP-90FB.....	171
A4.1	Généralités	171
A4.2	Composants.....	172
A4.2.1	Condensateur d'entrée	172
A4.2.2	MOSFET	172
A4.2.3	Composant magnétique	172
A4.2.4	Diode Schottky	172
A4.2.5	Condensateur de sortie.....	173
Annexe 5 :	Récapitulatif des modèles et des caractéristiques des matériaux et composants du câblage et des convertisseurs	174
A5.1	Câblage.....	174
A5.1.1	Modèles liant la section du câble (de l'âme) avec la section de l'isolant	174
A5.1.2	Caractéristiques d'énergie grise du cuivre et de l'isolant	174

A5.2	Composants magnétiques	174
A5.2.1	Modèles de calcul des pertes fer pour une induction triangulaire et pour un rapport cyclique différent de 0,5, et paramètres de pertes du matériau magnétique N97 (EPCOS)	174
A5.2.2	Caractéristiques d'énergie grise pour les composants magnétiques.....	174
A5.3	MOSFETs (HiperFET d'IXYS)	175
A5.3.1	Modèle liant la section de puce des MOSFET à leurs calibres en tension et en courant.....	175
A5.3.2	Modèle liant la résistance spécifique et le facteur de mérite des MOSFET à leur tenue en tension.....	175
A5.3.3	Caractéristique d'énergie grise des MOSFET	175
A5.4	Diodes Schottky (Vishay)	175
A5.4.1	Modèle liant la section de puce à son calibre en courant	175
A5.4.2	Modèle liant la résistance dynamique à sa surface de puce et sa tenue en tension	175
A5.4.3	Caractéristique d'énergie grise d'une diode Schottky.....	175
A5.5	Condensateurs électrochimiques (séries 058 et 059 PLL-SI du fabricant Vishay).	176
A5.5.1	Modèle liant la résistance équivalente série (ESR) avec le volume et la tenue en tension	176
A5.5.2	Caractéristiques d'énergie grise	176
Bibliographie	177

Liste des symboles

Symboles généraux

$Coût_{\text{élec}}$	Coût en énergie primaire du kWh électrique (kWh_p/kWh_e)
E_{cycle}	Energie consommée par la charge sur un cycle de fonctionnement (Wh)
EG	Energie grise (Wh_p)
GER	Consommation en énergie primaire sur cycle de vie (Wh_p)
$N_{\text{utilisation}}$	Nombre de cycle de fonctionnement sur l'ensemble de la durée d'usage
η_{cycle}	Rendement sur cycle (%)
$\eta_{\text{cycle_vie}}$	Rendement sur cycle de vie (%)

Symboles relatifs aux câbles

$EG_{\text{câble}}$	Energie grise du câble (Wh_p)
$EG_{\text{Cu}}^{\text{vol}}$	Energie grise spécifique du cuivre (Wh_p/m^3)
$EG_{\text{PVC}}^{\text{vol}}$	Energie grise spécifique du PVC (Wh_p/m^3)
$h_{\text{conv/ray}}$	Coefficient de convection/rayonnement à l'interface entre l'isolant et l'air ($W.K^{-1}.m^{-2}$)
I_{load}	Valeur efficace du courant appelé par la charge (A)
$L_{\text{câble}}$	Longueur du câble (m)
P_{Joule}	Pertes Joule (W)
Pertes_{Joule}	Pertes cumulées sur la durée d'usage du câble (Wh_p)
$R_{\text{câble}}$	Résistance du câble (Ω)
R_{cond}	Résistance thermique de conduction à travers l'isolant ($^{\circ}C/W$)
$R_{\text{conv/ray}}$	Résistance thermique de convection/rayonnement à l'interface entre l'isolant et l'air ($^{\circ}C/W$)
S_{Cu}	Section de cuivre (m^2)
S_{isolant}	Section de l'isolant (m^2)
S_{log}	Surface moyenne logarithmique longitudinale de l'isolant (m^2)
S_{long}	Surface d'échange longitudinale entre l'isolant et l'air (m^2)
α	Coefficient de température du cuivre ($\%/^{\circ}C$)
ϕ_{Cu}	Diamètre extérieure de l'âme (m)
ϕ_{isolant}	Diamètre extérieure de l'isolant (m)
λ_{isolant}	Coefficient de conduction thermique au sein de l'isolant ($W.m^{-1}.K^{-1}$)
ρ_0	Résistivité du cuivre @25 $^{\circ}C$ ($\Omega.m$)
ρ_{Cu}	Résistivité du cuivre ($\Omega.m$)
θ_{Cu}	Température du cuivre ($^{\circ}C$)
θ_{air}	Température ambiante ($^{\circ}C$)

Symboles relatifs aux convertisseurs

F_{sw}	Fréquence de découpage (Hz)
F_{sw_nom}	Fréquence de découpage au point nominal de fonctionnement (Hz)
I_{in}	Valeur moyenne du courant d'entrée du convertisseur (A)
I_{out}	Valeur moyenne du courant de sortie du convertisseur (A)
P	Puissance consommée par la charge (W)
V_{in}	Tension d'entrée du convertisseur (V)
V_{out}	Tension de sortie du convertisseur (V)
α	Rapport cyclique

Symboles relatifs aux composants magnétiques

A_e	Section équivalente du circuit magnétique (m ²)
A_w	Section bobinable (m ²)
B_{max}	Contrainte d'induction maximale dans le matériau magnétique (T)
\hat{B}_r	Amplitude d'induction de référence pour le calcul des pertes fer (T)
e	Entrefer localisé sur la jambe centrale (m)
$EG_{carcasse}^m$	Energie grise spécifique de la carcasse du composant magnétique (Wh _p /kg de ferrite)
EG_{Cu}^m	Energie grise spécifique du cuivre (Wh _p /kg)
EG_{email}^m	Energie grise spécifique du processus d'émaillage du cuivre (Wh _p /kg de cuivre)
$EG_{ferrite}^m$	Energie grise spécifique du matériau magnétique (Wh _p /kg)
E_{if}	Energie stockée dans l'inductance de fuite de l'inductance couplée (J)
$E_{stockée}$	Energie stockée dans l'inductance couplée à chaque période (J)
f_r	Fréquence de référence (Hz)
$h_{conv/ray}$	Coefficient de convection/rayonnement entre l'isolant et l'air (W.K ⁻¹ .m ⁻²)
H_{mag}	Facteur homothétique associé au composant magnétique
H_{ref}	Facteur homothétique correspondant au composant de référence
I_{Leff}	Valeur efficace du courant au sein de l'inductance de lissage (A)
I_{Lmin}	Valeur minimale du courant au sein de l'inductance de lissage (A)
I_{Lmax}	Valeur maximale du courant au sein de l'inductance de lissage (A)
I_{1max}	Valeur maximale du courant au sein du primaire de l'inductance couplée (A)
I_{2max}	Valeur maximale du courant au sein du secondaire de l'inductance couplée (A)
I_{1eff}	Valeur efficace du courant au sein du primaire de l'inductance couplée (A)
I_{2eff}	Valeur efficace du courant au sein du secondaire de l'inductance couplée (A)
J	Densité de courant au sein des enroulements (A/m ²)
k_b	Coefficient de bobinage
k_i	Coefficient liant le courant efficace au courant maximal

L_{prim}	Inductance primaire ou inductance magnétisante de l'inductance couplée (H)
L	Inductance de lissage (H)
l_{fer}	Longueur moyenne du circuit magnétique (m)
l_{moy}	Longueur moyenne d'une spire (m)
$l_{\text{prim_moy}}$	Longueur moyenne d'une spire de l'enroulement primaire (m)
$l_{\text{sec_moy}}$	Longueur moyenne d'une spire de l'enroulement secondaire (m)
m	Rapport de transformation de l'inductance couplée (flyback)
m_{Cu}	Masse du bobinage (g)
m_{ferrite}	Masse du circuit magnétique (g)
N	Nombre de spires de l'inductance de lissage
N_{prim}	Nombre de spires du primaire de l'inductance couplée
N_{sec}	Nombre de spires du secondaire de l'inductance couplée
P_{fer}	Pertes fer (W)
P_J	Pertes Joule (W)
P_r	Pertes fer volumique de référence (W)
P_{vol}	Pertes fer volumique (W)
\mathfrak{R}	Réductance du circuit magnétique (H^{-1})
$R_{\text{Cu/air}}$	Résistance thermique entre le bobinage et l'air ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
$R_{\text{Cu/fer}}$	Résistance thermique entre le bobinage et le circuit magnétique ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
$R_{\text{fer/air}}$	Résistance thermique entre le circuit magnétique et l'air ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
R_{iso}	Résistance thermique due à l'isolant ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
R_L	Résistance de l'inductance de lissage (Ω)
R_{prim}	Résistance de l'enroulement primaire de l'inductance couplée (Ω)
R_{sec}	Résistance de l'enroulement secondaire de l'inductance couplée (Ω)
$S_{\text{Cu/air}}$	Surface d'échange entre le bobinage et l'air (m^2)
$S_{\text{fer/air}}$	Surface d'échange entre le circuit magnétique et l'air (m^2)
S_{fil}	Section de fil de l'inductance de lissage (m^2)
$S_{1\text{fil}}$	Section de fil de l'enroulement primaire de l'inductance couplée (m^2)
$S_{2\text{fil}}$	Section de fil de l'enroulement secondaire de l'inductance couplée (m^2)
$\text{Vol}_{\text{ferrite}}$	Volume du circuit magnétique (m^3)
ΔB	Ondulation d'induction (T)
ΔI_L	Ondulation de courant dans l'inductance de lissage (A)
ρ_0	Résistivité du cuivre @25 $^{\circ}\text{C}$ ($\Omega\cdot\text{m}$)
θ_{air}	Température ambiante ($^{\circ}\text{C}$)
θ_{Cu}	Température du bobinage ($^{\circ}\text{C}$)
θ_{fer}	Température du circuit magnétique ($^{\circ}\text{C}$)

Symboles relatifs aux condensateurs électrochimiques

EG_{capa}	Energie grise (Wh_p)
$EG_{\text{capa_ref}}$	Energie grise du condensateur de référence (Wh_p)
EG_{capa}^m	Energie grise spécifique d'un condensateur (Wh_p/g)
ESR	Résistance équivalente série (Ω)
ESR_{ref}	Résistance équivalente série du condensateur de référence (Ω)
H_{capa}	Facteur homothétique associé au condensateur
I_{ceff}	Valeur efficace du courant (A)
P_{capa}	Pertes (W)
V_{capa}	Tension maximale admissible (V)
Vol_{capa}	Volume (m^3)
$Vol_{\text{capa_ref}}$	Volume du condensateur de référence (m^3)
ΔI_C	Amplitude crête à crête du courant (A)
ΔV_{max}	Contrainte d'ondulation de tension (V)
ρ_{condo}	Masse volumique globale (g/m^3)

Symboles relatifs aux MOSFETs

BV_{DS}	Tenue en tension (V)
EG_{MOS}	Energie grise (Wh_p)
EG_{TO220}	Energie grise d'un transistor contenu dans un boîtier TO220 (Wh_p)
FOM	Facteur de mérite ($\Omega.C$)
H_{MOS}	Facteur homothétique associé au transistor
$I_{D\text{seff}}$	Valeur efficace du courant Drain-Source (A)
$I_{D\text{max}}$	Valeur maximale du courant Drain-Source (A)
$I_{G\text{Miller}}$	Courant dans la grille durant le plateau de Miller (A)
I_{on}	Courant de drain commuté à l'amorçage du transistor (A)
I_{off}	Courant de drain commuté au blocage du transistor (A)
P_{cond}	Pertes en conduction (W)
P_{com}	Pertes en commutation (W)
Q_{GD}	Part de la charge de grille associée au plateau de Miller (C)
$R_{D\text{Son}}$	Résistance à l'état passant du transistor (Ω)
$R_{D\text{Son}} \cdot S_{\text{MOS}}$	Résistance spécifique du transistor ($\Omega.m^2$)
S_{MOS}	Surface de puce du transistor (m^2)
$S_{\text{MOS_ref}}$	Surface de puce du transistor de référence (m^2)
S_{TO220}	Surface de puce maximale dans un boîtier TO220 (m^2)
t_{on}	Durée de commutation lors de l'amorçage du transistor (s)
t_{off}	Durée de commutation lors du blocage du transistor (s)
V_{DS}	Tension drain source du transistor (V)

Symboles relatifs aux diodes Schottky

EG_{diode}	Energie grise (Wh_p)
$EG_{\text{diode_ref}}$	Energie grise de la diode de référence (Wh_p)
H_{diode}	Facteur homothétique associé à la diode
I_D	Valeur moyenne du courant (A)
I_{Deff}	Valeur efficace du courant (A)
P_{diode}	Pertes dans une diode (W)
P_{Rf}	Part des pertes associées à la résistance dynamique (W)
R_f	Résistance dynamique Ω
S_{diode}	Surface de puce (m^2)
$S_{\text{diode_ref}}$	Surface de puce de la diode de référence (m^2)
V_D	Chute de tension (V)
V_{f0}	Tension de seuil (modèle linéaire par parties) (V)
V_{RM}	Tension inverse maximale admissible (V)

Introduction générale

Comment distribuer efficacement l'électricité depuis la source de production jusqu'aux équipements consommateur ? La question a commencé à se poser à la fin du 19^{ème} siècle lorsque se sont opposés les inventeurs et industriels Thomas Edison (promoteur du courant continu) et George Westinghouse (défenseur du courant alternatif). Cette confrontation s'est conclue par la victoire du courant alternatif grâce à la conjonction de plusieurs inventions majeures. On citera entre autres le transformateur, qui a permis d'élever la tension des réseaux en courant alternatif et de résoudre les problèmes posés par le transport sur de longues distances, et les machines asynchrones, qui permettaient de produire de l'énergie mécanique de façon très fiable et efficace. Par la suite, le courant alternatif s'est donc naturellement imposé à tous les niveaux du transport d'électricité jusqu'à la distribution au sein des bâtiments.

Alors que l'énergie électrique était, à l'époque, essentiellement utilisée pour l'éclairage et pour l'entraînement de charges électromécaniques, les usages ont aujourd'hui évolué. En particulier est apparu un nombre grandissant de charges que l'on peut qualifier d'électroniques et qui fonctionnent intrinsèquement en courant continu. Depuis, l'essor de l'électronique de puissance durant la seconde moitié du 20^{ème} siècle a permis d'adapter la tension et le courant des réseaux de distribution en alternatif aux besoins en courant continu de ces charges. Il a également permis de moduler, aussi facilement qu'avec un transformateur en alternatif, les niveaux de tension des distributions en courant continu.

Le développement des sources d'électricité renouvelables qui permettent de lutter contre le réchauffement climatique et pallier l'épuisement des ressources fossiles et fissiles ajoute une nouvelle donne à ce contexte. Parmi elles, les systèmes photovoltaïques présentent les particularités de produire de l'énergie directement en courant continu et d'être fondamentalement adaptés à la production décentralisée. On peut ainsi envisager de produire et consommer plus localement l'énergie électrique. Aujourd'hui, 90% des systèmes raccordés au réseau français ont une puissance inférieure à 3 kW_c et la plupart sont intégrés au bâti [1]. Enfin, l'arrivée probable des véhicules électriques ajoutera au bâtiment une nouvelle charge, non négligeable, (et éventuellement une source) fonctionnant en courant continu.

Dans ce nouveau contexte, la question de la distribution en courant continu au sein des bâtiments nécessite d'être posée à nouveau. Mais pour comparer avec la distribution actuelle en alternatif et évaluer l'intérêt du continu, il semble nécessaire d'optimiser les dimensionnements des constituants du système et de disposer d'un ou plusieurs critères objectifs. Habituellement, on dimensionne les systèmes électriques en minimisant leurs pertes en fonctionnement à coût et/ou à volume minimal tout en respectant certaines réglementations (électriques, environnementales...). Il apparaît que sur le volet énergétique, la démarche actuelle se focalise essentiellement sur la consommation en énergie finale durant la phase d'utilisation.

Aujourd'hui, le contexte énergétique et environnemental pousse à considérer les impacts environnementaux d'un produit, non plus sur la seule phase de fonctionnement mais sur l'ensemble de son cycle de vie. C'est dans cette optique que les méthodologies d'analyse de cycle de vie (ACV) ont été créées, permettant de fixer le cadre de l'évaluation des impacts d'un produit. Ces évaluations sont généralement faites *a posteriori* et participent à l'amélioration de la version suivante du produit. A l'image de ce qui avait déjà été proposé pour les convertisseurs électromécaniques dans [2], cette thèse propose les premiers pas de l'éco-dimensionnement d'un réseau de distribution en courant continu au sein des bâtiments. L'objectif étant de minimiser, dès le dimensionnement, les impacts environnementaux globaux du produit. Sur la base des données d'énergie grise (énergie nécessaire pour produire un produit et le recycler), nous dimensionnerons certains composants d'une distribution en courant continu en cherchant à minimiser leur consommation en énergie primaire sur l'ensemble de leur cycle de vie (de l'extraction des matières premières au recyclage des produits).

Ces travaux ont ainsi pour vocation de contribuer à l'éco-dimensionnement des systèmes électriques et notamment d'électronique de puissance. Ils ont également pour objectif d'apporter des éléments de réponse quant au choix du niveau de tension d'une distribution en courant continu en étudiant son influence sur la consommation en énergie primaire totale de ses constituants. Bien évidemment nous n'avons pu traiter tous les constituants que l'on peut retrouver dans un réseau DC, c'est pourquoi les études de cette thèse se sont limitées au câblage et à deux topologies (flyback et buck) de convertisseurs DC/DC.

Dans le premier chapitre, nous décrivons le contexte énergétique mondial pour mettre en évidence que la consommation électrique des bâtiments résidentiels et tertiaires représente un levier important pour réduire les consommations en énergie primaire non renouvelable. Nous présenterons ensuite la distribution en courant continu et l'utilisation de l'énergie photovoltaïque comme une façon de diminuer la consommation d'énergie primaire non renouvelable. Nous introduirons enfin la démarche d'éco-dimensionnement et nous mettrons en évidence son intérêt par rapport aux approches plus usuelles avant de nous focaliser sur un unique impact environnemental : la consommation en énergie primaire sur l'ensemble du cycle de vie.

Le second chapitre sera consacré à la méthodologie d'éco-dimensionnement développée et aux modèles associés. Partant du constat que les pertes et l'énergie grise des différents composants sont liées à leurs dimensions, nous avons fondé cette méthodologie sur une approche homothétique, limitée à des formes et des technologies données afin de borner les contours du problème. Au cours de l'éco-dimensionnement nous évaluerons d'une part, la consommation en énergie primaire du composant lors de sa phase de fonctionnement et, d'autre part, son énergie grise. Nous présenterons l'ensemble des modèles de pertes utilisés ainsi que les données d'énergie grise employées. Nous détaillerons également les modèles liant les dimensions des composants à leurs caractéristiques ainsi qu'aux paramètres caractéristiques de leurs pertes. Les premiers modèles permettront, pour des contraintes données (thermique et électrique), de remonter aux dimensions du plus petit composant (dit de référence) respectant les contraintes. Les seconds modèles permettront de calculer les pertes d'un composant dont les dimensions auront été modifiées par un facteur homothétique.

Lors des troisième et quatrième chapitres, la méthodologie sera appliquée pour éco-dimensionner des câblages, dédiés soit à la recharge d'un véhicule électrique, soit à un circuit d'éclairage, ainsi qu'à des convertisseurs statiques DC/DC de types flyback et buck alimentant un ordinateur portable (à titre d'exemple). Afin d'asseoir et de bien comprendre les résultats de cette méthodologie originale, nous analyserons en détails les origines des résultats pour l'ensemble des éco-dimensionnements. Une comparaison sera faite entre les résultats des éco-dimensionnements et des composants commerciaux ou préconisés par les normes. Finalement nous étudierons la sensibilité et la robustesse des éco-dimensionnements en faisant varier plusieurs paramètres telle que la durée d'usage ou encore les profils de consommation.

Enfin nous présenterons les conclusions de nos travaux ainsi que des améliorations et perspectives. Il faut être conscient que cette thèse ne permet pas de conclure sur l'intérêt ou non d'une distribution en courant continu dans les bâtiments. Elle permet cependant d'apporter des éléments méthodologiques pour poursuivre la démarche, de dégager les premières tendances mais également d'ouvrir de nouvelles pistes pour le dimensionnement des convertisseurs d'énergie électrique, notamment électroniques, et de proposer un nouveau critère de comparaison entre eux.

Chapitre 1 : De l'étude de la distribution en courant continu et de la consommation en énergie primaire à l'éco-dimensionnement des convertisseurs

Introduction

L'objectif de ce premier chapitre est d'apporter les éléments quantitatifs qui ont amené l'approche d'éco-dimensionnement des composants d'une distribution en courant continu au sein des bâtiments. Dans un premier temps, les contextes énergétiques mondial et français ainsi que celui du secteur résidentiel et tertiaire seront présentés. Ensuite, face au développement des systèmes photovoltaïques en toiture associé à l'arrivée des véhicules électriques, la question de la distribution en courant continu dans les bâtiments sera posée avec un nouveau regard. Finalement, un nouveau critère de dimensionnement et de comparaison prenant en compte l'ensemble du cycle de vie du système électrique sera proposé.

1.1 Contexte énergétique

Dans cette première partie du chapitre, un bilan de la consommation d'énergie mondiale sera dressé. Nous chercherons à mettre en évidence les sources actuelles d'énergie ainsi que leurs réserves. Finalement la répartition de la consommation d'énergie finale en fonction des différents secteurs sera analysée.

1.1.1 Consommation mondiale d'énergie

1.1.1.1 Définition de l'énergie primaire et l'énergie finale

Avant de rentrer plus en détail sur les chiffres concernant la consommation énergétique mondiale, il nous a paru important de bien définir les notions d'énergie primaire et d'énergie finale. Les unités pour quantifier ces énergies sont les tonnes équivalent pétrole (tep), les joules (J) ou les kilowattheures (kWh) (Pour rappel une tep correspond à 11,6 MWh et un kWh correspond à 3,6 MJ).

Selon l'agence internationale de l'énergie (AIE ou IEA) [1], l'énergie primaire est une forme d'énergie disponible dans la nature avant toute transformation. Par exemple, l'énergie récupérable lors de la combustion des ressources fossiles (pétrole, gaz...) ou de biomasse (bois) est une forme d'énergie primaire. De même, l'énergie émise par le rayonnement solaire est une forme d'énergie primaire. Certaines ressources primaires sont renouvelables et d'autres ne le sont pas (fossiles et fissiles).

Dans la plupart des cas (sauf application thermique directe), l'énergie primaire n'est pas utilisable directement. On la transforme alors en énergie finale, utilisable par le consommateur. Les exemples les plus courants sont la transformation du pétrole en carburants (essence, gasoil...) et la transformation de combustibles fossiles, fissiles ou encore de ressources renouvelables en électricité.

Cette transformation est le plus souvent source de pertes énergétiques qui font de l'énergie finale un indicateur ne rendant pas compte de la consommation énergétique réelle. Par exemple, lorsque l'on consomme 1 kWh d'énergie électrique (kWh_e) « haute-tension » produit par une centrale nucléaire, c'est en réalité 3,4 kWh d'énergie primaire qui ont été consommés [2]. L'évaluation de la consommation en énergie finale et la connaissance des moyens utilisés pour la produire permettent d'évaluer la consommation en énergie primaire, en prenant en compte les rendements du processus de transformation.

Tout au long de la thèse, la consommation en énergie primaire des différents éléments que nous étudierons sera évaluée afin de dégager leur réel impact énergétique. Ce critère est d'ailleurs généralement associé à une multitude d'impacts environnementaux tels que les émissions de gaz à effet de serre ou l'accroissement de la radioactivité naturelle et autres polluants.

1.1.1.2 Bilan et tendance énergétique mondiale et française

Selon l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE ou IEA), la consommation en énergie primaire mondiale était d'environ 12 Gtep pour l'année 2008 [3]. A titre de comparaison, la quantité d'énergie solaire reçue sur Terre en une année est de 92 000 Gtep. Comme le montre la Figure 1-1, la consommation en énergie primaire mondiale ne cesse d'augmenter (2,4% par an en moyenne depuis 1980). En gardant les mêmes modes de consommation et en prenant en compte l'augmentation de la population, l'AIE estime que la croissance sera en moyenne de 1,5% par an jusqu'en 2030. La question que l'on peut judicieusement se poser est : avons-nous les ressources nécessaires pour maintenir ce niveau de consommation ?

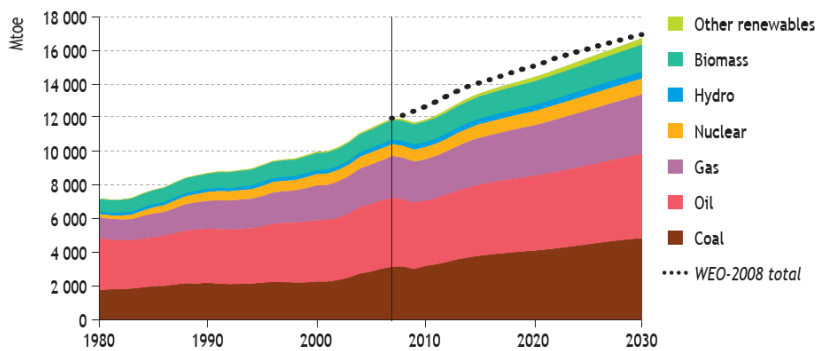


Figure 1-1 : Evolution de la consommation mondiale d'énergie primaire [3]

Pour apporter des éléments de réponse, il faut s'intéresser à la provenance de l'énergie primaire mondiale. La Figure 1-2 présente la contribution de chacune des sources d'énergie primaire à la consommation mondiale pour l'année 2009. On remarque que plus des trois quarts de cette énergie est aujourd'hui fournie par des ressources non renouvelables, fossiles (charbon, pétrole et gaz) et fissiles (uranium).

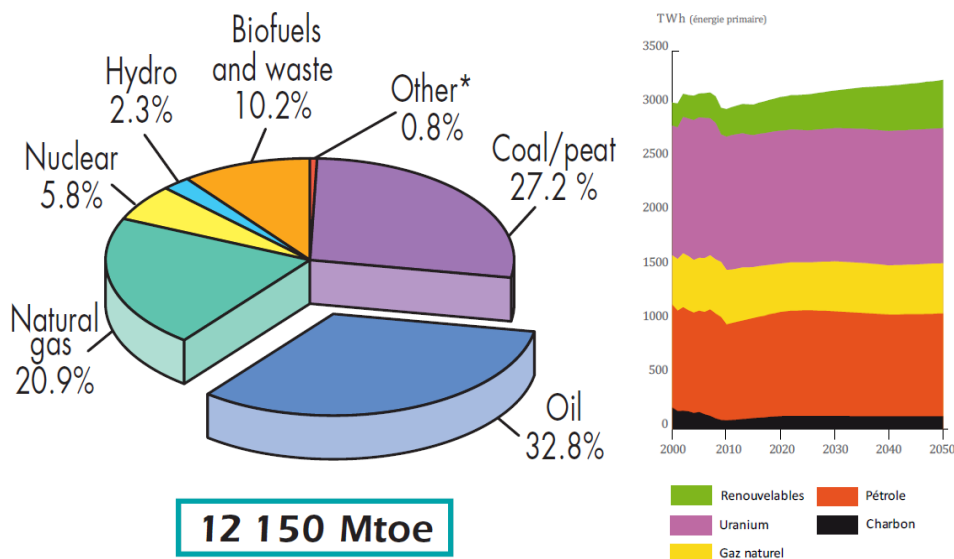


Figure 1-2 : Contribution de chacune des ressources primaires à la consommation en énergie primaire mondiale en 2009 [4] et scénario tendanciel d'évolution de la consommation d'énergie primaire française [5]

Dans la consommation en énergie primaire mondiale, la France pesait environ 2% en 2009, avec environ 3000 TWh_p (10¹² Wh_p). On peut voir, d'après la Figure 1-2, qu'après une légère diminution, conséquence de la crise économique, le scénario tendanciel (sans changement de comportement et de politique intérieure) conclut à la reprise de l'augmentation de la consommation en énergie primaire française. Les sources d'énergie primaire en France sont, dans l'ordre, l'uranium, le pétrole et le gaz naturel. Cette répartition est très différente de la moyenne mondiale où le pétrole, le charbon et le gaz sont largement majoritaire. Cette différence s'explique par le choix d'une énergie finale électrique produite essentiellement par des centrales nucléaires (cas unique dans le monde). Les chiffres présentés ici pour la consommation française ne tiennent pas compte des produits importés et exportés (hors produits énergétiques). En effet, il est légitime de se demander si le coût énergétique d'un produit, fabriqué en Chine, pour la France, doit être comptabilisé dans la consommation énergétique chinoise et inversement. L'impact de ces produits échangés sera d'autant plus significatif que la balance commerciale du pays sera déséquilibrée. Partant de ce constat, D. J. MacKay [6] a proposé une première évaluation du coût énergétique des produits importés en Angleterre. Cette étude met en évidence un coût énergétique des produits importés pouvant s'élever jusqu'à 41 kWh_p/jour/personne. Ce chiffre est à comparer avec une consommation moyenne anglaise de 125 kWh_p/jour/personne (correspondant également à la moyenne européenne)[6].

En conclusion, l'énergie primaire mondiale est, aujourd'hui, issue en grande majorité de ressources non renouvelables. La question est maintenant de savoir s'il est possible de conserver ce niveau de consommation et l'utilisation de ce type de ressources avec les réserves actuellement exploitables.

1.1.1.3 Epuisement des réserves fossiles et fissiles

Avant d'entamer ce paragraphe, il nous a paru intéressant de rappeler la différence entre réserves et ressources, en particulier lorsque l'on parle d'hydrocarbures. Les définitions données par l'IFP (Institut Français du pétrole) dans [7] ont été adoptées par la SPE (Society of Petroleum Engineers) et le WPC (World Petroleum Congress). Selon ces organismes, les **réserves** en hydrocarbures sont les quantités qui restent à extraire d'un gisement ou contenu dans un gisement pouvant actuellement être exploité, avec les moyens techniques existant et des coûts compatibles avec le prix du marché. Ceci explique pourquoi les réserves peuvent croître lorsque les prix augmentent. Les quantités d'hydrocarbures contenues dans le sol constituent les **ressources**. Les réserves ne peuvent donc pas dépasser les ressources qu'elles, sont limitées !

En 1949, un géophysicien, M. King Hubbert, propose un modèle mathématique pour décrire la courbe de production des ressources fossiles américaines [8]. Son modèle, très proche d'une loi gaussienne, met en avant l'existence d'un maximum de production. Selon ce même modèle, lorsque le pic est atteint, la moitié des réserves ont été extraites. Au fil des années, son modèle a été enrichi et a été validé sur la base de la production en hydrocarbures de plusieurs pays.

La Figure 1-3 montre l'évolution de la production de charbon et la répartition de cette production entre les différentes régions du monde. Cette courbe de production prévisionnelle, réalisée par l'IEA en 2007, prévoit la stagnation de la production de charbon à partir de 2020 et une réelle diminution de la production à partir de 2050. On visualise également, Figure 1-3, l'évolution de la production de gaz naturel. Cette prévision, réalisée par l'IFP (Institut Français du Pétrole), prévoit un *peak gas* entre 2020 et 2030 en fonction des hypothèses prises sur les futures découvertes de gisement et sur les améliorations techniques permettant d'accéder à certaines ressources. Ce pic pourra également être repoussé si les états autorisent l'exploitation des gisements de gaz de schiste malgré les conséquences importantes sur l'environnement.

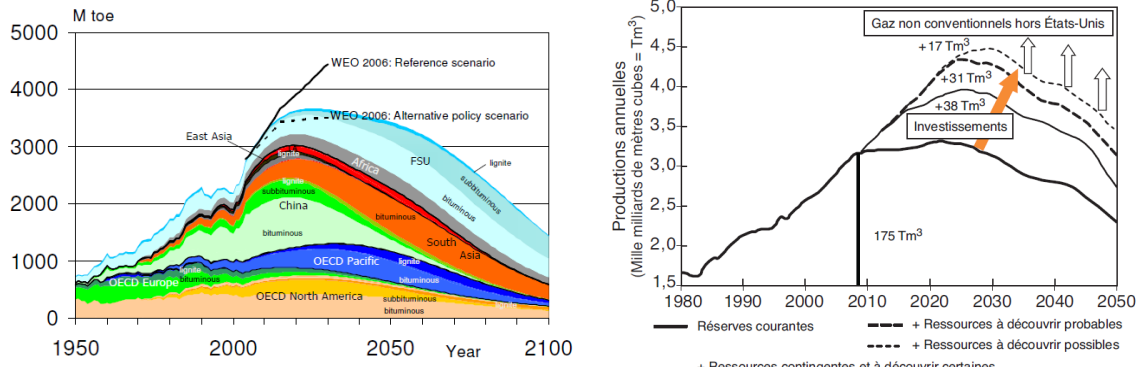


Figure 1-3 : Evolution de la production annuelle de charbon et scénario IEA 2006 [9](gauche) et Evolution de la production de gaz [10] (droite)

La Figure 1-4 représente les prévisions d'évolution de la production de pétrole proposées par l'ASPO (Association for the Study of Peak Oil and peak gas) en 2006, et reprise par le WEC (World Energy Council). D'après ces estimations, le *peak oil* semblerait avoir eu lieu aux environs de l'année 2010. Les débats sur la date du *peak oil* sont aujourd'hui nombreux ; il est cependant certain que s'il n'a pas encore eu lieu, il est imminent.

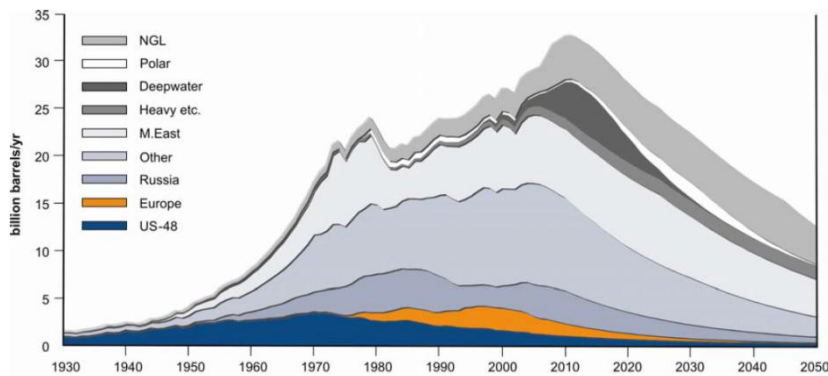


Figure 1-4 : Evolution de la production annuelle de pétrole ; graphique établi en 2006 (ASPO) [11]

Pour l'ensemble des ressources fossiles, représentant plus des trois quarts de notre consommation en énergie primaire, leur pic de production sera bientôt atteint. Autrement dit, nous avons, pour l'ensemble de ces ressources, consommé la moitié des réserves planétaires. De plus, en continuant sur ce mix énergétique, la demande ne pourra être satisfaite par les producteurs. Il nous faut donc trouver des solutions qui nous permettent d'économiser de l'énergie primaire ou trouver d'autres sources d'énergie, de préférence renouvelables, pour couvrir nos besoins énergétiques.

Les réserves fossiles sont également limitées (de l'ordre de 50 Gtep) et en quantité encore plus faible que les réserves fossiles [12] . Elles subiront également la même loi de production.

1.1.1.4 Gisements d'économie d'énergie

Afin d'identifier les différents leviers qui permettraient de réduire la consommation en énergie primaire, tout particulièrement dans les pays les plus riches, on présente, Figure 1-5, la répartition de la consommation en énergie finale, en France en 2010 [13]. Le secteur résidentiel et tertiaire est le plus grand consommateur d'énergie finale avec 43% de la consommation totale, suivi par les transports et l'industrie. Le secteur résidentiel et tertiaire représente donc un levier d'économie d'énergie très important.

Pour aller plus loin, on présente, Figure 1-5, la provenance des 68 Mtep (790 TWh) d'énergie finale consommée par le secteur résidentiel et tertiaire. L'électricité satisfaisait, en 2010, 38% des besoins de ce secteur, le pétrole 32% et le gaz et les ENR (surtout la filière bois de chauffage) environ 15% chacun.

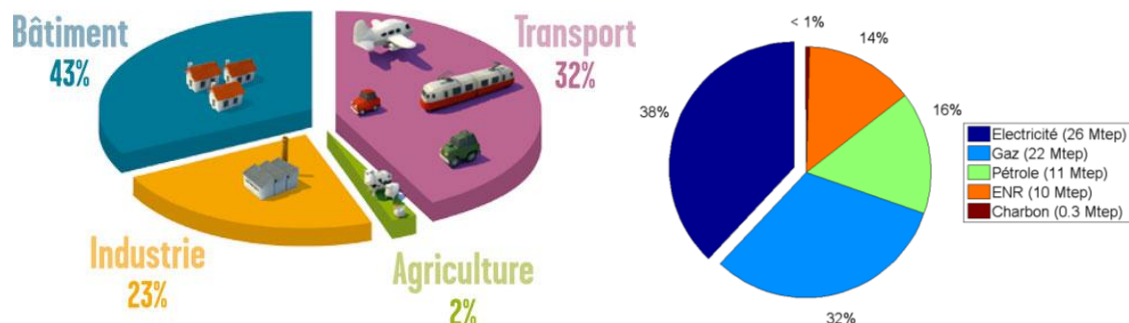


Figure 1-5 : Répartition de la consommation en énergie finale française par secteurs (gauche) et Répartition, par sources, de la consommation en énergie finale du secteur résidentiel et tertiaire (droite) [13]

L'usage qui est fait de cette énergie au sein des ménages est présenté Figure 1-6. La consommation du parc actuel français de logement est encore loin de ressembler à celle d'un bâtiment basse consommation (60 % des bâtiments français en 2010 était âgé de plus de 35 ans [14]). Autrement dit, la plupart de l'énergie finale consommée dans un logement, sert aujourd'hui à son chauffage. Il est important de remarquer que l'électricité spécifique (hors chauffage et eau chaude sanitaire) représente moins de 10% de la consommation des logements. Cependant, la consommation totale d'électricité du secteur résidentiel et tertiaire représente 38% de la consommation en énergie finale des logements. Une part importante de l'électricité est donc utilisée pour le chauffage et la production d'ECS (Eau Chaude Sanitaire). Mais les incitations gouvernementales pour financer le renforcement de l'isolation, combinées à l'augmentation inévitable du coût de l'énergie, vont accroître la part des logements basse consommation. La part de l'électricité spécifique représentera alors environ un tiers de la consommation des logements. Dans les bâtiments tertiaires, la tendance sera accrue, car la cuisson et l'eau chaude sanitaire ne jouent pas un rôle prépondérant dans leur consommation.

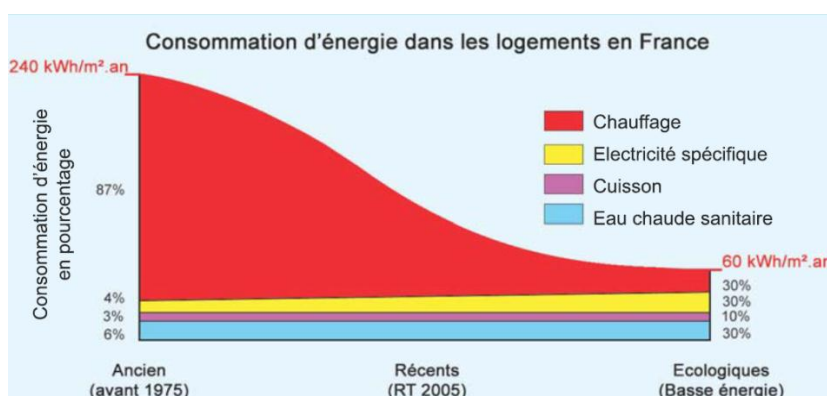


Figure 1-6 : Contribution des usages dans la consommation d'énergie des logements français en fonction du type de réglementation thermique appliquée [15]

Au final il est évident que le secteur résidentiel et tertiaire est le plus gros consommateur d'énergie finale en France (au monde également). En outre, 40% de cette énergie est consommée sous forme électrique, gourmande en énergie primaire (3,6 kWh d'énergie primaire

pour produire un kWh électrique BT en France). Travailler sur cette consommation d'énergie et sur la façon de la produire est donc un levier intéressant pour réduire la consommation en énergie primaire française mais aussi mondiale. Cependant il paraît également important de trouver des solutions pour lesquelles la consommation énergétique pour la fabrication et le recyclage reste faible. On apportera ainsi, par la suite, une grande importance à l'énergie de fabrication et de recyclage, au sens large, que l'on nomme énergie grise (en anglais « embodied energy »).

1.1.2 Quelles solutions pour une électricité moins consommatrice d'énergie primaire non renouvelable ?

Dans cette section, on étudiera brièvement le coût en énergie primaire des différents moyens de production d'électricité, et on montrera que les énergies renouvelables sont, de loin, les plus économes en énergie primaire. Nous chercherons ensuite à mettre en avant l'adéquation qui existe entre le potentiel de production d'énergie photovoltaïque et la consommation électrique typique d'un logement montrant ainsi que les énergies renouvelables peuvent subvenir à nos besoins en électricité spécifique.

1.1.2.1 Coût énergétique actuel de l'électricité

Sans nécessairement chercher, dans un premier temps, à réduire notre consommation d'électricité, il est intéressant de se demander s'il existe des moyens de production moins gourmands en énergie primaire. Pour bien comprendre l'intérêt d'une telle question, intéressons-nous à la Figure 1-7. Ces courbes présentent l'évolution de la consommation en énergie primaire répartie entre la consommation non énergétique (ex : production de plastique à base de pétrole), la consommation finale d'énergie et les pertes associées à la transformation d'énergie. La part de ces pertes représente aujourd'hui, en France, plus de 30% de notre consommation en énergie primaire. Ces pertes regroupent, entre autres, celles dues à la transformation de pétrole en carburants (lorsqu'elle est faite en France) et celles dues à la production d'électricité. A titre d'exemple, le coût énergétique de production du gasoil est de 1,15 kWh_p par kWh de carburant final [16].

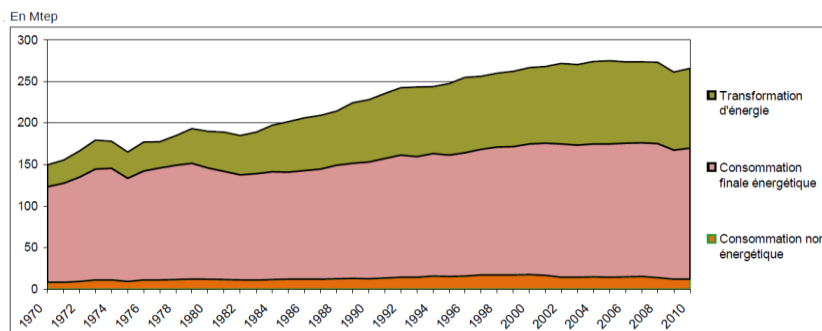


Figure 1-7 : Evolution de la consommation en énergie primaire française et répartition entre énergie finale, consommation non énergétique et pertes lors des transformations d'énergie [13]

Pour l'électricité, l'étude réalisée par EcoInvent [2] donne des valeurs du coût en énergie primaire non renouvelable du kWh électrique en fonction du moyen de production employé. Le Tableau 1-1 présente les données dans le cas de l'Allemagne et de la Suisse pour l'année 2000. Concernant les sources non renouvelables, la centrale thermique au pétrole est le moyen de production le plus énergivore, suivie des centrales au charbon, des centrales nucléaires et des centrales au gaz. La production d'électricité par énergies renouvelables est, quant à elle, beaucoup moins énergivore. En effet, la seule énergie primaire non renouvelable consommée

par ces moyens de production correspond à leur énergie grise (encore en grande partie d'origine non renouvelable) rapportée à leur production sur toute leur durée de vie. Les pertes en fonctionnement sont « gratuites » car issues de ressources renouvelables.

Tableau 1-1 : Tableau récapitulatif des coûts en énergie primaire du kWh électrique en fonction du moyen de production [2]

Type de production d'électricité	Coût en énergie primaire non renouvelable d'un kWh électrique
Centrale thermique au pétrole (Allemagne 2000)	4,4 kWh _p
Centrale thermique au gaz naturel (Allemagne 2000)	3 kWh _p
Centrale thermique au charbon (Allemagne 2000)	3,5 kWh _p
Centrale nucléaire (Allemagne 2000)	3,4 kWh _p
Barrage (Suisse 2000)	0,012 kWh _p
Système PV (Suisse 2000)	0,34 kWh _p
Production éolienne (Suisse 2000)	0,074 kWh _p

Dans le cas français, l'énergie électrique étant essentiellement produite à base d'énergie nucléaire, le coût en énergie primaire à la sortie de la centrale est autour de 3,4 kWh_p. En prenant en compte les pertes dans les réseaux de transport et de distribution, on arrive à un coût en énergie de 3,6 kWh_p pour le kWh électrique à la prise [17]. Cette donnée nous permettra, par la suite, de ramener les pertes au sein des systèmes électriques en énergie primaire afin de les comparer avec leur énergie grise. Notons que le coefficient officiel utilisé dans le diagnostic de performance énergétique est très inférieur puisqu'il vaut 2,58 (et il est de 1 pour les combustibles fossiles, fioul et gaz).

En conclusion, les pertes par transformation d'énergie que nous avons présentées Figure 1-7 sont, en grande partie, dues à la production d'électricité. La transition vers une énergie électrique d'origine renouvelable permettrait donc de réduire la consommation en énergie primaire française, en réduisant le coût en énergie primaire non renouvelable du kWh électrique. De plus, cette transition permettrait d'économiser les ressources fossiles, dont la moitié des réserves auront bientôt été exploitées.

1.1.2.2 *Potentiel de production solaire et consommation électrique des bâtiments*

Nous venons de montrer que le coût en énergie primaire de la production d'électricité renouvelable était nettement plus faible que celui des moyens de production actuels. Intéressons-nous maintenant à comparer leur potentiel avec les besoins actuels en électricité spécifique (cas de la France). Nous ne considérerons que les besoins en chauffage (ECS inclus) peuvent être fournis par des moyens moins gourmands en énergie primaire que l'électricité, tels que le bois ou l'énergie solaire. Pour l'électricité spécifique, on se focalisera, ici, sur les possibilités offertes par les systèmes photovoltaïques (PV).

Selon une étude de l'Agence De l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie (ADEME) publiée en 2005 [18], un ménage français consomme en moyenne 27 kWh/m²/an d'électricité spécifique dans l'habitat. Pour ce qui est du secteur tertiaire, la même étude montre que ce secteur consomme 2,5 fois plus d'électricité spécifique au m² qu'un bâtiment résidentiel, soit 70 kWh/m²/an.

Partant de ce constat, il nous reste à estimer la production d'un système PV. Selon le logiciel CALSOL de l'INES [19], un plan incliné à 30° et orienté sud, à Lille, reçoit 3,14 kWh/m²/jour (en moyenne annuelle). En considérant un rendement moyen du système photovoltaïque de 18%, on arrive à un productible annuel d'environ 200 kWh/m². Autrement dit, le système le plus répandu aujourd'hui, compte tenu des incitations gouvernementales, de 3 kW_c intégré en toiture (soit environ 12m²), produit en moyenne 3 MWh/an en France, ce qui correspond à la consommation moyenne d'électricité spécifique d'un ménage français [20].

Evidemment, les profils temporels de production des systèmes PV ne sont pas toujours en adéquation avec ceux de consommation, surtout pour le résidentiel. Les courbes de consommation montrent que les ménages consomment d'avantage le matin et le soir (en partie à cause des tarifs heures creuses/heures pleines). De plus, les conditions tarifaires françaises concernant l'achat de production PV n'incitent en rien le consommateur à « auto-consommer » l'électricité produite par son système PV. Ce n'est pas le cas de l'Allemagne qui, depuis janvier 2010, valorise les kWh autoconsommés dans l'habitat par un simple jeu de 3 compteurs d'énergie. Cette incitation a le double avantage de réduire à la fois la consommation électrique ainsi que son impact sur le réseau.

Toujours en Allemagne, on voit apparaître l'idée (et des prototypes) d'installer des systèmes de stockage stationnaire pour augmenter l'autoconsommation. Cependant, le coût (économique et énergétique) d'un système de stockage est encore très élevé. Afin de réduire les besoins de stockage ou de limiter l'impact sur le réseau (en France), il existe des systèmes de décalage de charges (systèmes non dédiés au PV) qui permettent de faire correspondre une partie de la consommation avec la production du système PV.

En conclusion, d'un point de vue énergétique, un système PV de 3 kW_c pourrait satisfaire l'ensemble de la consommation d'électricité spécifique actuelle d'un ménage français sur l'année.

1.1.3 La convergence bâtiment transport, une alternative au stockage stationnaire pour maximiser la consommation locale d'énergies renouvelables

Avec l'épuisement des ressources pétrolières, des alternatives aux véhicules à essence commencent à apparaître. Le véhicule électrique à batterie fait partie de ces alternatives. Il constituera d'ailleurs, dans un premier temps, une nouvelle source de consommation d'électricité spécifique. Selon une étude de 2007, réalisée par l'Institut National de la Statistique et des Etudes Economiques (INSEE), le kilométrage aller/retour domicile-travail médian est de 16 km [21]. En considérant une consommation électrique de 15 kWh au 100km (cas d'une citadine en profil urbain), et 225 jours travaillés, on arrive à un besoin annuel pour les trajets domicile-travail d'environ 540 kWh. Autrement dit, cette nouvelle source de consommation représente une surconsommation de 15 % par rapport à la consommation d'électricité spécifique actuelle des ménages. Pour fournir cette énergie, on peut imaginer augmenter la taille du système PV, nécessaire pour fournir l'électricité d'un ménage, de 3 à 3,5 kW_c. On peut aussi regarder du côté des places de stationnement. Une place de parking occupe une surface au sol de 12m². Munie d'une toiture photovoltaïque bien orientée (30° d'inclinaison, orientation Sud), elle pourrait fournir l'équivalent de 10 000 km par an (toujours avec les mêmes hypothèses de consommation du véhicule et de rendement du système PV). De quoi subvenir, d'un point de vue énergétique, à la plupart des 12 800km que réalise annuellement un conducteur français moyen (tout trajet confondu) [22].

De plus, afin de mutualiser les besoins en systèmes de stockage du véhicule électrique et des ménages, il est envisageable que le véhicule électrique puisse mettre sa batterie au service de l'habitat. En effet, les constructeurs automobiles tablent aujourd'hui sur des batteries d'une

capacité de l'ordre de la trentaine de kWh, capacité bien supérieure au besoin domicile-travail médian (3 kWh pour une distance quotidienne de 18km [21] et une consommation de 160 Wh/km). On peut donc imaginer que le véhicule stocke de l'énergie la journée (au domicile ou au travail) et en restitue une partie le soir lors du pic de consommation. Le véhicule permettrait ainsi de participer à la stabilité du réseau et/ou la réduction de la production de pointe très émettrice en gaz à effet de serre. La batterie du VE absorberait alors, la journée, la production intermittente des systèmes PV, et fournirait, le matin et le soir, le pic de consommation. On touche ici à deux concepts concomitants qui sont la convergence bâtiment transport ou *vehicle to home (V2H)*, d'une part, et la notion de *vehicle to grid (V2G)* d'autre part qui sont définis dans [23] [24].

En conclusion, même si le véhicule électrique apporte des besoins en électricité supplémentaires, la production PV peut y répondre. De plus, le véhicule électrique permet de mutualiser les coûts énergétiques en utilisant une seule batterie pour le stockage stationnaire des bâtiments équipés de systèmes PV, et pour la mobilité électrique.

1.2 La distribution électrique au sein des bâtiments, source d'économie d'énergie primaire

Même si la sobriété, qui dépend du comportement de chacun, reste la première source d'économie d'énergie (extinction des appareils au lieu de la mise en veille, meilleure gestion de l'éclairage au sein des bâtiments, etc...), intéressons-nous maintenant à l'efficacité énergétique de la distribution électrique au sein des bâtiments.

1.2.1 Constituants d'un réseau de distribution au sein d'un bâtiment

1.2.1.1 La distribution électrique

Lorsque l'on parle de distribution électrique au sein des bâtiments, on parle d'interface entre le réseau de distribution (ERDF) et les charges électriques. On pense dans un premier temps à l'ensemble des câbles qui permettent d'acheminer l'électricité dans les différentes pièces du bâtiment. La section de ces câbles est imposée par la norme NFC 15-100, qui préconise des valeurs en fonction du type de charge électrique à alimenter (et plus particulièrement de leur puissance). Par exemple, la norme préconise une section de 1,5 mm² pour les réseaux d'éclairage et 2,5 mm² pour les réseaux de prises standards, mais elle ne tient pas compte des évolutions comme, par exemple, la diminution des puissances d'éclairage associée à l'interdiction des lampes à incandescence.

La distribution électrique contient également l'ensemble des éléments de protections : des matériels et des personnes. On distingue les protections différentielles, qui détectent les fuites potentielles ayant lieu par la terre (via une carcasse métallique ou une personne), et les protections contre les surintensités (surcharge ou court-circuit). Encore une fois, les protections à mettre en place dans une installation et leur dimensionnement sont régis par la norme NFC 15-100.

Dans les composants formant la distribution électrique au sein des bâtiments, il nous semble également intéressant d'inclure les convertisseurs que l'on trouve (et trouvera de plus en plus) entre la prise et la charge électrique. En effet, ces convertisseurs seront impactés par tout changement sur la distribution (niveau de tension, type de courant continu (DC) ou alternatif (AC)...) et joueront, in fine, un rôle important dans le système global.

On trouve enfin, en bout de chaîne, les charges électriques. Ce sont ces charges qui fixent les contraintes sur les constituants de la distribution électrique. Elles imposent également, à travers nos usages, des profils de consommation qui permettent d'évaluer les pertes au sein des

différents constituants de la distribution électrique. On présente, Figure 1-8, le synoptique complet de la distribution électrique au sein du bâtiment.

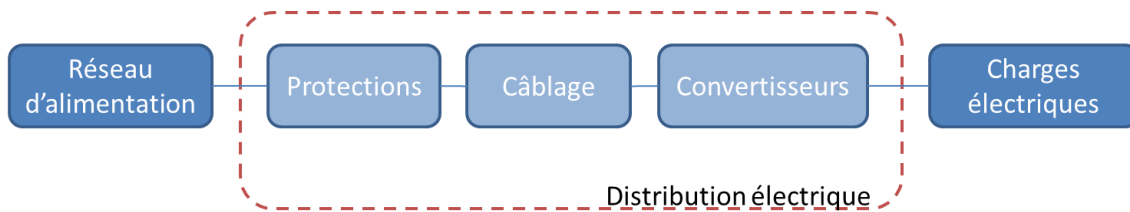


Figure 1-8 : Synoptique de la distribution électrique au sein d'un bâtiment

Parmi ces composants, les câbles et les convertisseurs sont les principales sources de pertes. En outre, l'ensemble des composants représente un « contenu énergétique », ou énergie grise (énergie nécessaire à leur fabrication et à leur recyclage), qui doit être pris en compte lors du calcul de l'impact énergétique de la distribution électrique au sein du bâtiment. En effet, leurs choix de dimensionnement jouent un rôle majeur sur leurs pertes et il est indispensable d'effectuer une analyse globale incluant la prise en compte de l'énergie grise pour effectuer une analyse rationnelle [25]

Nous proposons maintenant de présenter les différents types de charges électriques que l'on peut trouver au sein des bâtiments, ainsi que leurs convertisseurs associés. Ces charges ont été classées en trois catégories :

- Les charges de type électronique
- Les charges électromécaniques
- Les charges résistives

1.2.1.2 Les charges de type électronique

Nous avons choisi d'inclure dans cette catégorie l'ensemble des charges électriques fonctionnant intrinsèquement en courant continu. Ces charges sont typiquement les appareils multimédia (TV, Box internet, ordinateur...) et les dispositifs électroniques inclus dans les appareils électroménagers.

Sont également inclus les systèmes d'éclairage (LED, lampes fluo-compactes, tubes fluorescents). La technologie à LED fonctionne intrinsèquement en courant continu ; elle appartient donc naturellement à cette catégorie. Les lampes fluo-compactes et les tubes fluorescents à ballast électronique (meilleures performances énergétiques et visuelles que ceux à ballast magnétique) fonctionnent en courant alternatif haute fréquence via un bus continu réalisé par redressement et filtrage de la tension réseau.

En tête d'alimentation de l'ensemble des charges que nous venons de présenter, on trouve donc systématiquement un étage redresseur. On distingue deux topologies pour cet étage :

- Le pont de diodes double alternance (PD2) avec filtre à capacité en tête. Cette topologie, très simple, prélève sur le réseau, un courant très impulsionnel et donc très riche en harmoniques. Pour limiter son impact, il peut être nécessaire d'ajouter une inductance coûteuse et volumineuse. Il est très répandu dans les alimentations de faible puissance où les normes n'imposent pas encore de contraintes sur les harmoniques (cas des lampes fluo-compactes de moins de 25 W). On présente Figure 1-9, l'alimentation d'une lampe fluo-compacte où l'on a repéré la partie réalisant la conversion AC/DC.

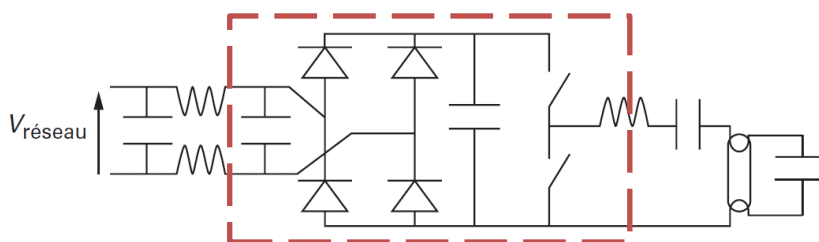


Figure 1-9 : Alimentation d'une lampe fluo-compacte : conversion AC/DC réalisée par un PD2 avec filtre HF et à capacité en tête [26]

- Le pont de diodes double alternance associé à un convertisseur DC/DC (généralement de type boost ou flyback) commandé en mode PFC (Power Factor Correction). Le principe consiste à prélever sur le réseau un courant quasi-sinusoïdal en commandant le convertisseur DC/DC de façon appropriée. En contrepartie, cette topologie génère des perturbations hautes fréquences qu'il faut également filtrer. On utilise généralement cette topologie pour les charges à partir de la centaine de watts, ou lorsque les normes CEM l'exigent. On présente Figure 1-10, l'alimentation d'un tube fluorescent par un ballast électronique où l'on a repéré la partie réalisant la conversion AC/DC avec étage correcteur actif de facteur de puissance(PFC) mais où le filtre d'entrée n'a pas été représenté.

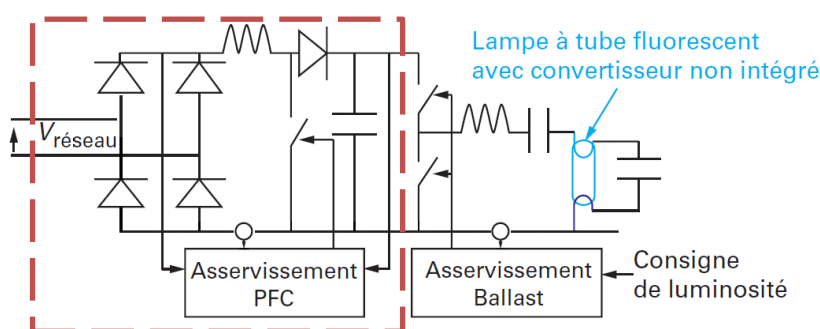


Figure 1-10 : Alimentation d'un tube fluorescent par un ballast électronique : Conversion AC/DC réalisée par un étage PFC [26]

La multiplication des charges de type électronique, commence à impacter la qualité de l'électricité au sein de la distribution électrique des bâtiments. Il faut donc s'attendre à ce que les normes CEM soient de plus en plus contraignantes, nécessitant, de plus en plus, l'usage de convertisseur AC/DC incluant une fonction PFC.

Les charges de types électroniques sont donc caractérisées par une alimentation constituée d'un étage AC/DC suivi d'un étage DC/DC, pour les charges fonctionnant en courant continu, ou d'un convertisseur DC/AC à résonance, pour les systèmes d'éclairage à décharge.

1.2.1.3 Charges électromécaniques et vitesse variable

Au sein du bâtiment, on trouve une multitude de moteurs électriques. Ils sont utilisés dans la ventilation (Ventilation Mécanique Controlée...), dans l'électroménager (aspirateur, réfrigérateur, lave-linge...) ainsi que dans certains systèmes multimédia (lecteur de CD, disque dur...) [27]. Pour les applications de type pompage et ventilation, nécessitant une durée de vie conséquente, le choix s'est porté sur des moteurs sans balais (asynchrones à cage ou aimants permanents selon les exigences de rendement). Dans le domaine de l'habitat, l'alimentation en monophasé des logements a conduit à des machines spécifiques conçues pour être alimentées

directement avec une seule phase (1 seul enroulement) et à les associer avec un dispositif auxiliaire (Spire de Frager ou phase auxiliaire avec condensateur) [27]. Ces machines sont actuellement alimentées en « tout ou rien » (sans variation de vitesse), mais certaines études, comme [28], montrent que l'utilisation de la vitesse variable, notamment pour les systèmes de ventilation, permet d'atteindre des économies d'énergie allant jusqu'à 20%.

Pour les applications à durée de vie relativement courte (de l'ordre de 1000 heures) nécessitant des vitesses variables ou de grandes vitesses (aspirateur par exemple), on utilise généralement des moteurs universels. Ils peuvent être alimentés en courant continu ou alternatif, d'où le nom de moteur universel. Ce sont des moteurs à collecteur mécanique et à excitation bobinée, avec l'induit et l'inducteur câblés en série. Pour faire varier leur vitesse, on utilise généralement un gradateur responsable d'une quantité d'harmoniques non négligeable (faisant d'ailleurs l'objet d'une exception dans les normes CEM). De plus, ces moteurs, certes à bas coût, présentent un rendement médiocre.

Pour l'ensemble des charges électromécaniques, l'utilisation de variateurs de vitesse permettrait d'améliorer les performances énergétiques des ensembles convertisseur-machine et d'économiser de l'énergie. Ces variateurs sont constitués d'un étage redresseur (de préférence PFC) et d'un étage onduleur ou hacheur (en fonction du type de moteur). Ils permettent, pour les machines asynchrones ou synchrones à aimants, de régler la vitesse en faisant varier la fréquence d'alimentation. Pour les moteurs universels, à partir d'une source continue, un hacheur suffirait à faire varier la vitesse en modifiant leur tension d'alimentation. On présente, Figure 1-11, le synoptique de l'alimentation de ces machines commandées en vitesse variable avec un souci d'efficacité énergétique et de réduction des perturbations électromagnétiques.

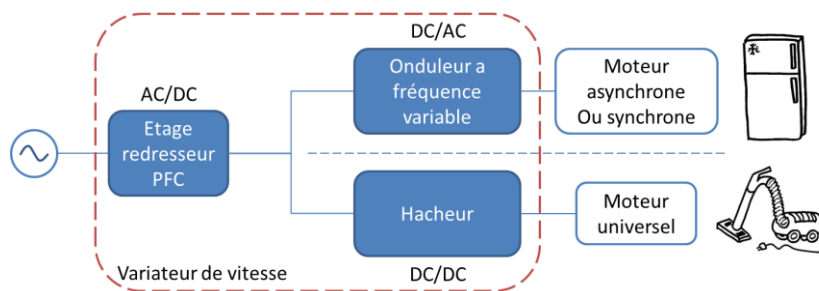


Figure 1-11 : Synoptique de l'alimentation des moteurs synchrones ou asynchrones, et universels pilotés en vitesse variable avec un souci d'efficacité énergétique et de réduction des perturbations électromagnétiques

On considérera par la suite que toutes les charges électromécaniques seront alimentées par un variateur de vitesse (onduleur ou hacheur selon la nature du moteur).

1.2.1.4 Les charges résistives

Les charges de type résistif sont l'ensemble des charges chauffantes de la maison. Il peut s'agir du grille-pain, du four, du chauffe-eau... Ces charges sont sensibles uniquement à la valeur efficace du courant les traversant. Partant de ce constat, elles peuvent être alimentées indifféremment en courant continu ou en courant alternatif. Pour moduler leur puissance de chauffe, on les associe actuellement à un gradateur, ou on les commande en mode « tout ou rien » par intermittence. En courant continu, il sera nécessaire d'utiliser un interrupteur statique blocable (le classique triac ne fonctionnant plus dans ces conditions).

1.2.2 Vers une distribution en courant continu ?

En plus des charges classiques que l'on trouve dans le bâtiment, et que nous venons de présenter, les systèmes PV et les véhicules électriques feront bientôt partie du système électrique du bâtiment. Voyons maintenant en quoi ils modifient le contexte actuel.

1.2.2.1 Les systèmes PV

Un système PV est aujourd'hui raccordé, en France, directement sur le réseau de distribution, sans passer par l'installation électrique de la maison. Un panneau PV délivre de l'énergie électrique sous forme de courant continu qui doit être mise en forme par un onduleur avant d'être injectée sur le réseau. Cet onduleur, dont on présente un synoptique Figure 1-12, est généralement constitué de deux étages de conversion :

- Un convertisseur DC/DC généralement élévateur de tension. Il est piloté de façon à extraire le maximum de puissance de l'association de modules PV par une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) [29], qui pilote la tension d'entrée du convertisseur en fonction des conditions de fonctionnement du générateur PV.
- Un convertisseur DC/AC transforme l'énergie extraite en courant alternatif pour l'injecter sur le réseau. Il est piloté de façon à obtenir un courant sinusoïdal en phase avec le réseau (ou avec un déphasage réglable pour ajuster la puissance réactive).

Dans certains onduleurs, on trouve également un étage d'isolation haute fréquence ou basse fréquence (facultatif), qui permet d'isoler galvaniquement le système et/ou d'adapter les niveaux de tension pour être compatible avec le réseau. Dans certains cas, lorsque la tension de l'association de modules conduit à un niveau de tension assez élevé (typiquement supérieur à 400V), l'onduleur PV ne contient alors que le convertisseur DC/AC, qui réalise à la fois la commande MPPT et l'injection avec un facteur de puissance unitaire.

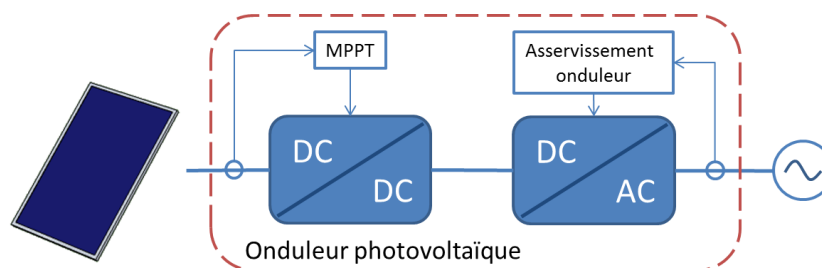


Figure 1-12 : Synoptique d'un onduleur photovoltaïque pour production en AC

1.2.2.2 Les véhicules électriques

Nous avons vu que, même si d'un point de vue énergétique un système PV peut fournir les besoins en électricité d'un ménage, il n'y a pas toujours adéquation entre période de production et période de consommation. Nous avons proposé d'utiliser la batterie du véhicule électrique comme moyen de stockage permettant de stocker pendant la journée le surplus de production PV pour l'utiliser lors des périodes de pointes. Dans ce contexte, le chargeur du véhicule doit être bidirectionnel. Intéressons-nous maintenant à la topologie actuelle d'un chargeur de véhicule électrique.

Aujourd'hui, le chargeur de la batterie d'un véhicule électrique est intégré dans le véhicule (un chargeur externe est envisagé pour la recharge rapide mais nous n'aborderons pas ce sujet ici).

La recharge peut se faire actuellement sur une prise classique 16 A. Ce chargeur, dont on présente le synoptique Figure 1-13, peut contenir jusqu'à deux organes de conversion :

- Le premier étage de conversion est un redresseur, qui permet de faire l'interface entre le courant alternatif fourni par le réseau et le courant continu absorbé par la batterie. Il est aujourd'hui réalisé par un PD2 associé à un étage DC/DC réalisant une fonction PFC.
- Le second étage de conversion est un convertisseur DC/DC qui permet d'adapter les niveaux de tension entre la sortie du redresseur et la batterie. Il ne sera pas présent dès lors que le niveau de tension de la batterie sera suffisant (>400V).

La topologie utilisée actuellement pour le convertisseur AC/DC n'est pas bidirectionnelle et ne permet donc pas au véhicule de fournir son énergie au réseau, mais elle pourrait facilement être réversible. Dès lors que le véhicule souhaite réinjecter de l'énergie, on pourra s'orienter vers un redresseur MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Encore une fois, en fonction du niveau de tension de la batterie, le chargeur contiendra un convertisseur DC/DC qui devra, lui aussi être bidirectionnel.

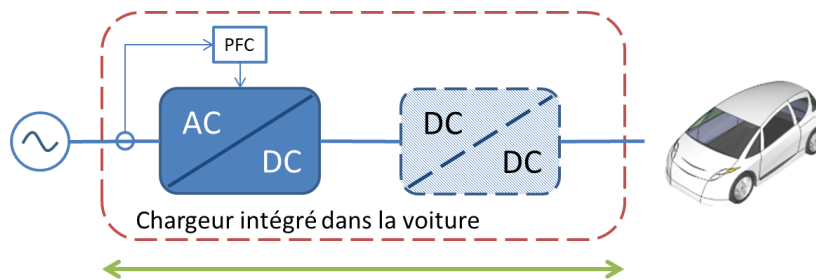


Figure 1-13 : Synoptique d'un chargeur de véhicule à partir du réseau AC

1.2.2.3 La distribution en courant continu, l'interface idéale ?

Si l'on fait le bilan des moyens de production et de consommation au sein du système de distribution électrique d'un bâtiment producteur d'électricité photovoltaïque et associé à un véhicule électrique, on obtient le synoptique de la Figure 1-14. Dès lors que l'on cherche à auto-consommer la production du bâtiment, on s'aperçoit que le passage par une distribution en courant alternatif engendre un certain nombre de conversions qui dégradent l'efficacité énergétique. Considérons, par exemple, le cas de l'alimentation des charges électroniques alimentées par l'énergie photovoltaïque au préalable stockée dans la batterie du véhicule. L'énergie transite par huit étages de conversion (dont un aller-retour dans les étages du chargeur de véhicule). Dans le cas d'une distribution en courant continu, ce nombre peut être ramené à quatre. Cette question du changement de distribution électrique se pose donc avec plus d'acuité suite au développement des systèmes photovoltaïques et de la volonté de consommer la production locale.

Cette transition vers une distribution électrique en courant continu pose, dans un premier temps, le problème de l'adaptabilité des charges actuelles. Même si les charges munies d'un redresseur avec filtre à capacité en tête seraient peu affectées par un passage en courant continu (dès lors que le niveau de tension de la distribution est compatible), il n'en est pas de même pour les autres charges.

Le courant continu pose aussi le problème de la protection des biens et des personnes. En effet, contrairement à la distribution en courant alternatif, il n'y a pas de passage naturel par zéro du

courant. On peut pourtant utiliser des moyens de coupure standard en considérant des performances plus conséquentes [30]. On peut également adjoindre aux moyens classiques des circuits d'aide à l'ouverture qui vont dévier la totalité ou une partie du courant de défaut le temps d'ouvrir le contact et ensuite assurer une coupure électronique [31]. Les protections DC ont déjà fait l'objet de nombreuses études dans le contexte des systèmes photovoltaïques les rendant, aujourd'hui, abordables. De plus, le courant continu est moins dangereux pour l'homme que le courant alternatif. Pour preuve, les niveaux de tension maximum pour la distribution TBTS, pour garantir la sécurité des personnes lors des contacts indirects, sont de 50V (efficaces) en alternatif et 120V en continu.

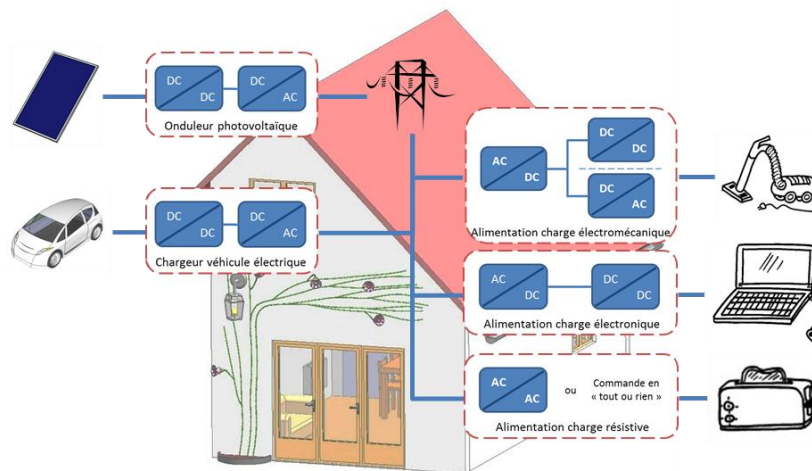


Figure 1-14 : Distribution électrique actuelle (en AC) dans un contexte de production photovoltaïque et d'utilisation de véhicule électrique

1.2.3 Etat de l'art des études sur la distribution en courant continu et positionnement de notre étude

La problématique de la distribution électrique en courant continu est traitée dans un certain nombre d'études. Ces études se différencient par leurs domaines d'application et par les éléments de distribution étudiés. Dans ce chapitre, on s'attachera à présenter les différents domaines d'application de la distribution en courant continu ainsi que les approches qui sont employées pour l'étudier dans les bâtiments. On situera ensuite notre étude par rapport à cet état de l'art.

1.2.3.1 Les domaines d'application de la distribution en courant continu

La distribution en courant continu est aujourd'hui employée ou étudiée dans différents domaines que nous allons lister ici (de façon non exhaustive). On cherchera à mettre en avant les raisons qui ont amené à ce type de distribution :

- Dans le cas des *data centers*, l'intérêt d'une distribution en courant continu vient du fait que les charges à alimenter sont en majorité de type électronique. De plus, un système d'alimentation de secours, basé sur une batterie, est souvent utilisé le temps de mettre en œuvre une alimentation de secours avec plus d'autonomie (groupe électrogène). On trouve dans [32] une comparaison entre différentes architectures pour une installation de 3,6 MW contenant près de 9000 serveurs. L'utilisation d'une distribution DC, avec un redresseur centralisé, permet de gagner jusqu'à 7 points de rendement par rapport à une distribution AC avec un redresseur par rack (un rack contient 42 serveurs), et encore plus par rapport à une distribution AC avec un redresseur par serveur. On présente Figure 1-15, la courbe présentant le rendement des différents systèmes et le synoptique des deux topologies extrêmes (Facility 400 Vdc et High efficiency 480 Vac).

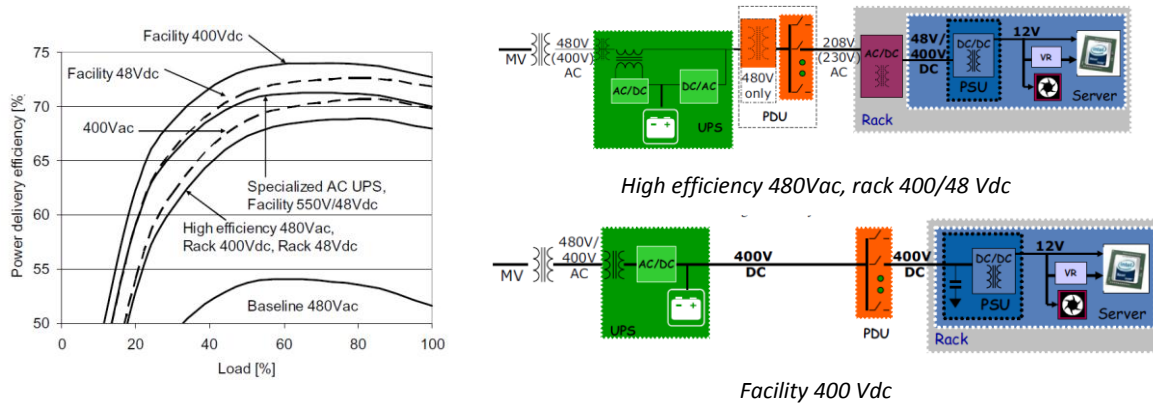


Figure 1-15 : Apport d'une distribution en courant continu dans le cas d'un data center de 3,6 MW [32]

- Dans le domaine des réseaux de bord, l'utilisation d'une partie ou de l'ensemble de la distribution en courant continu est déjà largement répandue. En effet, le réseau de bord d'une automobile a toujours été en courant continu, alimenté par la batterie de démarrage. Il en sera de même pour les véhicules électriques en utilisant cette fois-ci la batterie de traction. Dans le cas de l'aviation [33], les premiers réseaux de bord étaient en 28 Vdc (pour le secours). Puis dans les années 50, ils ont été partiellement remplacés, par des réseaux alternatifs à fréquence fixe. Enfin, pour l'Airbus A380, le système électrique permettant de fournir une fréquence fixe a été abandonné pour une question de poids, le réseau alternatif est donc maintenant à fréquence variable. Aujourd'hui la tendance est de revenir à une distribution en courant continu, à plus haute tension (270 Vdc). En effet, l'utilisation d'un réseau à fréquence variable nécessite l'utilisation d'un redresseur en amont de chaque charge, qui pourrait être mutualisé en tête d'installation.
- La distribution en courant continu est également utilisée pour associer des sources d'énergies distribuées et renouvelables (voir Figure 1-16). Comme nous l'avons vu pour les systèmes photovoltaïques, les piles à combustible sont également une source de courant continu. Pour les éoliennes, le contrôle de la vitesse de rotation de la génératrice impose de passer par un variateur de vitesse qui inclut un bus continu. On arrive donc à un problème similaire à celui qui nous intéresse dans le cas du bâtiment. Dans le but de consommer l'énergie produite localement, pour alimenter un quartier, un village, une usine..., en minimisant les infrastructures de connexion avec le réseau, l'utilisation d'une distribution locale en courant continu permet de limiter les étages de conversion. Cela se pratique déjà fréquemment dans les installations autonomes photovoltaïques de petite puissance [34].

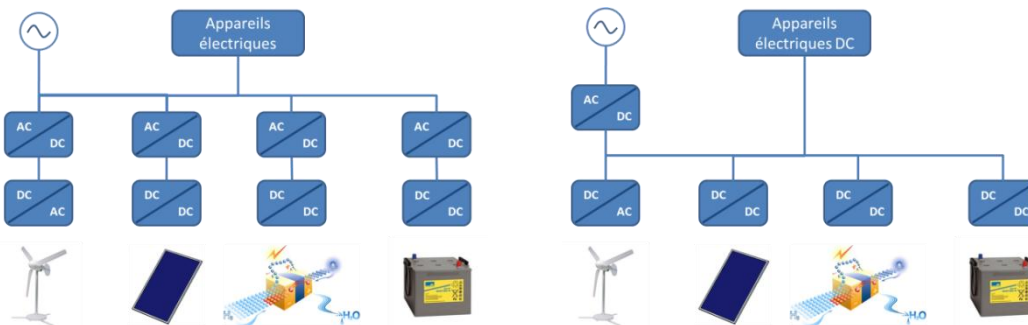


Figure 1-16 : Problématique de la distribution en courant continu dans le contexte des sources distribuées et renouvelables

Dans l'ensemble des applications que nous venons de balayer, le choix d'une distribution en courant continu s'est fait par rapport à des critères d'efficacité énergétique ou de masse. Nous allons maintenant nous intéresser aux approches dans le domaine du bâtiment.

1.2.3.2 *La distribution en courant continu dans le bâtiment*

Dans ce paragraphe, nous allons présenter un état de l'art des études sur la distribution en courant continu dans les bâtiments. On cherchera à mettre en avant les niveaux de tension choisis et les critères de comparaison employés.

Les références [35] et [36] présentent, à elles seules, la plupart des niveaux de tension généralement choisis pour étudier l'intérêt d'une distribution en courant continu dans les bâtiments. Ces niveaux de tension, fixés en fonction des applications actuelles (charges et convertisseurs usuels), vont de 48 à 320 Vdc (voire même 12 et 24 Vdc pour les sites isolés). On présente, ci-dessous, l'ensemble de ces tensions avec les raisons qui ont poussé à les considérer :

- 48 Vdc : Ce niveau de tension est actuellement utilisé dans les systèmes de télécommunication. Il existe donc des convertisseurs compatibles avec ce niveau de tension sur le marché. Ce niveau de tension est compris dans le domaine des Très Basses Tensions Sécurisées (TBTS), il ne présente donc pas de risque pour les utilisateurs en cas de contact indirect.
- 120 Vdc : Ce niveau de tension correspond à la limite haute du domaine TBTS en courant continu (50 V en courant alternatif). Autrement dit, il ne présente pas de risque pour les personnes et il permet également d'obtenir des pertes en conduction moins importantes que le 48 Vdc.
- 230 Vdc : Ce niveau de tension permet d'alimenter directement les charges AC de type résistif, sensibles seulement à la valeur efficace des signaux.
- 320 Vdc : Ce niveau de tension, correspondant à la valeur de tension en sortie d'un pont de diodes avec filtre à capacité en tête, permet d'alimenter l'ensemble des charges présentant un redresseur en entrée de leur alimentation sans la modifier.

Une fois le niveau de tension choisi, les études comparent les deux distributions (en courant alternatif ou en courant continu) en termes de pertes en conduction (dans les câbles), de pertes dans les convertisseurs et de coût des infrastructures. L'ensemble de ces comparaisons se fait généralement à la puissance nominale, c'est-à-dire à des niveaux de rendement quasi-maximal des convertisseurs, non représentatif des rendements sur cycle et, bien sûr, sans tenir compte de l'énergie grise, aujourd'hui rarement identifiée.

Par exemple, l'étude réalisée dans [36] compare les pertes dans les câbles, sur un cas d'étude, pour 48, 120, 230 et 320 Vdc. Cette comparaison, réalisée à section de câble fixée (donc sans redimensionnement optimisé), conclut sans trop de surprise que sous 48 et 120 Vdc, les pertes sont plus importantes. De plus, dans ce cas d'étude, ces niveaux de tension conduisent à des chutes de tension supérieures aux contraintes admissibles. Il est par contre intéressant de remarquer que sous 230 Vdc, les pertes sont plus faibles qu'en 230 Vac. En effet, en courant continu, il n'y a pas de puissance réactive et les harmoniques (ondulations) sont aisément filtrés. Cette étude compare également le coût d'une installation secourue par une UPS (Uninterrupted Power Supply) incluant un accumulateur, en distribution alternative, ou directement par un accumulateur, en distribution continue. Elle compare les coûts du système de secours, du redresseur général par rapport à un redresseur par charge électronique, et finalement les coût d'utilisation des redresseurs (Coût des pertes pour un prix d'électricité donné). Dans l'ensemble

des cas, les distributions en courant continu 320 et 230 Vdc sont plus avantageuses que la distribution en courant alternatif.

Concernant maintenant les pertes dans les convertisseurs des charges, on citera par exemple l'étude réalisée dans [37]. Cette étude porte sur l'alimentation, par un système photovoltaïque, d'un réseau d'éclairage comprenant des lampes à LED et des tubes fluorescents à ballast électronique (voir Figure 1-17). Pour évaluer la performance de la distribution, les auteurs ont caractérisé des convertisseurs commerciaux, aussi bien pour les convertisseurs photovoltaïques que pour les alimentations des lampes. Dans l'hypothèse d'une distribution en courant continu en 20 Vdc et où la production provient en totalité du système PV, la différence de consommation entre les deux distributions de la Figure 1-17 peut aller jusqu'à 20%. Mais cette étude ne tient pas compte des pertes dans les câbles. Le gain plus important pour les LED s'explique par le fait que l'alimentation des tubes fluorescents nécessite des convertisseurs DC-AC incluant une élévation de tension et présentant de moins bons rendements.

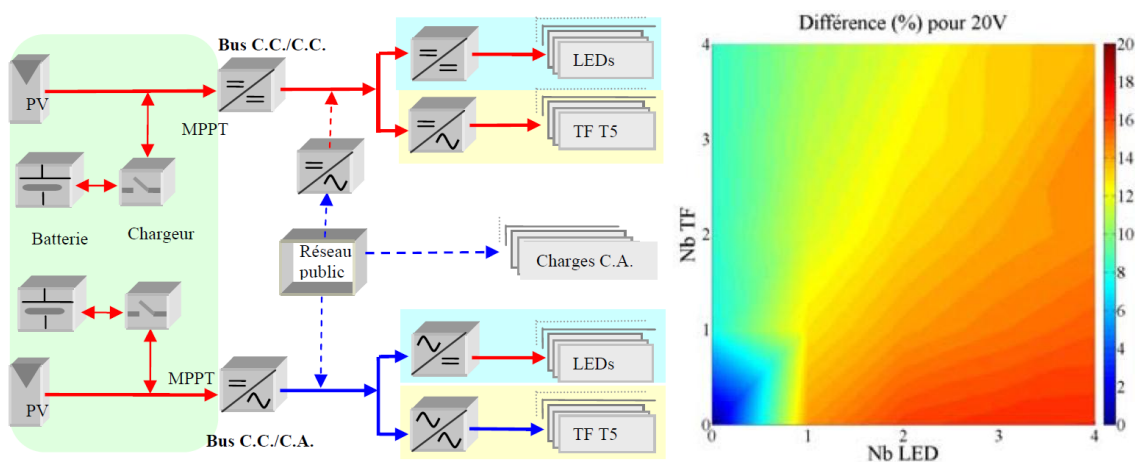


Figure 1-17 : Synthèse de l'étude réalisée dans [37] (gauche) et Gain en efficacité suite au passage à la distribution en courant continu pour différentes configurations du système d'éclairage (droite)

Globalement, les différentes approches rencontrées dans la littérature consistent à traiter un cas d'étude et de montrer la réduction des pertes à la fois en conduction et lors de la conversion de l'énergie. Ces études sont réalisées au point nominal de fonctionnement, pour des niveaux de tension en lien avec les applications actuelles et en considérant des convertisseurs du marché.

1.2.3.3 Positionnement et contribution de cette thèse de doctorat

Pour faire suite à ces différentes études, nous proposons de travailler sur l'architecture de distribution électrique en courant continu présentée Figure 1-18. Le (ou les) bus continu(s) sera (seront) alimenté(s) par le réseau de distribution et par un système photovoltaïque, et sera (seront) connecté(s) au véhicule électrique. Le convertisseur associé au réseau sera bidirectionnel de façon à pouvoir réinjecter le surplus de production photovoltaïque lorsque celle-ci est supérieure à la consommation.

Nous proposons également de reposer partiellement (en effet nous n'aborderons pas les aspects protections) le problème de la distribution en courant continu. Nous ne considérerons pas un niveau de tension en particulier mais nous évaluerons son influence sur la consommation d'énergie primaire sur l'ensemble du cycle de vie (notons que la méthode pourra s'appliquer, en dehors de cette thèse, à d'autres types d'impacts).

C'est selon ce même critère que nous dimensionnerons une partie des composants du réseau de distribution (un travail exhaustif concernant tous les types de composants, notamment les protections, était hors de portée d'une thèse en 3 ans). Pour minimiser l'impact de la

distribution en courant continu, il nous a paru pertinent de redimensionner l'ensemble des composants selon un critère le plus objectif possible, et non pas d'utiliser les caractéristiques des convertisseurs ou des câbles commerciaux (surtout qu'ils n'existent pas pour l'ensemble des niveaux de tension que nous explorerons). C'est ainsi que le critère d'énergie primaire consommée sur l'ensemble du cycle de vie s'est révélé pertinent [38].

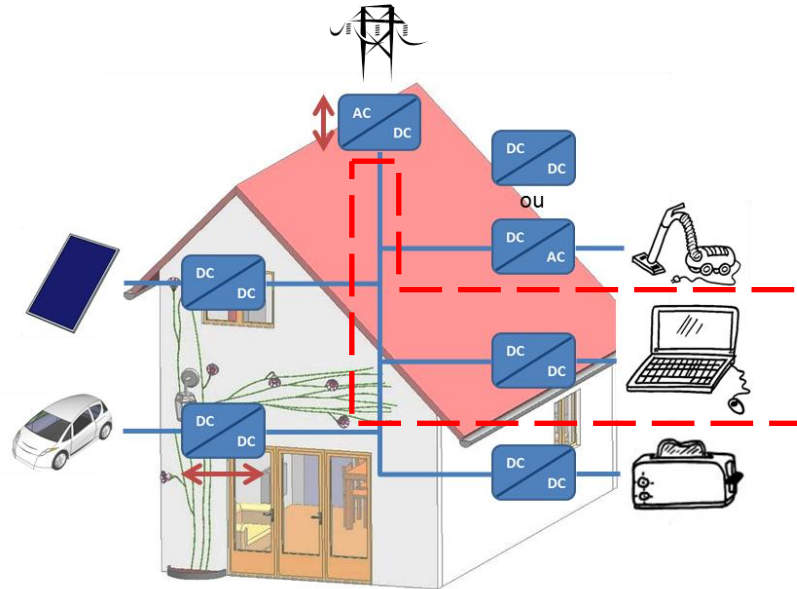


Figure 1-18 : Synoptique de la distribution en courant continu considérée

Par la suite, nous focaliserons notre attention exclusivement sur le câblage ainsi que sur les convertisseurs DC/DC associés aux charges électroniques du réseau, et plus particulièrement sur la façon de les dimensionner selon ce nouveau critère. Nous étudierons également l'influence du niveau de tension sur la consommation en énergie primaire de ces composants. La distribution en courant continu dans le bâtiment ne sera ici qu'un cas d'application de notre méthodologie qui pourra s'appliquer à tout système électrique.

1.3 Dimensionnement sur cycle de vie

Afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs DC/DC (nous n'avons traité que ce type de convertisseurs) associés aux charges électroniques ainsi que celui des câbles, nous avons cherché un critère qui prend en compte l'impact global de ces éléments. Après avoir passé en revue tous les critères utilisés aujourd'hui, nous proposerons d'utiliser des données issues d'Analyse de Cycle Vie (ACV) pour construire un critère de dimensionnement plus global.

1.3.1 Les limites des démarches actuelles

Aujourd'hui, pour dimensionner un système électrique ou pour le comparer à un autre, on utilise par exemple les critères suivants :

- Le rendement au point nominal de fonctionnement, ou parfois sur cycle. Le premier n'est représentatif que si le système électrique fonctionne, le plus souvent, à son point nominal. Le rendement sur cycle permet, quant à lui, de caractériser les performances d'un système électrique sur un cycle de fonctionnement donné ; c'est par exemple le cas du rendement européen pour les onduleurs PV [39]. Ces critères caractérisent donc l'impact énergétique du système uniquement pendant sa phase d'utilisation ;
- Le coût de fabrication [1] ;

- Le volume, dans le cas d'applications nomades ou embarquées [40]...

On peut reprocher aux deux premières méthodes d'être limitées à une seule partie des étapes de cycle de vie du système, sans prendre en compte l'impact global du système. En effet, un système bas coût présentera généralement de faibles performances énergétiques et induira un coût de fonctionnement supérieur (pertes, voire durée de vie plus faible). Ce surcoût pourra même, dans la plupart des cas, supplanter les économies réalisées lors de la fabrication. Pour bien assoir ce concept, on illustre de façon caricaturale Figure 1-19, la consommation d'énergie de trois systèmes en fonction des étapes du cycle de vie. Si l'on s'intéresse uniquement à la phase de fonctionnement, le système 3 semble être le plus avantageux. Cependant, pour obtenir les pertes les plus faibles, ce système est composé de composants utilisant plus de matière et/ou des matériaux ou processus de fabrication plus énergivores, avec globalement un coût énergétique de fabrication supérieur aux autres. Au final, il apparaît que le surinvestissement en énergie grise (énergie nécessaire à la fabrication et au recyclage) du système 3 n'a pas permis de faire baisser suffisamment les pertes lors de la phase de fonctionnement pour arriver à une consommation totale d'énergie sur l'ensemble de son cycle de vie plus faible que celle de ses concurrents. A l'inverse, le peu d'énergie investi dans le système 1 lors de sa fabrication, lui confère des pertes en fonctionnement excessives et aboutit également à une consommation énergétique globale élevée.

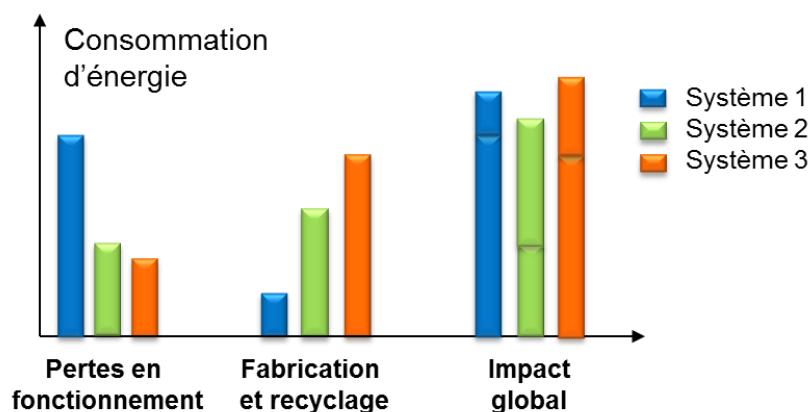


Figure 1-19 : Contribution de chacune des phases du cycle de vie à la consommation d'énergie de trois systèmes

Partant de ce constat, il paraît donc pertinent de prendre en compte la globalité du cycle de vie d'un système afin d'évaluer son impact complet. Avec cette méthodologie, on peut donc aboutir à un dimensionnement optimal sur cycle de vie, comme celui du système 2. Par la suite, nous chercherons à mettre en œuvre une démarche de dimensionnement pour les systèmes électriques qui prend en compte l'ensemble de leur cycle de vie.

Mais pour cela, il est nécessaire de disposer des données relatives à leurs différents constituants et pour les différentes phases de leur cycle de vie. L'étude de différentes ACV existantes nous a permis d'extraire des données d'énergie grise permettant de modéliser les phases de fabrication et de recyclage d'un composant ou d'un système électrique. Or ces données, pour la plupart des composants que nous avons étudiés, n'existaient pas de façon explicite. Un travail important d'extraction, à partir de diverses ACV, a donc dû être mené et nous en présenterons les principaux résultats au sein du chapitre II.

Nous proposons de résumer ci-après les fondements de la démarche ACV qui sous-tend ces travaux, sachant qu'il doit être clair que nous n'avons pas réalisé explicitement d'ACV dans cette thèse, car ce n'était pas l'objet des travaux.

1.3.2 La notion d'Analyse du Cycle de Vie

Pour répondre à la problématique de l'évaluation de l'impact d'un produit sur l'ensemble de son cycle de vie, une démarche, nommée Analyse de Cycle de Vie (ACV) est normalisée depuis 1997 (série de normes ISO 14000) [41]. Ces analyses sont effectuées pour une unité fonctionnelle et un cycle de vie donnés avec un périmètre d'étude défini, aussi étendu que possible, mais néanmoins limité. Le but est d'évaluer un ensemble d'impacts environnementaux, délibérément retenus, du produit ou du service considéré.

L'unité fonctionnelle est en lien avec la fonction principale de l'objet étudié. C'est par rapport à cette unité fonctionnelle que seront exprimés l'ensemble des impacts du produit. Par exemple, l'unité fonctionnelle associée à un moyen de production d'énergie électrique pourra être le kWh_e.

La Figure 1-20 propose de décomposer le cycle de vie d'un produit en 6 phases. Pour illustrer chacune des phases, on prendra l'exemple d'un transistor en boîtier :

- L'extraction de matières premières qui correspond par exemple à l'extraction de silice, matière première permettant de réaliser des composants semi-conducteurs en silicium.
- La transformation des matières premières qui inclut la transformation de la silice en silicium de qualité métallurgique et ensuite sa purification jusqu'au grade électronique.
- La fabrication de sous-ensembles qui peut, dans notre cas, regrouper la réalisation de wafers de silicium puis les processus de réalisation de transistors.
- La phase d'assemblage qui correspond à la mise en boîtier de la puce.
- La phase d'usage où les impacts du transistor sont dus à ses pertes en fonctionnement.
- Le recyclage ou la destruction du composant (données souvent les plus manquantes dans l'état actuel de nos connaissances et de nos pratiques).



Figure 1-20 : Synoptique type du cycle de vie d'un produit [42]

Ces étapes ne se déroulant pas toutes en un même lieu, le transport des constituants doit également être pris en compte. Chacune des phases du cycle de vie d'un produit pouvant être réalisée par différents procédés, il est nécessaire, pour chacune des ACV, d'explicitier le choix des procédés considérés. La plupart des données que l'on trouve dans la littérature prennent en compte l'état actuel des différents procédés pour créer des données les plus génériques possible (au niveau mondial ou à des échelles géographiques plus réduites). Pour améliorer la précision

d'une étude sur un de ces produits, l'utilisateur pourra modifier les hypothèses en fonction de la provenance des différents constituants de son produit. Il est donc évident que, d'une étude à l'autre, les résultats pourront être différents (la norme impose une description précise des hypothèses effectuées afin de conserver un regard critique), et que le choix de l'ACV dont sont extraites les données d'énergie grise doit être adapté au produit. Par exemple, pour évaluer le coût en énergie primaire, lors de sa phase de fonctionnement, d'un système électrique utilisé en France, il sera plus pertinent d'utiliser le coût en énergie primaire de l'électricité française domestique basse tension (3,6 kWh_p/kWh) que celui à l'échelle européenne (3,1 kWh_p/kWh).

Il existe également dans la littérature des études simplifiées qui ne prennent en compte que certaines parties du cycle de vie du produit. Par exemple, dans le cas d'un transistor, il est intéressant de connaître son impact lors de sa fabrication (extraction et transformation des matières premières, fabrication et assemblage des sous-ensembles) et de son recyclage, et de pouvoir quantifier l'impact de son usage en fonction de la façon dont il est employé dans un convertisseur (dimensionnement et choix des paramètres de commande).

Pour un cycle de vie donné, une ACV réalise une évaluation des flux entrants et sortants (énergétiques, matières, produits) de chacun des procédés rencontrés sur tout le cycle. C'est à partir de cet inventaire que seront calculés les différents impacts d'un produit en utilisant des logiciels d'ACV qui exploitent des bases de données d'ACV. On citera les plus répandues : EcoInvent (base de données généraliste, utilisée par exemple par le logiciel Gabi), ELDC (utilisée par le logiciel EIME spécialisé pour les systèmes électriques et électroniques) ...

A l'aide de ces bases de données et pour une méthode de calcul spécifique, on évaluera les impacts environnementaux du produit. Parmi ces impacts environnementaux on citera par exemple :

- La consommation en énergie primaire, généralement exprimée en MJ par unité (masse par exemple) et qui regroupe la consommation énergétique des différents procédés (en la ramenant en énergie primaire) mais également le contenu énergétique des différents sous-produits utilisés.
- La contribution au réchauffement climatique (ou pouvoir de réchauffement global) qui mesure, en équivalent CO₂, les émissions cumulées de gaz à effet de serre émis lors du cycle de vie du produit. En plus des émissions directes de gaz, elle comprend également les émissions « indirectes » dues par exemple à la production d'électricité utilisée dans les différentes phases du cycle de vie.
- L'épuisement des ressources naturelles s'exprime, selon les méthodes de calcul, soit en kg d'un minerai équivalent (d'antimoine par exemple) soit en quantité d'énergie primaire supplémentaire nécessaire pour atteindre les nouveaux gisements (exprimé en « MJ surplus » dans la méthode de calcul Eco-indicator 99 [43]). Pour une ressource donnée, cet impact traduit de sa rareté et/ou de sa difficulté d'accès.
- Parmi les autres impacts environnementaux, on pourra citer l'acidification de l'air, des sols, l'eutrophisation des milieux aquatiques, la toxicité...

On insiste sur le fait qu'aucune ACV n'a été réalisée au cours de cette thèse. En revanche, l'étude de diverses ACV existantes, nous a permis d'évaluer l'énergie grise des différents composants que nous étudierons par la suite.

1.3.3 Distinction entre éco-dimensionnement et écoconception

Lorsque l'on intègre des considérations environnementales dans l'étape de conception d'un produit, dans le but de réduire son impact environnemental, on touche aux thématiques de l'écoconception et de l'éco-dimensionnement. Une écoconception et un éco-dimensionnement

constituent des analyses mono ou multi-impacts prenant en compte un cycle de vie aux contours délimités et spécifiés. Dans ce paragraphe, nous allons expliciter la différence que nous faisons entre ces deux notions, dont celle d'éco-dimensionnement qui n'est pas stabilisée.

On peut situer l'écoconception comme une démarche plus amont que l'éco-dimensionnement. En effet, l'écoconception intervient dès la première phase de conception d'un produit, ou plus généralement d'un service, pour aider le concepteur à s'orienter vers la technologie la plus intéressante, d'un point de vue environnemental. L'éco-dimensionnement intervient dans un second temps. Il permet de dimensionner la technologie préalablement choisie en cherchant à améliorer ou minimiser ces impacts environnementaux en agissant sur ses paramètres de dimensionnement, tel qu'un ingénieur le fait classiquement. Par exemple, dans le cas de la construction d'une maison, l'écoconception consisterait à choisir l'architecture générale, l'orientation, les matériaux... pour minimiser les impacts de la maison. L'éco-dimensionnement consisterait, quant à lui, à optimiser les dimensions de l'architecture retenue, les quantités de matériaux, et éventuellement leurs propriétés à supposer qu'elles soient paramétrables.

En pratique, une écoconception ne devrait pas se faire sans un éco-dimensionnement des différentes technologies envisagées, mais cela rend la démarche très lourde et n'est donc pas très répandue. Aujourd'hui, les démarches d'écoconception dans le domaine du génie électrique sont encore peu fréquentes et plutôt abordées sous la forme « d'éco-améliorations » [44]. Ainsi, l'ACV d'un produit existant permet de détecter un constituant ou une phase du cycle de vie critique pour son impact environnemental. Une solution est ensuite proposée pour corriger cet impact (par exemple, « simplement » remplacer un produit toxique par un autre moins dangereux).

En cohérence avec nos pratiques disciplinaires (domaine des sciences pour l'ingénieur), nous avons choisi de focaliser nos travaux sur l'éco-dimensionnement, en l'occurrence sur celui de certains composants d'un réseau de distribution en courant continu destiné aux bâtiments (plutôt des secteurs habitat et tertiaire). Notre étude a ainsi pour vocation d'être une première brique de base pour l'écoconception de tels systèmes électriques.

1.3.4 Consommation en énergie primaire sur cycle de vie d'un système électrique

Comme nous venons de le mettre en avant, un éco-dimensionnement peut être une démarche multicritères (ou multi-impacts). Dès lors, afin d'optimiser le dimensionnement d'un composant dans le but de minimiser un ou plusieurs de ses impacts environnementaux, plusieurs options sont possibles. La première consiste à créer un critère unique qui serait une fonction de différents impacts environnementaux identifiés. En pratique, chaque impact n'est pas vraiment comparable aux autres, et il est difficile d'effectuer une pondération et de trouver une fonction critère unifiée pertinente. Une autre option consiste à réaliser une optimisation multicritères dont les résultats peuvent être représentés sur un front de Pareto (à n dimensions). Avec cette option, le concepteur reste *in fine* maître des choix, en privilégiant, en toute connaissance de cause, certains impacts plus que d'autres.

Ici, nous avons choisi de ne considérer qu'un impact très dominant et d'optimiser les paramètres de dimensionnement pour le minimiser. Il s'agit de la consommation en énergie primaire sur l'ensemble du cycle de vie des systèmes électriques à dimensionner, à l'image de ce qui a déjà été proposé dans [38]. Ce critère est pertinent dans le sens où, dans le contexte actuel d'une consommation d'énergie encore très majoritairement issue de ressources non renouvelables, beaucoup d'impacts sont directement associés à la consommation d'énergie primaire.

Pour résumer, la consommation en énergie primaire d'un système électrique est constituée de :

- Son énergie grise ;

- Ses pertes en fonctionnement lors de la phase d'usage, qui dépendent donc du cycle d'usage. On sépare en effet son propre fonctionnement de celui du dispositif qu'il alimente, sachant que celui-ci peut lui-même faire l'objet d'amélioration.

1.3.4.1 Pertes en fonctionnement d'un système électrique

Sachant que l'on exclut l'énergie utile convertie par un système électrique (c'est une donnée qui n'est pas remise en question dans cette étude, sa réduction relève en effet de la sobriété), la part du GER d'un système électrique associée à sa seule phase d'usage se limite à ses pertes ramenées en énergie primaire. Pour les calculer, il est nécessaire de définir les termes suivants :

- Soit la durée d'usage soit la durée de vie
La durée de vie est définie comme le temps nécessaire avant que le système électrique ne soit défectueux, c'est-à-dire que ses performances se soient dégradées à un niveau jugé inacceptable. Elle est associée à des considérations de vieillissement (thermique ou autres).

La durée d'usage correspondant d'avantage au résultat des comportements consuméristes de notre société et du remplacement d'un appareil électrique encore fonctionnel pour un plus récent ou pour toutes autres raisons. En outre, l'insuffisance de standardisation de l'ensemble des alimentations ou chargeurs que l'on doit changer en même temps que l'appareil électrique associé, alors qu'ils fonctionnent encore, contribue à accroître le poids environnemental de la courte durée d'usage de nombreux appareils. Considérer la durée de vie, plutôt que la durée d'usage, nécessite a priori de disposer de lois de dégradation pour pouvoir les intégrer dans le dimensionnement [25], ce qui n'est pas toujours possible. Dans la suite de notre étude, nous considérerons soit la durée de vie, soit la durée d'usage en fonction des cas que nous traiterons.

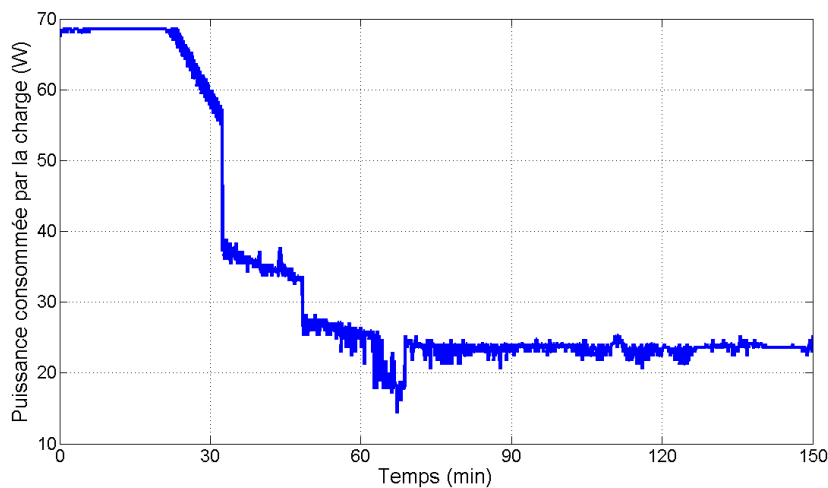


Figure 1-21 : Exemple de profil de consommation d'un ordinateur portable

- Le profil d'usage est le profil de consommation de la charge (dite utile, et associée aux comportements humains) qui déterminera les pertes au sein des systèmes électriques. Ce profil permet également de savoir à quel(s) taux de charge le système est le plus utilisé, de façon à concevoir, dans une approche simplifiée, un système présentant un bon rendement pour ce(s) taux de charge. Il est donc nécessaire que ce profil soit représentatif de l'usage qui est fait du système électrique.
 Pour exemple, on présente Figure 1-21 la mesure d'un profil particulier de consommation d'un ordinateur portable (utilisé dans l'éco-dimensionnement des

convertisseurs DC/DC). Dans cet exemple, malgré une puissance nominale de 70W, le système fonctionne plus de la moitié du temps à 1/3 de sa puissance maximale et cette proportion du temps est souvent encore beaucoup plus importante.

Dans la suite de nos travaux et sachant que leur objet est d'ordre méthodologique, on considérera un profil de consommation type pour chacun des systèmes étudiés. Ce profil permettra de calculer les pertes sur cycle, grâce aux modèles de pertes que nous présenterons dans le chapitre II. Les calculs effectués nous permettront, dans un premier temps, d'évaluer le rendement énergétique ou rendement sur cycle (η_{cycle}). Ce dernier est défini par l'équation (1.1), avec E_{cycle} l'énergie consommée par la charge pendant le cycle de fonctionnement et $Pertes_{\text{cycle}}$ l'énergie dissipée suite aux pertes en fonctionnement pendant ce même cycle. Même si ce critère n'est pas celui qui nous intéresse à proprement parler pour cette thèse, il nous a paru important de rappeler sa définition pour pouvoir comparer les composants éco-dimensionnés avec les composants commerciaux sur un critère traditionnel.

$$\eta_{\text{cycle}} = \frac{E_{\text{cycle}}}{E_{\text{cycle}} + Pertes_{\text{cycle}}} \quad (1.1)$$

On évaluera ensuite la consommation en énergie primaire due aux pertes lors de la phase de fonctionnement, $Pertes_{\text{usages}}$. Pour cela, on appliquera l'équation (1.2) qui tient compte du nombre d'utilisations pendant la durée d'usage, $N_{\text{utilisation}}$, et du coût en énergie primaire du kWh électrique, $Coût_{\text{elec}}$, exprimé en kWh_p/kWh_e. Pour ramener l'énergie électrique dissipée durant la phase d'usage en énergie primaire (selon la définition du GER) et compte tenu du rendement global moyen du parc de production électrique, on utilisera la même étude ACV que celle employée dans le logiciel bilan produit [17], qui estime, en France, à 3.6 kWh_p le coût du kWh électrique à la prise en basse tension (ce chiffre intègre les rendements de production, sachant que plus de 80% de l'électricité française est convertie à partir de cycles thermodynamiques à faible rendement, et les pertes de distribution dans les réseaux).

$$Pertes_{\text{usage}} = Pertes_{\text{cycle}} \times N_{\text{utilisation}} \times Coût_{\text{elec}} \quad (1.2)$$

1.3.4.2 L'énergie grise d'un système électrique

Aux pertes en fonctionnement ramenées en énergie primaire, on ajoutera l'énergie grise du système considéré. Cette énergie comprendra l'énergie primaire nécessaire à l'extraction et à la préparation des matières premières, à la fabrication et à l'assemblage des sous-produits et enfin au recyclage ou à la destruction du système. Elle sera calculée en utilisant des données d'énergie grise, dite spécifique (relatives à la masse de matériaux employés et/ou aux processus de fabrication et, théoriquement, au recyclage...), extraites de bases de données ou de la littérature que nous présenterons au chapitre II.

Dans la suite de notre étude, on notera la consommation en énergie primaire sur cycle de vie, GER, comme Global Energy Requirement. Cette quantité sera évaluée grâce à l'équation (1.3), où EG représente l'énergie grise du système électrique et $Pertes_{\text{usage}}$ sa consommation en énergie primaire pendant la phase de fonctionnement.

$$GER = EG + Pertes_{\text{usages}} \quad (1.3)$$

1.3.4.3 Le rendement sur cycle de vie.

Suite au calcul de la consommation en énergie primaire d'un système, nous nous proposons d'évaluer son rendement sur cycle de vie. Cette notion, introduite dans [25] et [45], se calcule par l'équation (1.4), où la consommation de la charge est exprimée en énergie primaire. Ce rendement sera maximum lorsque la consommation en énergie primaire sur cycle de vie (GER) sera minimale. Autrement dit, un convertisseur dont la consommation en énergie primaire sur cycle de vie aura été minimisée, présentera un rendement maximal sur cycle de vie. Il est à noter que le dimensionnement optimal correspondant dépendra fondamentalement de la durée cumulée de fonctionnement. Ainsi dans un système fonctionnant très peu de temps, le poids des pertes sera beaucoup plus faible que celui d'un autre fonctionnant très longtemps.

$$\eta_{\text{cycle_vie}} = \frac{E_{\text{cycle}}}{E_{\text{cycle}} + GER} \quad (1.4)$$

Conclusion

Après avoir analysé la consommation mondiale d'énergie mondiale, nous avons mis en évidence qu'elle est essentiellement basée sur des sources d'énergies non renouvelables dont la moitié des réserves est en passe d'être épuisée. Il est donc plus que nécessaire de réduire notre consommation et d'en améliorer l'efficacité, comme le préconise le scénario négaWatt [5], [46]. Le secteur résidentiel et tertiaire représente une très grosse part de la consommation d'énergie finale en France et dans le monde. Nous avons donc proposé d'étudier le réseau de distribution électrique au sein des bâtiments, dont on pense depuis longtemps qu'il y aurait sans doute à gagner à passer en courant continu, et qui peut constituer un facteur d'amélioration.

L'introduction de sources de production électrique d'origine renouvelable, notamment dans les bâtiments, permettant de réduire de façon significative le contenu en énergie primaire du kWh électrique, et l'arrivée du véhicule électrique incitent à distribuer l'électricité en courant continu avec une efficacité accrue et de nouvelles possibilités de gestion de l'énergie électrique (interactions des véhicules électriques avec le bâtiment et avec le réseau).

Afin de mieux étudier les gains potentiels d'une telle distribution, nous avons proposé d'utiliser un critère plus objectif qu'une simple comparaison de rendements, la consommation en énergie primaire sur cycle de vie, prenant en compte, non seulement les pertes en fonctionnement de l'ensemble des composants nécessaires à la distribution (protections, câblage et convertisseurs), mais également leur énergie grise (évaluée grâce à des données issues d'ACV).

A l'aide de ce critère, nous proposons, dans la suite de ce mémoire, de nous focaliser sur le dimensionnement du câblage ainsi que des convertisseurs DC/DC alimentant des charges de type électronique. Pour cela, nous présentons, dans le chapitre II, les méthodologies développées à cet effet ainsi que les modèles associés.

Chapitre 2 : Méthodologies d'éco-dimensionnement et modélisations

Introduction

Le premier chapitre a permis de mettre en évidence l'intérêt de dimensionner les composants de la distribution électrique sur l'ensemble de leur cycle de vie en considérant leurs impacts environnementaux. Nous avons choisi de restreindre notre étude à la consommation en énergie primaire sur cycle de vie qui est corrélée avec de nombreux autres impacts environnementaux.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les méthodes et les modèles qui seront utilisés par la suite pour éco-dimensionner les convertisseurs DC/DC (nécessaire pour alimenter les charges DC, très majoritaires) et le câblage d'une distribution en courant continu. Dans un premier temps, les modèles permettant d'évaluer la consommation en énergie primaire d'un câble seront présentés. Ces modèles mettront en avant le lien entre la quantité de matière active d'un composant et sa consommation en énergie primaire. Sur la base d'une approche homothétique, les organigrammes de dimensionnement pour le câble et pour les convertisseurs DC/DC seront établis. Finalement, les modèles relatifs aux différents composants constituant un convertisseur statique seront présentés (transistor, diode, élément magnétique et condensateur).

2.1 Eco-dimensionnement d'un câble

Dans cette première partie de chapitre, le cas des câbles de distribution en cuivre sera étudié (une étude fondée sur l'aluminium serait strictement identique, mais avec les caractéristiques de l'aluminium, voir l'étude réalisée dans [25] sur le remplacement du cuivre par de l'aluminium pour les enroulements de convertisseur électromagnétique). Par l'intermédiaire des modèles développés pour évaluer la consommation en énergie primaire sur cycle de vie d'un câble, nous montrerons que la section de cuivre sera la caractéristique dominante permettant de déterminer, pour un profil de fonctionnement donné, les pertes en fonctionnement et l'énergie grise. Partant de ce constat, nous proposerons un organigramme de dimensionnement et nous expliciterons les contraintes, thermique et électrique, retenues.

Pour l'ensemble de cette étude sur les câbles, nous considérerons un câble monobrin avec une âme en cuivre et un isolant PVC. En effet, à défaut de données ACV sur le type de polymère utilisé couramment pour les câbles (Polyéthylène Réticulé (PR) et Ethylène-PRopylène (EPR)), nous avons considéré un isolant PVC.

2.1.1 Evaluation de la consommation en énergie primaire d'un câble

Dans ce paragraphe, les modèles utilisés pour évaluer la consommation en énergie primaire sur cycle de vie d'un câble seront présentés. Le lien entre la section de l'âme du conducteur, les pertes en fonctionnement et l'énergie grise d'un câble (isolant et cuivre) sera également mis en évidence.

2.1.1.1 Evaluation des pertes en fonctionnement

Les pertes Joule s'expriment par l'équation (2.1). Ces pertes dépendent de la valeur efficace du courant appelé par la charge (I_{load}) et de la résistance du câble ($R_{câble}$). Cette résistance dépend de la résistivité du cuivre (ρ_{Cu}), de la longueur du câble ($L_{câble}$), et de sa section ($S_{câble}$), cette dernière sera notre seul degré de liberté. La résistivité du cuivre est une fonction de la température (θ_{Cu}), et la longueur du câble dépend du cas d'étude. Nous présentons également, équation (2.1), la relation permettant de calculer la résistivité du cuivre à la température θ_{Cu} , en fonction de la résistivité du cuivre à 25°C (ρ_0) et du coefficient de température (α). Par la suite, on considérera un coefficient de température de 0,4%/°C.

$$P_{Joule} = R_{c\grave{a}ble}(\theta_{Cu}) \times I_{load}^2 = \rho_{Cu}(\theta_{Cu}) \frac{L_{c\grave{a}ble}}{S_{Cu}} \times I_{load}^2 \quad (2.1)$$

$$\rho_{Cu} = \rho_0 (1 + \alpha(\theta_{Cu} - 25^\circ C))$$

La consommation en énergie primaire lors de la phase de fonctionnement sera ensuite évaluée en cumulant les pertes sur l'ensemble du profil de consommation et en multipliant par le nombre d'utilisation et le coût en énergie primaire du kWh électrique (voir équation (2.2)).

$$Pertes_{Joule} = Co\grave{u}t_{elec} N_{utilisation} \int_{cycle} P_{Joule}(t) dt \quad (2.2)$$

2.1.1.2 Modèle thermique du câble

Afin d'évaluer les pertes en fonctionnement, nous avons besoin de calculer la température du cuivre. Pour cela, nous proposons de considérer le modèle géométrique et le modèle thermique de la Figure 2-1. La température du cuivre sera supposée homogène sur l'ensemble de la section du conducteur, hypothèse valable compte tenu de la conductivité thermique élevée du cuivre et des densités de courant relativement faibles rencontrées dans ces applications.

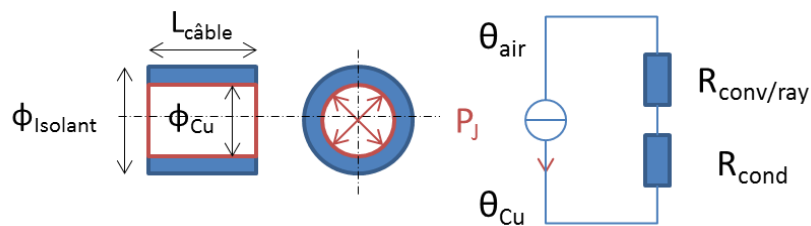


Figure 2-1 : Modèle géométrique et thermique d'un câble monobrin

En régime stationnaire, les transferts thermiques peuvent être représentés par des résistances thermiques, qui s'expriment en K/W et dont les définitions sont les suivantes :

- $R_{conv/ray}$: Résistance thermique représentant les phénomènes de convection et rayonnement à l'interface entre l'isolant et l'air. Son expression est définie par l'équation (2.3), où $h_{conv/ray}$ représente le coefficient de convection/rayonnement et S_{long} la surface d'échange longitudinale entre l'isolant et l'air. On considérera, par la suite, un coefficient de convection et rayonnement égal à $7W/K/m^2$ [25].
- R_{cond} : Résistance thermique représentant le phénomène de conduction thermique au sein de l'isolant. Son expression est définie par l'équation (2.3), où $\lambda_{isolant}$ représente la conductivité thermique de l'isolant et S_{log} la moyenne logarithmique des surfaces longitudinales interne et externe de l'isolant. Par la suite on considérera une conductivité thermique de $0,17 W/K/m$ (correspondant à celle du PVC) pour l'isolant [47].

$$\begin{aligned}
 R_{conv/ray} &= \frac{1}{h_{conv/ray} \times S_{long}} & S_{long} &= \pi \times \Phi_{isolant} \times L_{câble} \\
 R_{cond} &= \frac{\Phi_{isolant} - \Phi_{Cu}}{2 \times S_{log} \times \lambda_{isolant}} & S_{log} &= \pi \times L_{câble} \frac{\Phi_{isolant} - \Phi_{Cu}}{\ln(\Phi_{isolant} / \Phi_{Cu})}
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

Pour justifier le fait de considérer un régime thermique permanent, nous nous intéressons à la constante de temps relative au transfert thermique dans le câble. Celle-ci correspond au produit entre la résistance thermique (R_{cond}) du PVC et la capacité thermique du cuivre, et dépend de l'épaisseur de l'isolant. Selon la norme [48], l'épaisseur d'isolant autour d'un câble est de l'ordre du millimètre ce qui conduit à un temps caractéristique de l'ordre de la seconde. Etant donné que les profils de consommation auxquels seront soumis les câbles ne varieront pas avec des constantes de temps inférieures à la minute, on fera l'hypothèse du régime permanent pour l'étude thermique du câble. Selon ce modèle thermique, la température du cuivre se calculera donc à l'aide de l'équation (2.4).

$$\theta_{Cu} = \theta_{air} + P_{Joule} (R_{conv/ray} + R_{cond}) \tag{2.4}$$

Etant donné que la température de l'isolant est la plus élevée à son interface avec le cuivre, c'est également cette température qui nous permettra de vérifier la compatibilité entre la durée de vie de l'isolant et la durée de d'usage considérée.

2.1.1.3 Evaluation de l'énergie grise d'un câble

Pour évaluer l'énergie grise du câble, on se basera sur deux données. L'une relative à l'âme (cuivre) et l'autre relative à l'isolant (PVC) :

- La donnée concernant le cuivre est issue d'une étude ACV de l'institut européen du cuivre [49]. Cette étude a évalué les impacts environnementaux d'un fil de cuivre d'une section de 1mm^2 fabriqué en Europe. Les résultats sont basés sur des données de référence, datant de l'année 2000, concernant l'extraction de minerais, la fabrication de cathode de cuivre, la provenance des semi-produits (géographique et répartition en cuivre brut et cuivre recyclé) et la fabrication des produits finis. Cette donnée prend donc en compte l'ensemble des phases du cycle de vie, de l'extraction des matières premières au recyclage, en excluant la phase d'utilisation. Elle estime à $0,405 \text{ MJ/m}$ la consommation en énergie primaire consommée lors du cycle de vie d'un fil de cuivre d'une section de 1mm^2 . Pour notre étude, nous avons considéré, une énergie grise spécifique pour une âme en cuivre, que l'on notera EG_{Cu}^{vol} , de 405 GJ/m^3 de cuivre soit environ $112 \text{ kWh}_p/\text{m}^3$ de cuivre.
- La donnée concernant le PVC isolant les câbles, est issue de la base de données EcoInvent. Elle se base sur une moyenne européenne concernant les procédés utilisés pour fabriquer le PVC et le transport nécessaire jusqu'à l'utilisateur final. Elle prend en compte l'ensemble des phases du cycle de vie, de l'extraction de matière première au recyclage. On trouvera plus de renseignements sur cette données dans [50]. Elle estime

à 17 kWh_p/kg soit 24 MWh_p/m³, avec une masse volumique de 1400 kg/m³. Par la suite, on notera cette valeur EG_{PVC}^{vol} (Energie Grise spécifique du PVC).

Ainsi, on évaluera l'énergie grise d'un câble ($EG_{c\grave{a}ble}$) à l'aide de l'équation (2.5). Notre évaluation ne prendra donc pas en compte le processus d'extrusion du PVC autour du fil de cuivre.

$$EG_{c\grave{a}ble} = (S_{Cu} \times EG_{Cu}^{Vol} + S_{isolant} \times EG_{PVC}^{Vol}) \times L_{c\grave{a}ble} \quad (2.5)$$

2.1.1.4 Lien entre section de câble et épaisseur d'isolant

Afin d'évaluer sa température ainsi que son énergie grise, nous avons besoin de connaître l'épaisseur d'isolant entourant le câble. Dans cette optique, nous avons analysé la norme NF C 32-201 [48] qui définit l'épaisseur d'isolant nécessaire à un câble de tension assignée inférieure à 450/750V. A partir de cette norme, un modèle permettant de lier la section de l'isolant ($S_{isolant}$) avec la section de l'âme (S_{Cu}) (voir équation (2.6)) a été établi. La Figure 2-2 présente les valeurs issues de la norme ainsi que le modèle polynomial associé.

$$S_{isolant} = 0.3e^{-3} \times S_{Cu}^3 - 28e^{-3} \times S_{Cu}^2 + 1.39 \times S_{Cu} + 2.27 \quad (2.6)$$

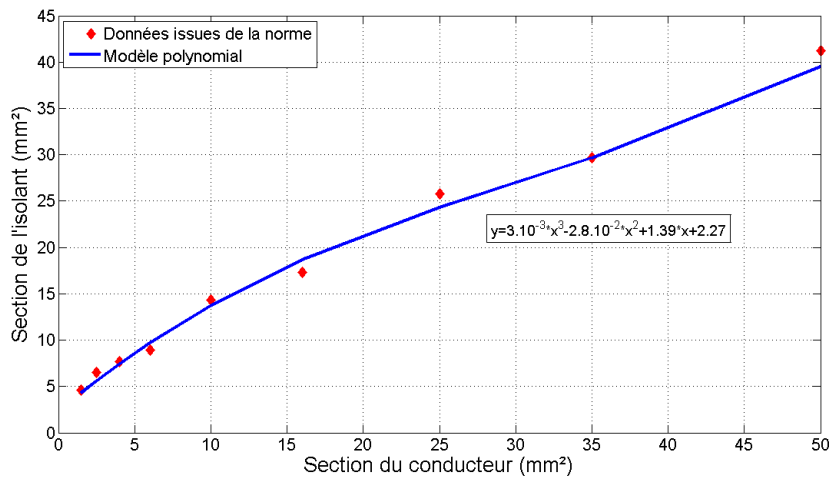


Figure 2-2 : Modèle polynomial liant la section d'isolant et celle du conducteur, fondé sur les épaisseurs d'isolants préconisées par la norme NFC32-201-3

2.1.2 Méthodologie d'éco dimensionnement des câbles du réseau de distribution

Après avoir présenté les modèles que nous emploierons pour évaluer la consommation en énergie primaire sur cycle de vie, nous allons maintenant introduire la méthodologie de dimensionnement élaborée sur un cas très simple (à vocation pédagogique).

2.1.2.1 Quantité de matière active : dénominateur commun entre pertes et énergie grise

Dans les modèles que nous venons de présenter, les pertes en fonctionnement étaient inversement proportionnelles à la section du conducteur et l'énergie grise directement

proportionnelle à cette même section (à la section de l'isolant près). Partant de ce constat, on peut présager qu'il existera, pour la consommation en énergie primaire, une section de conducteur optimale. L'éco-dimensionnement d'un câble consistera donc à trouver la section de cuivre qui minimise la consommation en énergie primaire sur cycle de vie.

On présente, Figure 2-3, le synoptique décrivant l'éco-dimensionnement d'un câble. Ce dimensionnement se fera pour un profil de consommation, une durée d'usage et une topologie du réseau donnés. C'est à partir de ces éléments que nous vérifierons que les contraintes thermiques et de chutes de tension sont respectées et que nous calculerons le GER final du câble.

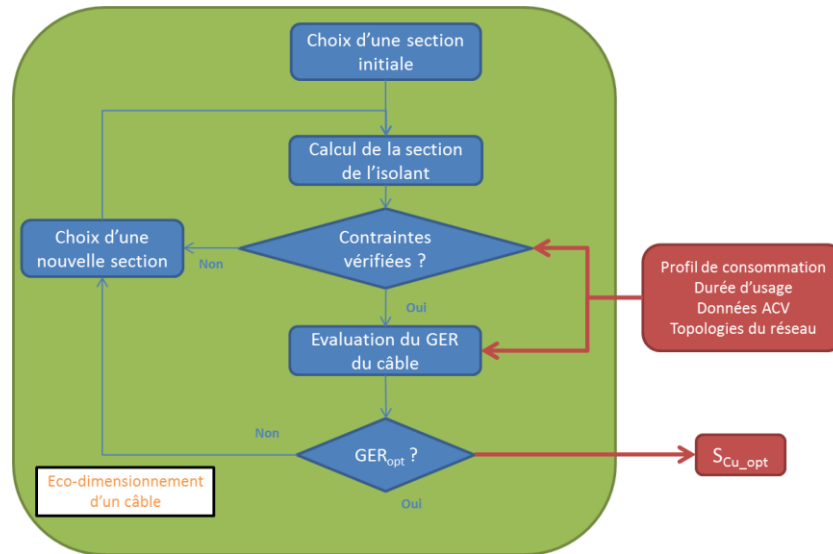


Figure 2-3 : Synoptique de l'éco-dimensionnement d'un câble sous contraintes

2.1.2.2 Contraintes thermique et de chute de tension

Dans la suite de notre étude nous considérerons pour le câble, une durée d'usage de 20 ans. Cette valeur, un peu arbitraire, aurait pu être plus élevée. Afin que la durée de vie du câble soit compatible avec cette durée d'usage nous avons contraint l'éco-dimensionnement du câble. La durée de vie d'un câble étant fortement corrélée avec sa température d'emploi, la contrainte sera donc de nature thermique.

La Figure 2-4 représente l'abaque permettant de choisir une température d'emploi maximale en fonction de la durée de vie souhaitée. Cet abaque est décliné en fonction des différents matériaux isolants couramment utilisés pour isoler un câble. A partir de cet abaque, on choisit une température d'emploi maximale de 75°C permettant de garantir une durée de vie légèrement supérieure à la durée d'usage considérée (20 ans). En pratique, cette contrainte thermique se traduira par une section minimale pour le câble éco-dimensionné.

La durée de vie issue de cet abaque est établie pour une température d'emploi appliquée de façon permanente sur l'isolant. Dans les cas que nous considérerons par la suite, le câble ne sera pas utilisé de façon permanente et pas nécessairement soumis à un profil constant. On considérera donc la puissance maximale du profil pour vérifier la contrainte thermique, ce qui conduira à une section minimale plus importante que celle suffisante pour les profils intermittents que nous considérerons.

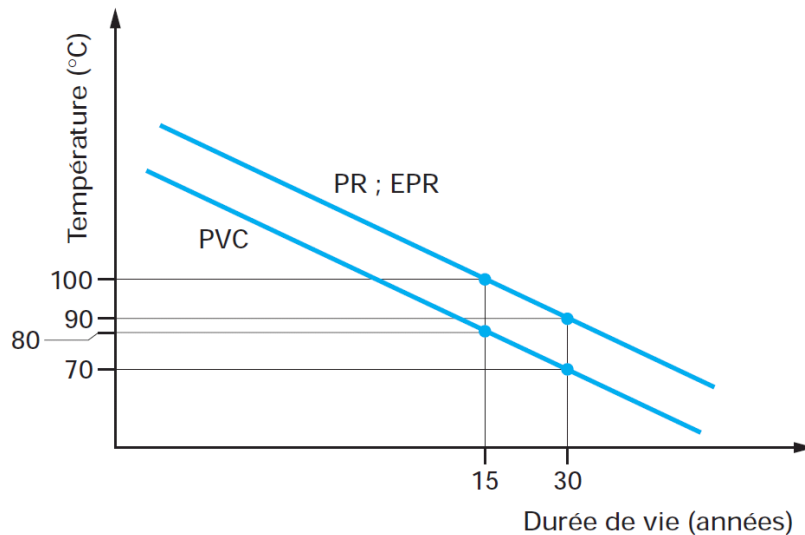


Figure 2-4 : Abaque liant la durée de vie d'un câble avec une température d'emploi maximale admissible [51]

En plus d'une contrainte de durée de vie, le câble doit respecter des contraintes électriques concernant la chute de tension qu'il engendre. Ces chutes de tension maximales admissibles sont décrites dans la norme NFC 15-100 [52]. Le Tableau 2-1 reprend les spécifications de la norme.

Tableau 2-1 : Spécifications de la norme NFC 15-100 concernant les chutes de tension dans les installations BT

	Eclairage	Autres usages
Installations alimentées directement par un branchement à basse tension, à partir d'un réseau de distribution publique à basse tension.	3%	5%
Installations alimentées par un poste de livraison ou par un poste de transformation à partir d'une installation à haute tension (l'origine de l'installation est le point de raccordement HTA)	6%	8%

Dans la suite de notre étude, en fonction du type de charge à alimenter, on considérera une chute de tension maximale admissible de 3 ou 5% (du tableau électrique à la charge). Comme pour la contrainte thermique, la contrainte de chute de tension se traduira par une section minimale pour le câble. Finalement, en fonction de la longueur du câble, c'est la contrainte de chute de tension ou la contrainte thermique qui imposera la section minimale du câble.

2.2 Méthodologie d'éco-dimensionnement des convertisseurs statiques

Après avoir présenté les modèles et méthodes relatifs à l'éco-dimensionnement des câbles de distribution, considérons le cas des convertisseurs statiques. Dans un premier temps, on explicitera les constituants du convertisseur statique pris en compte dans cette étude, ainsi que les technologies de composants associés. Ensuite, les différentes étapes de la méthodologie proposée pour les convertisseurs statiques seront présentées. A l'image de la méthodologie pour les câbles, celle utilisée pour les convertisseurs s'appuiera également sur une approche homothétique venant modifier des composants de référence dimensionnés selon une approche « classique » que nous définirons également ici. Les paramètres de commande seront aussi

considérés comme des paramètres d'optimisation pour minimiser la consommation en énergie primaire des convertisseurs statiques.

Dans notre étude, nous considérons des convertisseurs de type DC/DC alimentant des charges d'une puissance allant jusqu'à la centaine de watts et nécessitant une tension d'alimentation de l'ordre de la dizaine de volts. Nous considérerons les topologies flyback et buck. La première qui, grâce à son isolation galvanique et à ses performances pour de grandes différences de tension entre entrée et sortie, est largement utilisée dans les alimentations électroniques de quelques centaines de watts. La seconde, plus simple et plus adaptée pour les faibles différences de tension entre entrée et sortie, sera testée à titre de comparaison avec la topologie flyback.

2.2.1 Composants des convertisseurs DC/DC de petite puissance

De façon générale, un convertisseur statique de petite puissance se base sur des organes de puissance et de filtrage permettant de commuter le courant ou la tension et de limiter leurs ondulations à des valeurs acceptables. Pour piloter ces organes de puissance, on utilise des organes de commande. Ils permettent d'asservir les grandeurs électriques (tension, courant) et de piloter les semi-conducteurs de puissance lors de leurs commutations (driver). Pour protéger les composants, on les associe, si nécessaire, à des auxiliaires de dissipation thermique passifs (radiateurs) ou actifs (ventilateurs) et de réduction des contraintes électriques (snubber). Enfin, si les émissions CEM du convertisseur sont supérieures à celles préconisées par les normes, on lui adjoint un filtre CEM. L'ensemble de ces composants est assemblé sur un circuit imprimé ou PCB (Printed Circuit Board), qui est lui-même inclus dans un boîtier. On présente Figure 2-5, le synoptique décrivant un convertisseur statique sous sa forme complète.

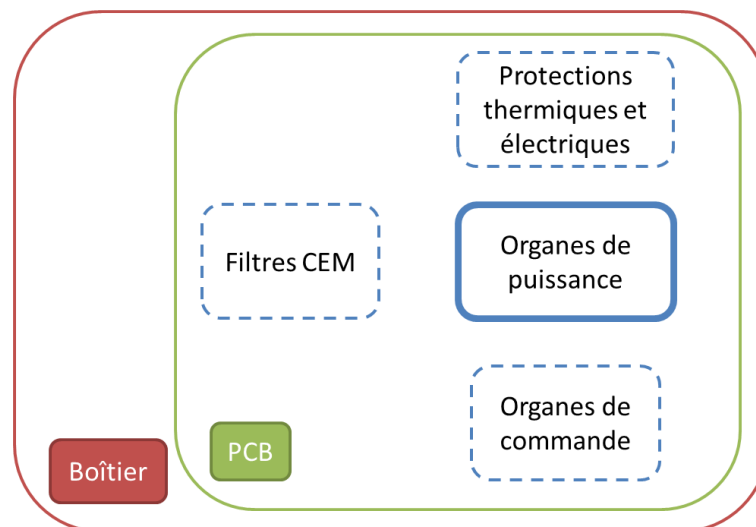


Figure 2-5 : Synoptique d'un convertisseur statique : focus sur les organes de puissance

Eco-dimensionner un convertisseur statique consiste à optimiser le dimensionnement de ses composants dans le but de minimiser un ou plusieurs impacts environnementaux de l'ensemble du convertisseur sur son cycle de vie. Cependant, pour aborder cette approche relativement novatrice, nous avons choisi de nous limiter aux organes de puissance et de filtrage. Les principaux composants nécessaires à la réalisation de cette partie du convertisseur sont alors des composants magnétiques (inductances, transformateurs ou les deux à la fois), des condensateurs de puissance et des semi-conducteurs (diode, transistor...). Nous sommes bien conscients qu'il manque l'électronique de commande voire de communication ainsi que les auxiliaires précédemment évoqués, le circuit imprimé et le boîtier, mais il nous a semblé que

l'extension à l'ensemble du système serait ensuite moins difficile en ayant amorcé l'approche de cette façon. Notons enfin que, pour des applications fonctionnant pendant de longues durées d'usage (1000 heures ou plus), l'éco-dimensionnement conduit à des hauts rendements et donc à de faibles pertes qui réduisent considérablement les besoins d'échangeurs thermiques (à l'image des résultats présentés dans [25]).

Nous allons maintenant présenter les technologies de composants retenues pour cette étude. Là aussi nous avons limité les choix technologiques, toujours dans le même esprit de simplification d'un problème nouveau et complexe mais nous sommes bien conscients que les paramètres technologiques constituent également un levier d'optimisation très important.

2.2.2 Focus sur les technologies de composant considéré

Le choix des topologies considérées pour notre étude résulte d'un compromis entre la disponibilité de données ACV et l'adéquation avec les spécificités des convertisseurs étudiés (niveaux de puissance, de tension, fréquences de commutation...)

- Interrupteurs commandés : les contraintes en tension et la puissance des convertisseurs relativement faible nous incitent à choisir des interrupteurs de type MOSFET (technologie multicellulaire planar silicium). Mais il est clair que si nous disposions de suffisamment de données (surtout pour l'énergie grise), nous souhaiterions pouvoir comparer d'autres technologies (MOS trench, à superjonction, diverses technologies d'IGBT, autres matériaux comme le SiC...)
- Diodes : les faibles tensions de sortie et les fréquences mises en jeu, nous ont conduits à retenir la technologie Schottky. Notons que dans le cas des structures buck, la fonction de diode sera assurée par un MOSFET (synchrone),
- Condensateurs : nous avons choisi des condensateurs électrochimiques de type aluminium à électrolyte liquide classiquement utilisés dans ce type d'application et surtout nous offrant une palette suffisante pour élaborer des données sur une large échelle de tension. Mais là encore, nous pourrions considérer bien d'autres technologies (aluminium gélifié ou polymère, tantale, céramique...).
- Circuit magnétique et matériaux magnétiques : nous avons retenu un matériau de type ferrite (Epcos N97) car il était suffisamment spécifié ainsi qu'une unique forme de noyau (basé sur un double circuit E10/5,5/5 de chez EPCOS). Il va également de soi que les propriétés des matériaux (très vaste palette) et que les proportions des circuits magnétiques offrent une grande étendue de paramètres et la possibilité d'affiner la granulométrie de cet éco-dimensionnement.

On détaillera, dans le paragraphe 2.3, les gammes et les séries des composants choisies.

2.2.3 Eco dimensionnement des composants de puissance

L'éco-dimensionnement de la partie puissance d'un convertisseur statique consiste à choisir les paramètres permettant de réduire leur consommation en énergie primaire. Listons, dans un premier temps, les paramètres permettant d'agir sur l'énergie grise et sur les pertes :

- Compte tenu des choix technologiques précédemment imposés, il nous reste les paramètres dimensionnels des composants (surfaces de puce, facteur d'échelle du

noyau, longueur d'entrefer et nombres de spires dans le cas des composants magnétiques, facteur d'échelle également dans le cas des condensateurs).

- Les paramètres de commande vont également influencer sur les pertes et constitueront l'autre levier pour minimiser le GER du convertisseur.

Dans les sous-sections suivantes, nous allons présenter la méthodologie employée pour l'optimisation du dimensionnement des composants et des paramètres de commande.

2.2.3.1 Méthodologie d'éco-dimensionnement

A l'image de ce que nous avons vu pour le câblage, il est naturel de penser que les pertes dans un composant du convertisseur sont inversement proportionnelles à la quantité de matière active, exception faite des pertes en commutation, cette spécificité des MOS va d'ailleurs conduire à des résultats au premier abord étonnants. Quant à l'énergie grise des composants, elle est proportionnelle à leur quantité de matière active. Ainsi, le GER d'un composant est lié à ses dimensions géométriques.

Partant de ce constat, et dans le but de comparer le dimensionnement sur GER à un dimensionnement « classique », nous avons choisi d'utiliser une démarche homothétique. Pour un cahier des charges donné (profil de consommation, paramètres de commande, niveau de tension d'entrée et de sortie), des composants de référence seront dimensionnés selon des contraintes thermiques et électriques. A partir de ce dimensionnement de référence on optimisera ensuite le facteur homothétique associé à chacun des composants de façon à minimiser le GER du convertisseur pour un profil de consommation et une durée d'usage donnés. Dans la suite de l'étude, nous précisons les hypothèses qui garantissent un découplage des composants et permettent de les optimiser de façon indépendante. On présente Figure 2-6 le synoptique proposé pour l'éco-dimensionnement des composants à paramètres de commande imposés.

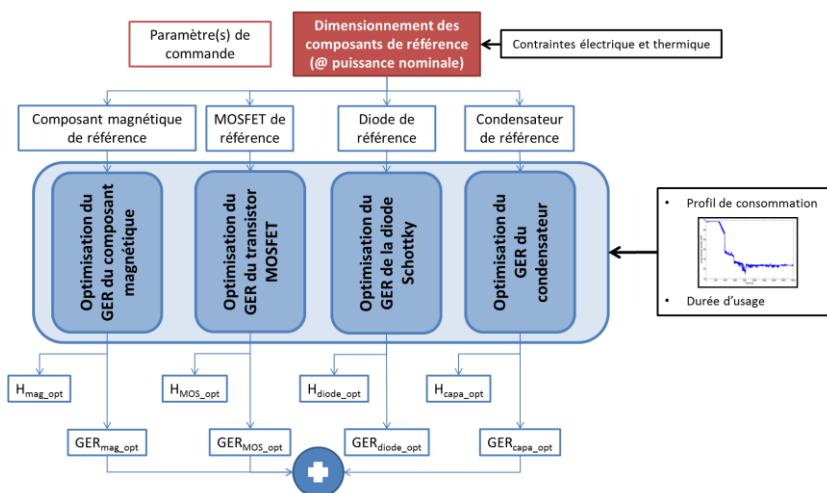


Figure 2-6 : Synoptique de l'éco-dimensionnement, à paramètres de commande fixés, d'un convertisseur simplifié.

Comme nous l'avons souligné plus tôt, les paramètres de commande constituent également des paramètres d'optimisation pour minimiser le GER. Leurs choix influent directement et indirectement sur les pertes des composants. En plus d'une optimisation indépendante de

chacun des composants, nous avons donc choisi d'optimiser les paramètres de commande. Nous avons choisi de considérer une méthodologie à deux étages d'optimisation imbriqués (voir Figure 2-7) : le premier niveau concernant les facteurs homothétiques et le second niveau concernant les paramètres de commande. Pour chaque jeu de paramètres de commande testé, on dimensionnera donc de nouveaux composants de référence (dimensionnés selon des contraintes thermiques et électriques « classiques ») et on optimisera les facteurs homothétiques des composants de façon à minimiser la consommation en énergie primaire du convertisseur. On cherchera ensuite les paramètres de commande minimisant cette même consommation en énergie primaire.

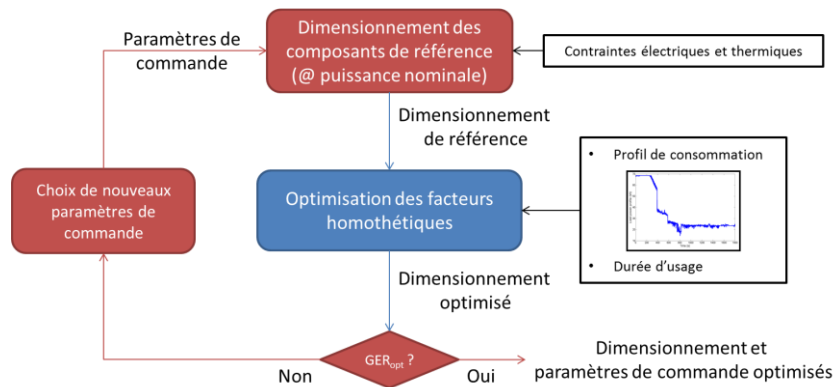


Figure 2-7 : Synoptique global d'éco-dimensionnement d'un convertisseur statique

2.2.3.2 Dimensionnement des composants de référence

Pour choisir les composants de référence nous nous sommes basés sur des critères de dimensionnement thermiques et électriques « classiques » explicités ci-dessous :

- Pour le composant magnétique, on retient le plus petit composant respectant les contraintes thermiques en régime permanent (températures maximales du vernis isolant du bobinage et du matériau ferrite). Selon une étude portant sur l'imprégnation des bobinages [53], la température maximale pour le vernis isolant sera prise égale à 120°C, mais, dans une étude plus complexe, cette valeur pourrait être associée à d'autres matériaux ou encore reliée à la durée de vie via des lois de vieillissement. La seconde contrainte permet d'éviter l'emballement thermique du matériau magnétique. En effet, comme le montrent les courbes de la Figure 2-8, issue de la documentation technique du ferrite N97 que nous considérerons par la suite [54], au-dessus de 100°C une élévation de température entraîne une augmentation des pertes (à profil de consommation constant) qui peut conduire à un emballement thermique. On considérera une température maximale admissible pour le circuit magnétique de 100°C. En fonction de son rôle, inductance de lissage ou inductance couplée (cas du flyback), le composant de référence devra également satisfaire des contraintes d'ondulation de courant maximale ou d'énergie stockée.
- Pour les condensateurs de filtrage, le composant de référence sera choisi de façon à garantir une ondulation de tension (arbitraire) inférieure à 10%. Nous avons retenu délibérément la technologie électrolytique aluminium pour son utilisation habituelle et la présence de données ACV. Pourtant elle n'est sans doute pas la meilleure et il serait

pertinent d'étudier d'autres technologies comme les céramiques multicouches. Avec les condensateurs électrochimiques, il est important de noter que, pour les fréquences considérées (de l'ordre de plusieurs dizaines de kHz, voir chapitre 4), l'ondulation de tension, engendrée par le passage de la composante alternative du courant, est à dominante résistive. En effet, si l'on s'intéresse à l'évolution de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence (voir Figure 2-8), on remarque qu'il existe trois zones distinctes. La première, pour les faibles fréquences, où l'effet capacitif est majoritaire mais diminue avec la fréquence. La seconde, où l'effet capacitif est devenu négligeable, et où l'impédance, constante, correspond à la résistance équivalente série du condensateur (ESR). Enfin, la dernière où les éléments inductifs du condensateur sont prépondérants. Les effets résistifs étant dominants, on choisira pour composant de référence, un condensateur présentant une valeur d'ESR régie par l'équation (2.7). ΔV_{max} représente l'ondulation maximale admissible et ΔI_c l'ondulation de courant dans le condensateur (valeurs crête à crête).

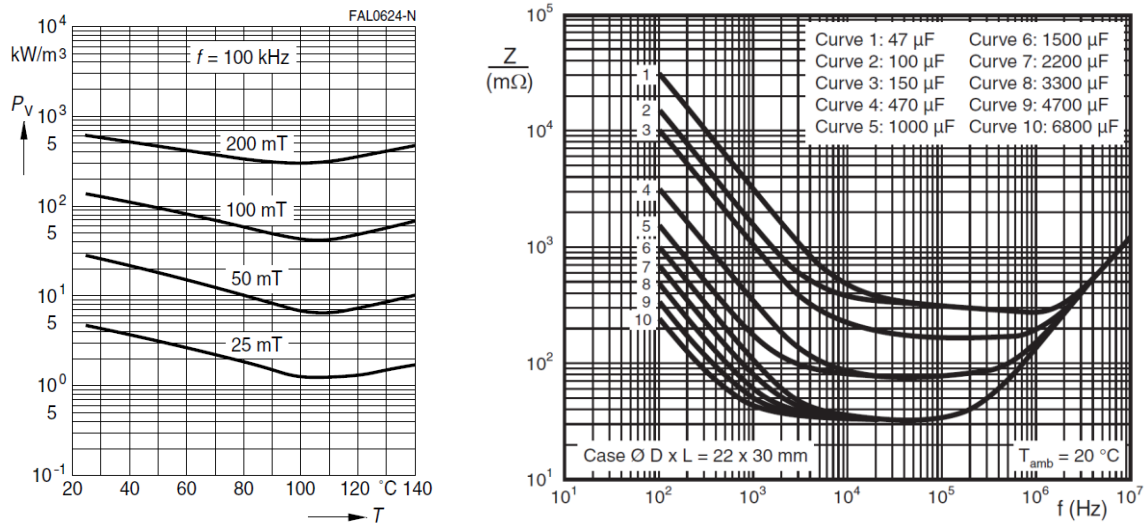


Figure 2-8 : Evolution des pertes volumiques en fonction de la température pour différentes valeurs d'induction du ferrite N97 [54] (gauche) et de l'impédance de condensateurs de la série 058/059 PLL-SI en fonctions de la fréquence [55] (droite)

$$ESR_{ref} = \frac{\Delta V_{max}}{\Delta I_c} \tag{2.7}$$

On vérifiera également que le condensateur peut supporter thermiquement la valeur efficace du courant qui le traverse. Dans les conditions définies, on fera l'hypothèse d'une absence de dépendance de la valeur d'ESR à la température et à la fréquence.

- Pour les semi-conducteurs, nous avons choisi de considérer un dimensionnement assez simpliste. Les contraintes en tension et en courant (courant efficace pour les MOSFET et courant moyen pour la diode Schottky) sont calculées et les composants présentant des calibres égaux à ces contraintes sont retenus. Ce dimensionnement simpliste est discutable puisque les calibres en courant des semi-conducteurs sont établis pour une

température de boîtier de 25°C (spécification du fabricant des puces considérées) et correspondent au courant maximal admissible sans que la température de puce ne dépasse 125°C. On aurait pu effectuer une correction pour considérer une température de boîtier plus réaliste mais nous avons renoncé à compliquer la méthode, d'autant plus que les composants optimisés selon le critère de GER se révèlent *in fine* très surdimensionnés (faibles pertes).

Une fois les composants de référence identifiés, nous utilisons les modèles présentés dans le chapitre 2.3 déterminant les lois liant leurs dimensions caractéristiques à leurs propriétés, ce qui permettra ensuite de les modifier à l'aide de facteurs homothétiques pour les optimiser. Il faut noter que les raisonnements ont été faits en régime thermique permanent et que nous ne considérerons pas l'éco-dimensionnement de convertisseurs à très courte durée de fonctionnement qui nécessiteraient des modélisations en régimes thermiques transitoires, comme cela avait été fait avec des moteurs asynchrones dans [45].

2.2.4 Mise en place de la démarche homothétique pour l'ensemble des composants

Comme nous l'avons vu précédemment la modification des dimensions des composants a pour but de trouver les composants consommant le moins d'énergie primaire sur cycle de vie. Il faut donc que le facteur homothétique appliqué sur chaque composant modifie les dimensions des composants en lien avec sa consommation en énergie primaire. Nous allons maintenant présenter, composant par composant, les méthodologies de dimensionnement qui seront utilisées :

- Composant magnétique : nous avons choisi de conserver une forme prédéfinie, celle du circuit E10/5,5/5 d'EPCOS. Ceci impose les proportions globales, notamment la répartition ferrite/cuivre mais nous permet de n'avoir qu'un seul facteur homothétique sur l'ensemble des dimensions. Lors du dimensionnement du composant de référence, nous rechercherons le facteur conduisant au plus petit circuit magnétique permettant de respecter les contraintes thermiques et électriques (H_{ref}). Ce composant de référence sera ensuite modifié par un autre facteur homothétique (H_{mag}) afin de trouver le composant minimisant le coût en énergie primaire. Notons que la valeur de l'entrefer sera systématiquement optimisée afin de minimiser les pertes en fonctionnement et de respecter la contraintes d'induction maximale. Les nombres de spires seront également ajustés en relation avec la valeur de l'entrefer.
- MOSFET et diode Schottky: Pour la diode et le transistor, les substrats étant, dans la gamme de tensions considérées, de même épaisseur, seule la surface de puce influe sur les pertes, on lui appliquera donc un facteur homothétique seulement sur la surface. La surface obtenue dans le dimensionnement de référence sera affectée d'un facteur homothétique de façon à minimiser le GER du composant. Le facteur homothétique associé au MOSFET sera noté H_{MOS} et celui associé à la diode H_{diode} .
- Condensateurs électrochimiques : Les études menées sur une série de condensateurs électrochimiques ont permis de dégager un lien entre leur résistance équivalente série et le volume (voir section 2.3.4.2). Le facteur homothétique associé au condensateur (H_{capa}) sera donc appliqué à l'ensemble de ses dimensions. Le volume du condensateur de référence sera modifié pour trouver le condensateur minimisant le GER.

Le schéma synoptique de la Figure 2-9, résume la méthodologie de dimensionnement utilisée pour chacun des composants. Les composants dont l'ensemble des dimensions seront modifiées sont associés à un facteur homothétique au cube. Ceux dont seule la surface sera modifiée sont associés à un facteur homothétique au carré.

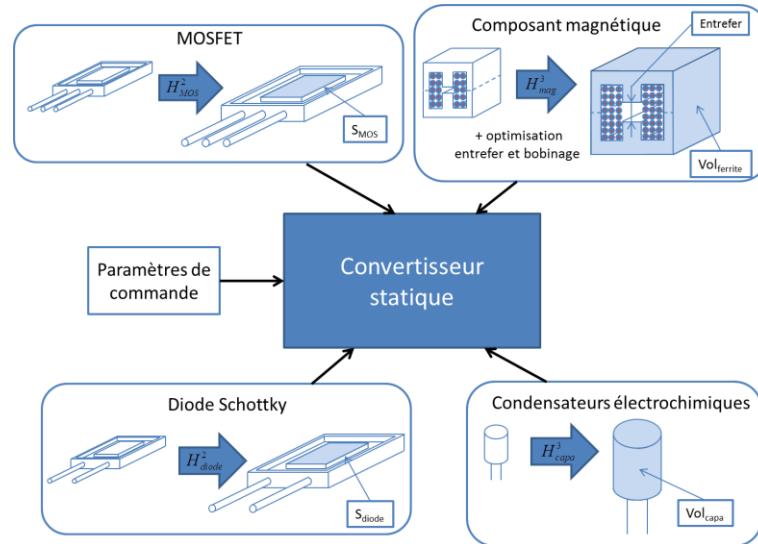


Figure 2-9 : Synoptique de dimensionnement des composants étudiés constituant un convertisseur statique

2.3 Modèles employés pour l'éco dimensionnement du convertisseur statique

Après avoir présenté la méthodologie d'éco-dimensionnement, ce paragraphe présente l'ensemble des modèles qui seront utilisés pour les différents composants. Ces modèles permettront d'évaluer leur énergie grise et leurs pertes en relation avec leurs dimensions mais également de déterminer les dimensions des composants de référence.

2.3.1 Inductance de lissage et inductance couplée

Selon la méthodologie proposée au paragraphe 2.2.3, on peut dresser le synoptique de l'évaluation la consommation en énergie primaire d'un composant magnétique (voir Figure 2-10). On peut voir que cette évaluation se fera à l'aide d'un modèle thermique, d'un modèle de pertes et de données d'énergie grise qui vont être présentés ici.

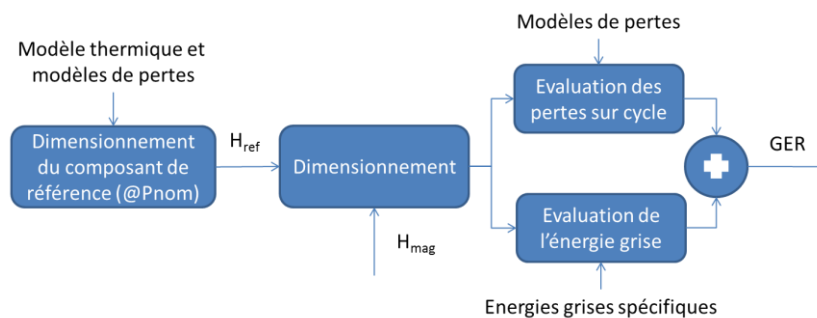


Figure 2-10 : Etapes de l'éco dimensionnement d'un composant magnétique et modèles employés

2.3.1.1 Entrefer du circuit magnétique

Dans une inductance, l'entrefer est un paramètre de dimensionnement essentiel (on aurait pu aussi considérer la perméabilité en supposant que l'on dispose de matériaux à perméabilité continûment ajustable). Pour un circuit magnétique donné, le choix de la valeur de l'entrefer permet de modifier ses pertes en fonctionnement sans changer son énergie grise (la longueur d'entrefer est en effet négligée devant les longueurs de fer lors de l'évaluation de l'énergie grise). En effet, une diminution de l'entrefer permet de diminuer la réluctance du circuit magnétique ce qui a pour conséquence de réduire le nombre de tours nécessaire pour obtenir une valeur d'inductance (fixée par les contraintes électriques). Cette réduction du nombre de tours entraîne :

- L'augmentation de la section des conducteurs et de réduire la longueur du bobinage soit une réduction de la résistance et des pertes Joule associées.
- L'augmentation de l'amplitude des variations d'induction et donc les pertes fer associées.

Il existe donc potentiellement une valeur d'entrefer permettant de minimiser l'ensemble des pertes du composant magnétique. L'entrefer sera donc considéré comme un degré de liberté supplémentaire pour l'éco-dimensionnement du composant magnétique. La Figure 2-11 présente le synoptique complet de l'éco-dimensionnement d'un composant magnétique.

Que ce soit lors du dimensionnement initial ou lors de l'éco-dimensionnement du composant magnétique, l'entrefer sera optimisé de façon à minimiser les pertes cumulées. L'évolution de l'entrefer sera contrainte par :

- une valeur minimale correspondant à une contrainte d'induction maximale dans le circuit magnétique (ici 300 mT),
- une valeur maximale fixée arbitrairement à 10% de la hauteur de la jambe centrale du circuit double E. Cette contrainte permet de limiter l'épanouissement des lignes de champs dans la zone d'entrefer.

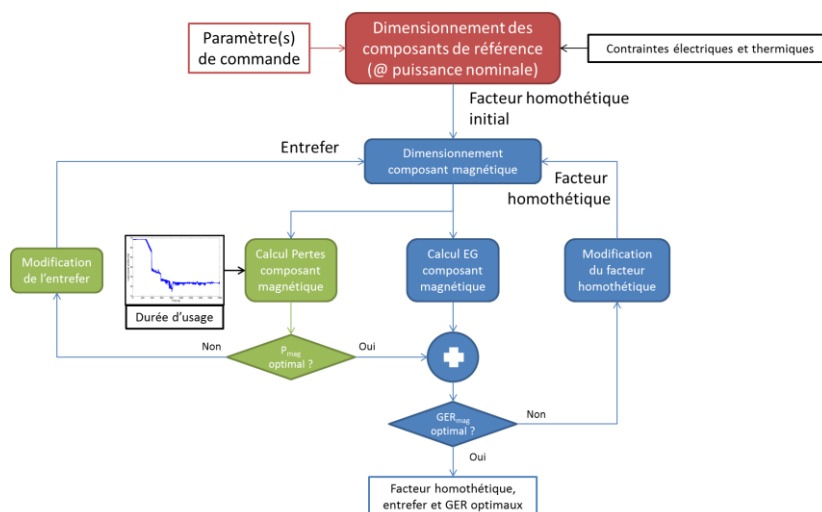


Figure 2-11 : Synoptique de l'éco-dimensionnement d'un composant magnétique pour un jeu de paramètres de commande fixé

2.3.1.2 Modèle thermique

Afin de déterminer le composant magnétique de référence, c'est-à-dire le plus petit composant respectant les contraintes thermiques sur le bobinage et le circuit magnétique, les températures doivent être calculées. On présente Figure 2-12, le modèle thermique considéré (les éléments en pointillés ont été négligés). Nous avons fait l'hypothèse que la température était homogène au sein du noyau magnétique (θ_{fer}) et du bobinage (θ_{Cu}).

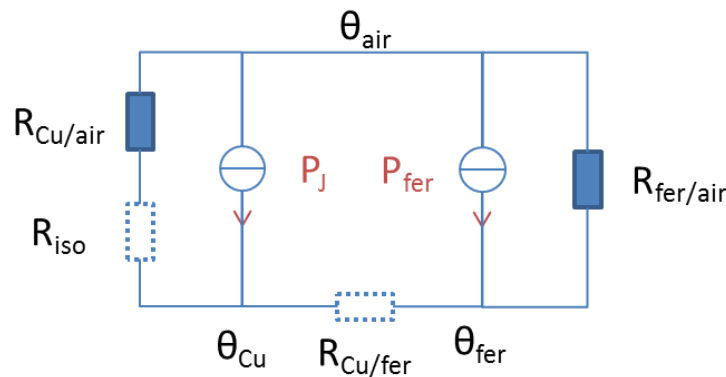


Figure 2-12 : Modèle thermique simplifié pour l'évaluation des températures du bobinage et du matériau magnétique (en pointillé on représente les éléments négligés)

Les transferts thermiques en régime permanent sont représentés par des résistances thermiques (en K/W) dont les définitions sont les suivantes :

- R_{iso} : Résistance thermique représentant les transferts par conduction au sein du vernis isolant. L'épaisseur d'isolant étant très faible, cette résistance peut être considérée comme très faible. Nous avons décidé de négliger son effet dans les calculs.
- $R_{Cu/air}$: Résistance thermique représentant le transfert par convection en surface du bobinage. On trouve, équation (2.8), l'expression de cette résistance où $h_{conv/ray}$ représente le coefficient d'échange par convection et rayonnement et $S_{Cu/air}$ la surface de bobinage en contact avec l'air.
- $R_{fer/air}$: Résistance thermique représentant le transfert par convection en surface du noyau. On trouve, équation (2.8), l'expression de cette résistance où $S_{fer/air}$ correspond à la surface du bobinage en contact avec l'air.
- $R_{Cu/fer}$: Résistance thermique représentant les transferts entre le bobinage et le circuit magnétique. De façon générale, ce transfert thermique se fait au travers d'un filet d'air. La résistance thermique est donc importante et nous avons choisi de négliger ces transferts.

Suite à cette dernière hypothèse les températures du bobinage et du noyau sont donc indépendantes. La température du cuivre ne dépend que des pertes Joule (P_J) et celle du circuit magnétique, que des pertes fer (P_{fer}). Leurs expressions sont données équation (2.8). Pour l'ensemble des échanges convectifs, un coefficient d'échange par convection et rayonnement

égal à 7 W/K/m² [25] sera considéré. Pour le calcul des surfaces d'échange entre le bobinage et l'air et le fer et l'air, on se reportera à l'annexe 1.

$$\begin{aligned} R_{Cu/air} &= \frac{1}{h_{conv/ray} \times S_{Cu/air}} & R_{fer/air} &= \frac{1}{h_{conv/ray} \times S_{fer/air}} \\ \theta_{Cu} &= \theta_{air} + P_J \times R_{Cu/air} & \theta_{fer} &= \theta_{air} + P_{fer} \times R_{fer/air} \end{aligned} \quad (2.8)$$

2.3.1.3 Modèle des pertes Joule et magnétiques

Pour évaluer les pertes en fonctionnement, mais également pour calculer les températures dans le composant magnétique, les pertes fer et pertes Joule doivent être calculées.

Le calcul des pertes Joule est décrit par l'équation (2.9), dans le cas d'une inductance ou d'une inductance couplée. Ces pertes sont calculées à l'aide de la résistance du (des) bobinage(s) (R_L , R_{prim} , R_{sec}) et du courant efficace qui le(s) traverse(nt). Ces résistances seront évaluées en utilisant le nombre de tours de chacun des enroulements (N , N_{prim} , N_{sec}), la longueur moyenne d'un tour d'enroulement (l_{moy} , l_{prim_moy} , l_{sec_moy}) ainsi que la section des conducteurs (S_{fil} , S_{1fil} , S_{2fil}). On trouvera les expressions de ces paramètres dans l'annexe 1. Pour simplifier l'étude et éviter d'avoir à traiter des couplages thermiques lors des résolutions, nous avons choisi de ne pas considérer les effets de la température sur la résistivité du cuivre. On considérera pour l'ensemble de nos calculs, la résistivité à 25°C (ρ_0). Les effets des éventuelles fuites magnétiques et autres phénomènes de courants induits haute fréquence seront également négligés. On trouvera en annexe 1 les expressions des nombres de tour, des longueurs moyennes et des sections de fils.

$$\begin{aligned} P_J &= R_L I_{Leff}^2 = \rho_0 \frac{N \times l_{moy}}{S_{fil}} I_{Leff}^2 \\ P_J &= R_{prim} I_{1eff}^2 + R_{sec} I_{2eff}^2 = \rho_0 \frac{N_{prim} \times l_{prim_moy}}{S_{1fil}} I_{1eff}^2 + \rho_0 \frac{N_{sec} \times l_{sec_moy}}{S_{2fil}} I_{2eff}^2 \end{aligned} \quad (2.9)$$

Les pertes fer sont liées aux variations de l'induction dans le matériau magnétique et aux propriétés de ce dernier. Le matériau magnétique retenu est le N97 de chez EPCOS [56]. Ce ferrite à base de manganèse et de zinc est optimisé pour des fréquences allant jusqu'à 500 kHz et est qualifié de ferrite « faibles pertes » par le constructeur.

Les constructeurs représentent pour les différents matériaux, les pertes volumiques en fonction de l'induction pour différentes fréquences ou inversement (voir Figure 2-14). Ces mesures sont effectuées sous induction alternative sinusoïdale. Dans le cas des convertisseurs DC/DC que nous considérerons par la suite, l'induction est de forme triangulaire, elle peut être polarisée et/ou avoir un rapport cyclique (α) différent de 0,5 (voir Figure 2-13).

Pour déterminer les pertes sous inductions triangulaires, on peut considérer en première approximation, si le rapport cyclique reste aux alentours de 0,5, les modèles existants pour les pertes en excitation sinusoïdale en remplaçant l'amplitude \hat{B} par $\Delta B/2$ [57]. Pour prendre en compte des valeurs de rapport cyclique différentes, il est nécessaire de disposer d'une méthode spécifique que nous détaillerons plus loin (basée sur les modèles sous excitation sinusoïdale). La polarisation du signal (B_{moy}) n'a, quant à elle, aucun effet sur les pertes magnétiques qui sont liées seulement à la variation d'induction. Il nous faut donc, dans un premier temps, trouver un modèle permettant de décrire au mieux les pertes volumiques sous excitation sinusoïdale.

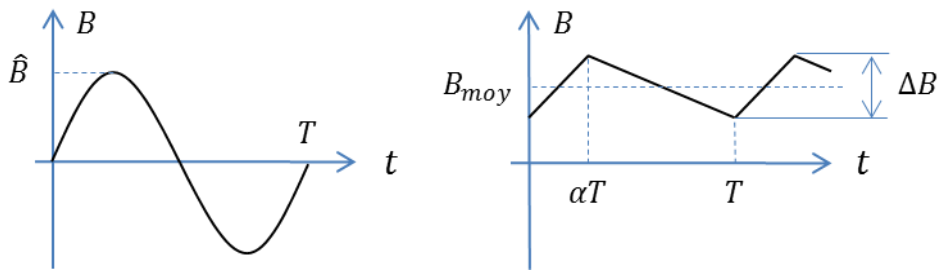
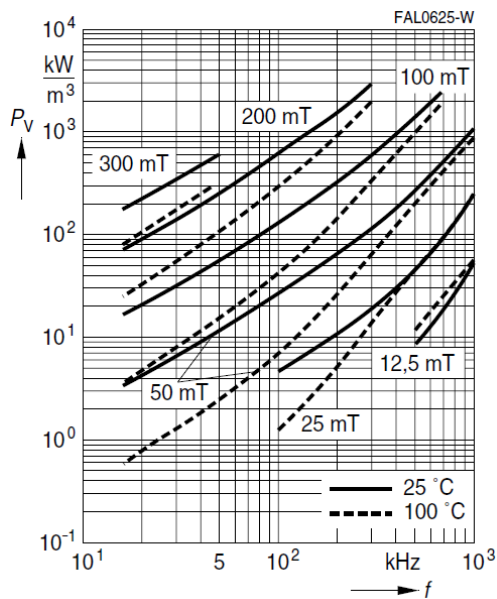


Figure 2-13 : Formes d'onde d'induction utilisées pour caractériser les matériaux magnétiques (gauche) et rencontrées dans les convertisseurs DC/DC considérés (droite)

Après avoir essayé le modèle NSE (Natural Steinmetz Equation), un modèle lié aux phénomènes physiques (somme des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault), nous avons opté pour le modèle DNSE (Double Natural Steinmetz Equation) [57]. Ce modèle propose une formulation permettant de moduler les effets des deux phénomènes physiques. L'équation (2.10) présente l'expression de ce modèle, où f représente la fréquence du signal sinusoïdal d'amplitude \hat{B} et γ un coefficient entre 0 et 1. Pour chaque matériau magnétique, il est nécessaire de choisir un point de référence (P_r, \hat{B}_r, f_r) et d'identifier les coefficients γ, β_1, β_2 et δ .

$$P_{vol} = P_r \times \gamma \times \frac{f}{f_r} \times \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_r}\right)^{\beta_1} + P_r \times (1-\gamma) \times \left(\frac{f}{f_r}\right)^{\delta} \times \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_r}\right)^{\beta_2} \quad (2.10)$$

La Figure 2-14 présente les courbes que l'on peut trouver dans la documentation technique du matériau N97 [54] et les points que nous en avons extraits. A partir de ces points nous avons cherché les coefficients γ, β_1, β_2 et δ de façon à minimiser la différence entre le modèle et les données initiales. L'équation (2.11) présente l'expression du modèle le plus proche des données sources au sens des moindres carrés et le point de référence que nous avons choisi.



Numéro d'échantillon	Induction (mT)	Fréquence (kHz)	Pertes volumiques (kW/m ³)
1	12,5	500	120
2	12,5	700	250
3	12,5	1000	550
4	25	130	2
5	25	300	15
6	25	600	65
7	25	900	180
8	50	100	7
9	50	200	25
10	50	400	130
11	50	700	430
12	50	900	700
13	100	100	40
14	100	300	340
15	100	600	1440
16	200	100	300
17	200	200	940
18	200	300	200

Figure 2-14 : Evolution des pertes en fonction du niveau d'induction et de la fréquence pour le matériau N97 [54] (gauche) et données extraites (à 25°C) pour la modélisation (droite)

$$P_{vol} = P_r \times 0.19 \times \frac{f}{f_r} \times \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_r} \right)^{3.4} + P_r \times (1 - 0.19) \times \left(\frac{f}{f_r} \right)^{2.31} \times \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_r} \right)^{2.15} \quad (2.11)$$

avec $P_r = 340 \text{ kW} / \text{m}^3$ $f_r = 300 \text{ kHz}$ $\hat{B}_r = 100 \text{ mT}$

Pour vérifier la qualité de ce modèle, on le compare aux données sources. La Figure 2-15 présente, sur le graphique de gauche, les données sources avec la modélisation. Elle présente également la distribution des erreurs relatives entre le modèle et les différents échantillons.

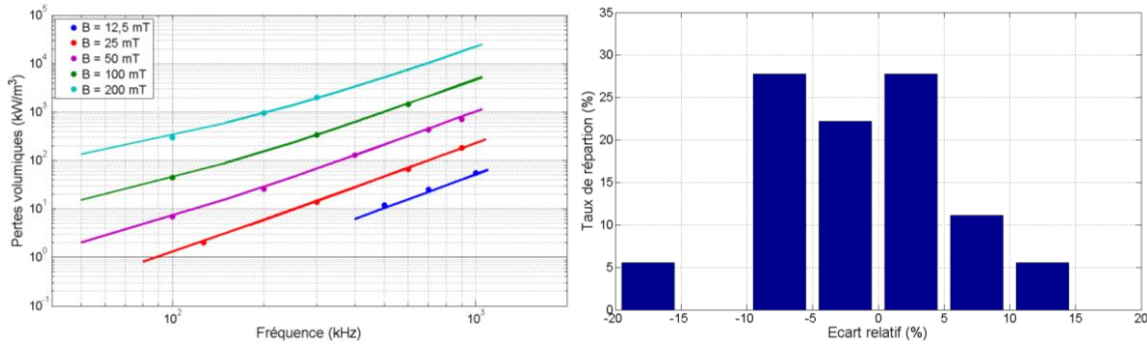


Figure 2-15 : Comparaison entre le modèle DNSE et les données constructeurs (gauche) et distribution des écarts relatifs entre le modèle et les données constructeurs (droite)

A partir de ce dernier graphique, on peut conclure que le modèle est fidèle avec des erreurs globalement inférieures à 10% (sauf pour deux échantillons). Le modèle sous-estime légèrement les pertes magnétiques avec un écart moyen de 6% et un écart maximal de 15% sur l'ensemble des échantillons considérés. C'est sur la base de ce modèle que les pertes volumiques, en induction non sinusoïdale et pour un rapport cyclique différent de 0,5, vont être calculées.

Contrairement aux pertes par hystérésis qui sont sensibles uniquement à la variation d'induction, les pertes par courants de Foucault dépendent de la dérivée de l'induction par rapport au temps. Un rapport cyclique différent de 0,5 modifiera donc seulement la composante des pertes par courants de Foucault, représentée par la deuxième partie du modèle DNSE. L'équation (2.12) montre une évolution du modèle DNSE permettant de prendre en compte des rapports cycliques (α) différents de 0,5 [57].

$$P_{vol} = P_r \times \gamma \times \frac{f}{f_r} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{\beta 1} + P_r \times (1 - \gamma) \times \left(\frac{f}{f_r} \right)^{\delta} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{\beta 2} \times 2^{\delta} \times \left(\alpha^{1-\delta} + (1-\alpha)^{1-\delta} \right) \times K(\delta) \quad (2.12)$$

$$K(\delta) = \frac{1}{(2\pi)^{\delta} \times \int_0^{2\pi} |\cos(\vartheta)|^{\delta} d\vartheta}$$

Finalement, pour évaluer les pertes fer volumiques du matériau N97, nous utiliserons l'expression de l'équation (2.13). Il restera alors à la multiplier par le volume du noyau pour obtenir ses pertes fer. On trouvera en annexe 1 l'expression des variations d'induction.

$$P_{vol} = P_r \times 0.19 \frac{f}{f_r} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{3.4} + P_r \times (1-0.19) \left(\frac{f}{f_r} \right)^{2.31} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{2.15} \times 2^{2.31} \left(\alpha^{-1.31} + (1-\alpha)^{-1.31} \right) \times K(2.31) \quad (2.13)$$

avec $K(2.31) = 2.29e-3$ $P_r = 300kW / m^3$ $f_r = 100kHz$ $\hat{B}_r = 200mT$

2.3.1.4 Données d'énergie grise

Le composant magnétique est constitué d'un matériau ferrite associé à une carcasse en matière plastique sur laquelle est enroulé un bobinage en cuivre recouvert d'un émail isolant. Nous présentons ici les données ACV que nous avons utilisées pour évaluer l'énergie grise de ces éléments :

- La première, relative à l'âme du bobinage, sera la même que celle utilisée pour les câbles (voir paragraphe 2.1.1.3). On considérera donc une énergie grise de 112 MWh_p/m³ de cuivre, soit 12,6 kWh_p/kg de cuivre (avec une masse volumique de 8960kg/m³).
- La seconde concerne l'émail isolant déposé sur le fil de cuivre. L'étude réalisée dans [53] sur les techniques d'émaillage des bobinages (dépôt d'un émail isolant par imprégnation) pour les moteurs électriques, estime à 1 kWh_e/kg de cuivre émaillé, la consommation du processus d'émaillage. On considérera donc une consommation en énergie primaire pour le processus d'émaillage ($EG_{émail}^m$), de 3,6 kWh_p/kg de cuivre (avec un coût en énergie primaire du kWh_e de 3,6 kWh_p).
- La troisième est relative au matériau magnétique. Elle est extraite de la base de donnée EcoInvent [58]. Cette donnée générique, nommée « ferrite at plant » au sein de la base, concerne les ferrites de type MnZn. Elle prend en compte la phase d'extraction des matières premières, leur transport jusqu'à l'usine et la production du matériau. Pour la partie extraction, la composition du matériau a été fixée à 50% d'oxyde de fer, 30% oxyde de manganèse et 20% d'oxyde de zinc. Pour les autres phases, cette étude considère les mêmes flux élémentaires que pour la production de métaux. Cette étude conclut à une consommation en énergie primaire pour la production de ferrite ($EG_{ferrite}^m$), de 29 MJ/kg soit 8 kWh_p/kg de ferrite. On trouvera plus de renseignements sur cette donnée dans l'étude [59].
- Finalement nous avons évalué l'énergie grise de la carcasse en considérant une masse moyenne en fonction du volume de ferrite associé. En étudiant les carcasses proposées par le fabricant DURGA nous sommes arrivés à un poids moyen de 1,6 g de carcasse/cm³ de ferrite. A défaut de données ACV concernant les plastiques utilisés classiquement pour fabriquer les carcasses (PET, PBT ...), nous avons considéré que la carcasse était réalisée en PVC. Au final, en considérant la même donnée pour le PVC que celle considérée lors de l'évaluation de l'énergie grise des câbles (voir paragraphe 2.1.1.3), nous avons estimé une énergie grise pour la carcasse ($EG_{carcasse}^m$) de 5.25 kWh_p/kg de ferrite. Cette énergie grise ne prend pas en compte le processus de moulage mais seulement le coût énergétique des matières premières.

- Concernant l'assemblage des composants magnétiques, nous avons trouvé une donnée, nommée « inductor assembly », établie par le *Center for environmental assessment of Product and Material systems (CPM)* [60], qui estime le coût énergétique de cette opération à 173 kWh_p/kg de composant magnétique. Cette donnée nous paraissant excessive compte tenu de notre connaissance d'autres process de fabrication en série, nous avons décidé de ne pas la considérer. Il est probable qu'il s'agisse d'une donnée correspondant à la production en petite série de gros transformateurs.

L'énergie grise du composant magnétique sera donc évaluée en considérant seulement les matériaux de base nécessaires à sa conception (ferrite, fil de cuivre émaillé, carcasse). La phase d'assemblage et la fin de vie du composant magnétique ne seront pas prises en compte. On présente, équation (2.14), l'expression de l'énergie grise du composant magnétique en fonction de l'ensemble des données que nous venons de présenter et de la quantité de cuivre et de ferrite contenue dans le composant. On trouvera en annexe 1 l'expression des différents volumes permettant de remonter à la masse des différents composants.

$$\begin{aligned}
 EG_{mag} &= m_{Cu} \times (EG_{Cu}^m + EG_{\text{émail}}^m) + m_{ferrite} \times (EG_{ferrite}^m + EG_{carcasse}^m) \\
 \text{avec } EG_{Cu}^m &= 12.6 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Cu} & EG_{\text{émail}}^m &= 3.6 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Cu} \\
 EG_{ferrite}^m &= 8 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Ferrite} & EG_{carcasse}^m &= 5.25 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Ferrite}
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

2.3.2 Modèles relatifs aux transistors MOSFETs

D'après la méthodologie présentée au paragraphe 2.2.3, on peut résumer l'éco-dimensionnement d'un MOSFET par la Figure 2-16. Pour procéder à ce dimensionnement, les modèles suivant doivent être développés :

- Modèle liant les calibres (courant et tension) aux surfaces de puce d'un MOSFET
- Modèle liant la surface de puce avec les paramètres de pertes
- Modèle de pertes en fonction du courant, de la tension, de la fréquence, du rapport cyclique...
- Modèle liant l'énergie grise à la surface de puce

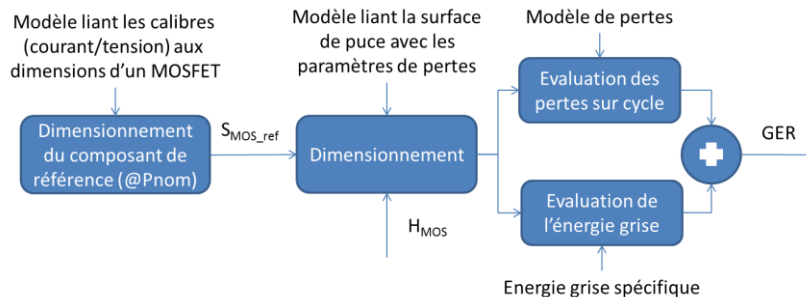


Figure 2-16 : Etapes de l'éco dimensionnement d'un MOSFET et modèles employés

Au sein de ce chapitre nous allons présenter l'ensemble de ces modèles. Comme évoqué précédemment, nous avons choisi de restreindre notre étude à la technologie MOSFET de type *planar*. Nous nous sommes basés sur la gamme HyperFET Power MOSFET de la société IXYS, et plus particulièrement de puces nues, nous donnant ainsi accès aux dimensions des puces [61]. Cette gamme comprend initialement 47 références pour des tenues en tension allant de 70 à 1200 V et des calibres en courant (pour une température de boîtier de 25°C) de 3 à 340 A. Les modèles qui suivent sont donc basés sur l'étude de 31 références pour des tenues en tension allant de 200 V à 1200 V. On trouvera en annexe 2, l'ensemble des données utilisées.

2.3.2.1 Calibres tension et courant du transistor et surface de puce

Dans ce paragraphe nous allons présenter le modèle que nous avons développé pour lier les dimensions d'un transistor avec ses calibres en courant et en tension. Pour cela nous disposons de données constructeurs qui nous donnent la section de puce des transistors en fonction de leur calibre. La Figure 2-17 présente les données que nous avons considérées sur un graphique représentant la surface de puce en fonction du calibre en courant pour différentes valeurs de tenue en tension. On observe que naturellement la surface de puce est proportionnelle au calibre en courant (pour une tenue en tension donnée). Nous avons donc cherché un modèle dont la forme est présentée équation (2.15). Dans ce modèle, S_{MOS} représente la surface de puce, BV_{DS} la tenue en tension du transistor et I_{DSeff} son calibre en courant.

$$S_{MOS} = (\beta + \gamma BV_{DS}) \times I_{DSeff} \quad (2.15)$$

Les coefficients β et γ ont ensuite été déterminés de façon à minimiser l'écart, au sens des moindres carrés, entre le modèle et les données. L'équation (2.16) présente le modèle considéré par la suite avec S_{MOS} exprimée en mm^2 , BV_{DS} et I_{DS} en unités SI.

$$S_{MOS} = (5.10^{-6} + 5,7.10^{-3} \times BV_{DS}) I_{DSeff} \quad (2.16)$$

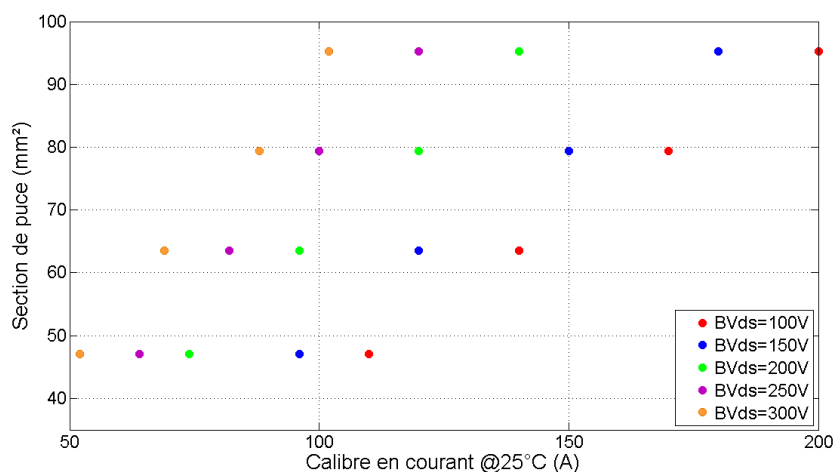


Figure 2-17 : Evolution de la surface de puce d'une série de MOSFET en fonction du calibre en courant pour différentes valeurs de tenue en tension : cas de la série HyperFET d'IXYS

Pour vérifier la qualité de ce modèle on le compare ensuite aux données sources. La Figure 2-18 présente sur le graphique de gauche les données sources et le modèle pour différentes valeurs

de tenue en tension. Elle présente également la distribution des erreurs relatives entre le modèle et les différents échantillons. Le modèle est globalement fidèle aux données constructeurs avec une erreur moyenne de -10%. Le modèle sous-estime donc globalement la section de puce pour un calibre en courant donné. Malgré une fidélité correcte pour la plupart des données, il y a cependant 13% des échantillons où l'erreur est supérieure à 20% (surtout à basse tension, $BV_{DS}=200V$).

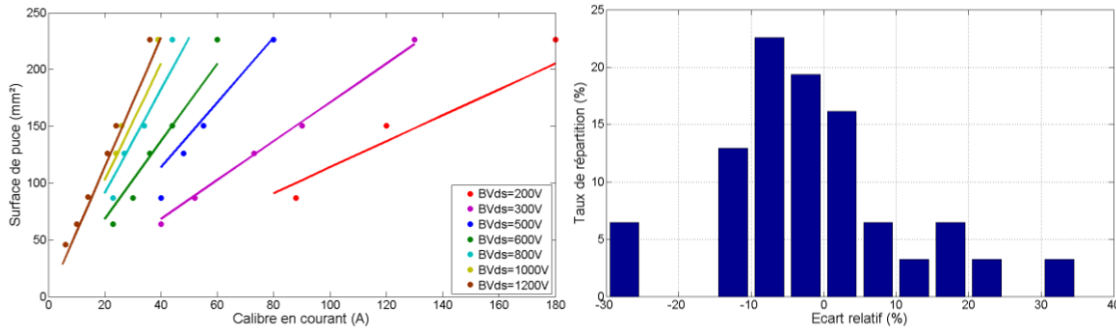


Figure 2-18 : Comparaison entre le modèle, liant la section de puce d'un MOSFET avec son calibre en courant, et les données constructeurs (gauche) et Distribution des écarts relatifs entre le modèle et les données constructeurs (droite)

2.3.2.2 Modèles de pertes utilisés

De façon générale, les pertes dans un MOSFET se décomposent en pertes en conduction (P_{cond}) et pertes en commutation (P_{com}). Les pertes en conduction s'expriment par l'équation (2.17) où R_{DSon} représente la résistance à l'état passant du MOSFET et I_{DS} le courant efficace circulant dans le transistor. Pour calculer ces pertes nous négligerons l'effet de la température et de la tension V_{GS} sur la résistance à l'état passant du transistor. Pour les pertes en commutation, nous avons choisi de négliger les pertes de commande (pertes au sein du driver incluant la résistance de grille). Nous avons choisi la formulation présentée dans [62] dont l'expression est donnée par l'équation (2.17). Dans cette formulation t_{on} et t_{off} représentent respectivement le temps d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur MOSFET, V_{DS} la tension supportée par l'interrupteur, I_{on} et I_{off} les courants circulant dans l'interrupteur à l'ouverture et à la fermeture et F_{sw} la fréquence de découpage de l'interrupteur. Dans le cas du convertisseur, le choix du mode auto-oscillant entraîne des pertes à la fermeture négligeables car la fermeture s'effectue à zéro de courant.

$$P_{cond} = R_{DSon} \times I_{DS\text{eff}}^2 \quad P_{com} = \frac{1}{2} V_{DS} \times (I_{on} \times t_{on} + I_{off} \times t_{off}) \times F_{sw} \quad (2.17)$$

Pour comprendre quelles valeurs doivent être considérées pour les temps de commutation, intéressons-nous aux formes d'onde lors de la commutation des MOSFET. Les formes d'ondes représentées Figure 2-19 correspondent à la fermeture de l'interrupteur lors d'une commutation très idéalisée (diode sans recouvrement inverse, courant de grille limité par une résistance...), mais le principe reste le même pour l'ouverture.

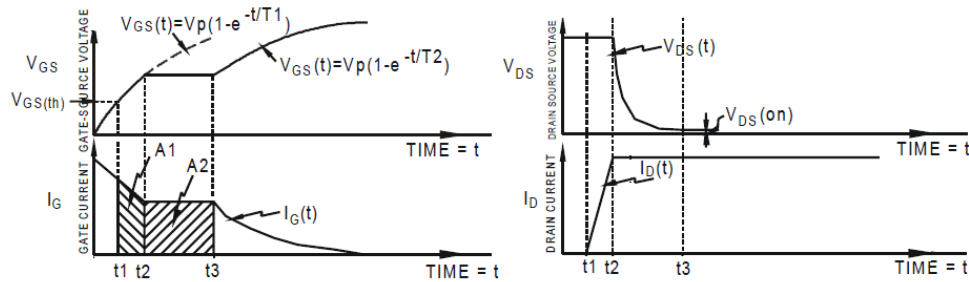


Figure 2-19 : Formes d'onde idéalisée lors de la mise en conduction d'un MOSFET

La phase de commutation se déroule en 4 étapes :

- $0 < t < t_1$: Lorsque la sortie du driver est mise à un, la tension V_{GS} va augmenter jusqu'à atteindre le seuil $V_{GS(th)}$ qui déclenche la mise en conduction du transistor (le courant de drain est donc nul jusqu'à t_1). Pendant ce temps, la tension aux bornes du transistor n'évolue pas et le courant de grille décroît suivant une loi exponentielle (la grille du transistor associée à la résistance de charge du driver est équivalente à un circuit RC alimenté par une source de tension). Le niveau initial du courant de grille dépend de la résistance d'accès à la grille (résistance de liaison entre le driver et l'interrupteur en série avec la résistance interne d'accès à la grille effective du MOSFET).
- $t_1 < t < t_2$: Le courant commence à circuler, la tension V_{GS} continue à croître jusqu'à atteindre le niveau $ID_{sat}(V_{GS})$ correspondant au niveau de courant à faire circuler dans le transistor. Pendant cette phase, le courant de grille continue sa décroissance exponentielle, la tension aux bornes du transistor reste constante et le courant de drain augmente. En régime linéaire, compte tenu de la relation entre courant de drain et tension V_{GS} (plutôt quadratique), cette phase est généralement très courte (en commutation forcée). C'est durant cette phase que débutent les pertes en commutation.
- $t_2 < t < t_3$: Lors de cette phase, la tension V_{ds} s'effondre et la tension V_{GS} reste constante, cette phase à courant de grille constant est connue sous le nom de plateau de Miller. On notera ce courant I_G Miller. Pendant cette phase, la capacité C_{GD} se décharge à courant constant et la tension aux bornes de l'interrupteur diminue. A la fin de cette phase, la commutation n'est pas terminée mais les pertes en commutation deviennent négligeables car la tension aux bornes de l'interrupteur est négligeable.
- $t_3 < t$: Lors de cette quatrième phase la tension V_{GS} croît vers son asymptote, la tension de sortie du driver. Cela a pour conséquence d'améliorer la résistance à l'état passant de l'interrupteur.

Le temps à prendre en considération pour calculer les pertes en commutation correspond donc à $t_3 - t_1$. Cependant la phase entre t_1 et t_2 est très courte par rapport à la décharge de la capacité C_{GD} . On fera donc l'hypothèse que le temps de commutation correspond à $t_3 - t_2$ soit la phase correspondant au plateau de Miller.

Pour mener l'optimisation du dimensionnement du MOSFET (surface de puce à optimiser), dans des conditions les plus réalistes possibles, nous nous sommes interrogés sur les paramètres de commande. Fallait-il dimensionner les MOSFET à même courant de commande de grille lors du plateau ou à même vitesse de commutation (dV_{DS}/dt constant) et ce quelle que soit la surface de puce) :

- La première hypothèse permet d'obtenir un temps de commutation proportionnel à la charge Q_{gd} (aire A2 de la Figure 2-19), mais peut conduire à des vitesses de commutation entraînant des contraintes CEM importantes. Cette charge fera partie des paramètres des MOSFET à identifier en fonction des surfaces de puce et de la tenue en tension. Lorsque cette hypothèse sera considérée, la valeur de courant du plateau de Miller $I_{GMiller}$ sera prise égale à 0,5A et les pertes en commutation seront évaluées par l'équation (2.18).

$$P_{com} = \frac{1}{2} V_{DS} \times \frac{Q_{GD}}{I_{GMiller}} \times (I_{on} + I_{off}) \quad \text{avec } I_{GMiller} = 0,5A \quad (2.18)$$

- La seconde hypothèse permet de travailler à contrainte CEM constante mais peut entraîner des courants de grille importants. Avec cette hypothèse, les pertes en commutation seront indépendantes du transistor. Lorsqu'elle sera considérée, la vitesse de commutation sera prise égale à 1kV/ μ s et les pertes en commutation seront évaluées par l'équation (2.19).

$$P_{com} = \frac{1}{2} \frac{V_{DS}^2}{dV_{DS}/dt} \times (I_{on} + I_{off}) \quad \text{avec } \frac{dV_{DS}}{dt} = 1kV / \mu s \quad (2.19)$$

2.3.2.3 Relations entre surface de puce et paramètres de pertes (R_{DSon} , Q_{GD})

Afin de déterminer les lois liant la résistance à l'état passant et la charge Q_{GD} des MOSFET à leur surface de puce et à leur tenue en tension, nous nous sommes intéressés à deux paramètres caractéristiques bien connus [63][64] :

- La résistance spécifique ($R_{DSon} \cdot S_{MOS}$) : produit entre la résistance à l'état passant R_{dson} et la surface de puce S_{MOS} . Elle permet de classer les technologies selon un compromis entre les pertes en conduction et la taille du transistor. Ce paramètre dépend bien sûr de la tenue en tension.
- Le facteur de mérite (FOM) : produit entre la résistance à l'état passant et la charge de grille. Comme la résistance et la charge de grille varient en sens inverse avec la surface de puce, leur produit, à technologie et tenue en tension données, est constant. En fonction des études, la charge considérée pour calculer le FOM est soit la charge totale de grille, Q_G , (charge apportée au transistor entre le début et la fin de la commutation), soit la charge apportée au transistor entre les instants t_1 et t_3 , Q_{sw} (charge apportée pendant la période de commutation responsable des pertes) [64]. Dans notre cas nous avons considéré la seconde définition en prenant Q_{sw} égale à la charge stockée dans la capacité C_{GD} (le temps entre t_1 et t_2 étant négligeable devant t_3-t_2 en pratique).

A l'aide de ces paramètres dont les expressions sont données par l'équation (2.20), on déterminera, dans un premier temps, pour une surface de puce donnée, la valeur de la résistance à l'état passant (à partir de la résistance spécifique) puis la valeur de Q_{GD} (à partir du FOM). Ce qui permettra ensuite d'évaluer les pertes en fonctionnement du transistor en question.

$$R_{DSon} \cdot S_{MOS} = R_{DSon} \times S_{MOS} \quad FOM = R_{DSon} \times Q_{GD} \quad (2.20)$$

Il reste maintenant à trouver un modèle pour lier ces paramètres avec les contraintes appliquées au transistor. Dans la littérature, on trouve des lois liant la résistance spécifique avec la tenue en tension du transistor, du fait des choix de dopage et d'épaisseur de la puce. A l'image de la relation proposée dans [63] liant la résistance spécifique avec la tenue en tension, nous avons choisi le modèle proposé équation (2.21). De même, au vu de ce modèle et du lien qui existe entre la surface de puce et la tenue en tension (voir équation (2.16)), nous avons décidé de considérer le même type de modèle pour lier le FOM avec la tenue en tension du transistor (voir équation (2.21)). Il est important de noter que les modèles que nous allons déterminer sont valables uniquement pour la technologie que nous avons considérée (HyperFET Power MOSFET du fabricant IXYS).

$$R_{DSon} \cdot S_{MOS} = \beta \times BV_{DS}^{\gamma} \quad FOM = \lambda \times BV_{DS}^{\delta} \quad (2.21)$$

Pour calculer la résistance spécifique et le facteur de mérite de l'ensemble des transistors de la technologie considérée, nous avons extrait la résistance à l'état passant et la charge Q_{GD} des documentations techniques. Les valeurs de la résistance à l'état passant sont données pour une température de jonction de 25°C. Comme nous avons choisi de ne pas prendre en compte l'influence de la température sur la résistance du transistor nous considérerons ces valeurs pour établir notre modèle.

La charge Q_{GD} est établie par les fabricants pour un courant commuté et une tension supportée correspondant à la moitié des calibres en courant et en tension. Cette charge étant peu sensible à la tension commutée au-dessus de quelques dizaines de volts, la valeur de la charge Q_{GD} pour la moitié de la tenue en tension est donc une bonne approximation de celle pour la tension nominale. La valeur du courant commuté a , quant à elle, très peu d'influence sur la charge Q_{GD} . Nous considérerons donc directement les données constructeurs pour établir notre modèle.

Les coefficients β , γ , λ et δ du modèle ont été déterminés de façon à minimiser l'écart, au sens des moindres carrés, entre le modèle et les données sources. L'équation (2.22) donne les valeurs numériques du modèle considéré par la suite avec $R_{DSon} \cdot S_{MOS}$ exprimée en $m\Omega \cdot mm^2$, FOM en $m\Omega \cdot nC$ et BV_{DS} en V.

$$R_{DSon} \cdot S_{MOS} = 0.086 \times BV_{DS}^{1.95} \quad FOM = 0.15 \times BV_{DS}^{1.83} \quad (2.22)$$

Pour vérifier la qualité de ces modèles, on les compare aux données sources. La Figure 2-20 présente, pour chacun des paramètres, les données sources et les modèles en fonction de la tenue en tension ainsi que la distribution des erreurs relatives entre les modèles et les données.

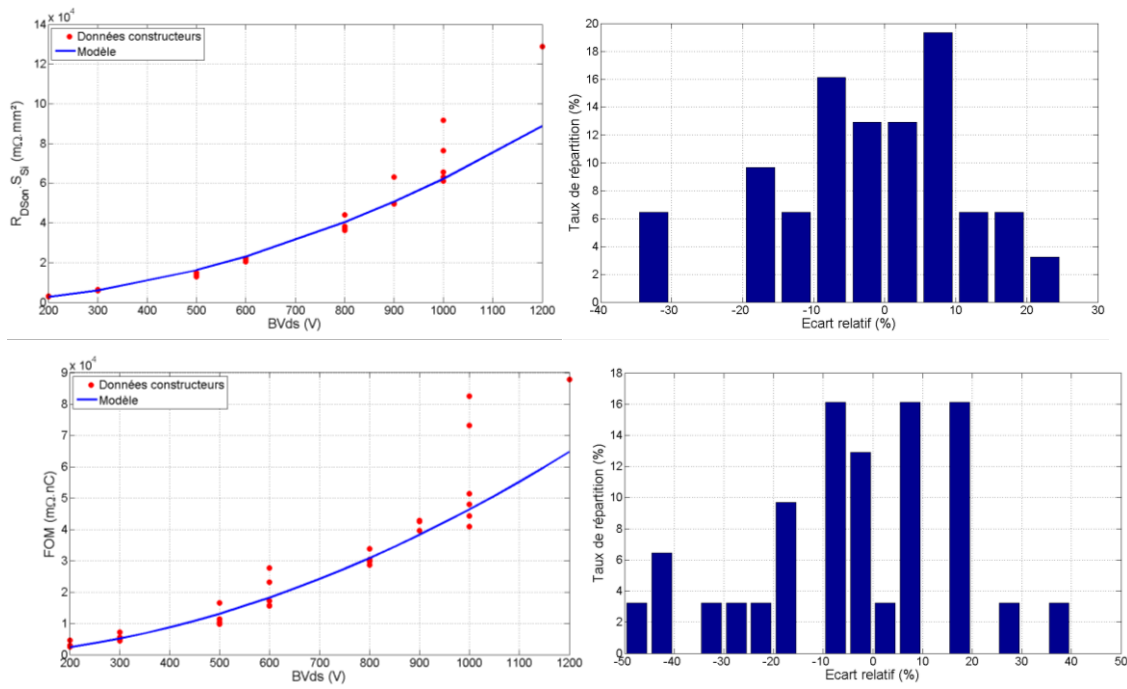


Figure 2-20 : Comparaison entre modélisations et données constructeurs pour différentes valeurs de tenue en tension (gauche) et distribution des écarts relatifs entre modèles et données sources (droite) : résistance spécifique (haut) et facteur de mérite FOM (bas)

On remarque que le modèle concernant la résistance spécifique est plus fidèle que celui concernant le FOM avec un écart type plus faible. L'écart entre le modèle et les données est globalement inférieur à 20% pour la résistance spécifique et globalement inférieur à 30% pour le FOM. Malgré les erreurs qui peuvent paraître significatives, nous avons souhaité conserver ces modèles de façon à pouvoir explorer différents niveaux de tension de façon continue sans être contraints par les gammes actuellement disponibles chez les fabricants (200V, 300V, 500V...).

2.3.2.4 Données d'énergie grise appliquées au MOSFET

Pour évaluer l'énergie grise d'un MOSFET, nous avons utilisé une donnée issue du logiciel EIME [65]. Cette donnée, très générique, fournit une valeur d'énergie grise d'un transistor de puissance (sans préciser sa technologie, ce qui est particulièrement gênant) packagé dans un boîtier TO220. Elle estime ce contenu énergétique à 1,88 MJ soit 522 Wh_p . Pour avoir un regard critique sur cette unique donnée, nous avons évalué le coût énergétique de l'extraction du silicium et de sa purification mais également celui du processus industriel de finition du wafer.

En ce qui concerne la consommation d'énergie primaire associée aux processus d'extraction et de purification nous nous sommes basés sur les données suivantes, issues de la base de données EcoInvent [58] :

- « Silica sand at plant » qui comprend le séchage et le transport du sable de silice : 92 Wh_p/kg .
- « MG-silicon, at plant » qui comprend la transformation du sable de silice en morceaux de silicium métallurgique : 39 kWh_p/kg .
- « Silicon, electronic grade, at plant » qui comprend la purification du silicium : 441 kWh_p/kg .

En considérant un rendement de 90% pour chaque étape du processus, on arrive à un coût énergétique pour le silicium purifié de 494 kWh_p/kg de silicium de qualité électronique.

Concernant la réalisation de motif, nous avons obtenu d'un fabricant de semi-conducteur un ordre de grandeur du coût en électricité nécessaire à la réalisation de motif d'un wafer 6 pouces (180cm²) qui serait de 5€/wafer. Si l'on se base sur un prix du kWh de 5 c€, il faut donc 100 kWh_e, soit 340 kWh_p pour un wafer de 180cm², soit 1,9 kWh_p/cm².

Selon les informations extraites du site web de la société PSI technologies (fabricant de boîtiers) [66], un boîtier TO220, de dimensions 400 x 340 x 175 mils, peut contenir une puce ayant une surface allant jusqu'à 226 x 150 mils (22mm²). En considérant les 2 kWh_p/cm², on arrive donc à un coût énergétique pour l'étape de réalisation de la puce qui est de 420 Wh_p. Quant à l'étape d'extraction et de purification du silicium, en considérant une épaisseur de puce de 10 mils (250 μm) et une masse volumique de 2330 kg/m³, on arrive à un coût énergétique de seulement quelques Wh_p. Il s'avère que c'est l'étape de réalisation de la puce qui est donc largement majoritaire. D'autres données confidentielles nous confortent pour penser que ces ordres de grandeur sont corrects et dans le fait que la donnée EcoInvent du transistor en boîtier TO220 peut être retenue.

En pratique, pour évaluer l'énergie d'un transistor MOSFET, on comparera sa surface de puce S_{MOS} avec la surface de puce maximale S_{TO220} intégrable dans un boîtier TO220 (22mm²). Ensuite pour quantifier l'énergie grise EG_{MOS} d'un MOSFET de surface de puce quelconque, on appliquera une simple relation de proportionnalité à la valeur de l'énergie grise du transistor de la base EcoInvent en boîtier TO220 EG_{TO220} (voir équation (2.23)).

$$EG_{MOS} = \frac{S_{MOS}}{S_{TO220}} \times EG_{TO220} \quad \text{avec } S_{TO220} = 22mm^2 \text{ et } EG_{TO220} = 522Wh_p \quad (2.23)$$

2.3.3 Modèles relatifs aux diodes Schottky

Comme pour le transistor, l'éco-dimensionnement d'une diode Schottky passera par le choix d'un composant de référence choisi en fonction des contraintes en courant et en tension. C'est également la surface de puce de la diode qui sera modifiée par un facteur homothétique avant d'évaluer la consommation en énergie primaire du composant (voir Figure 2-21). Les modèles développés dans ce paragraphe seront donc similaires à ceux présentés précédemment pour le transistor.

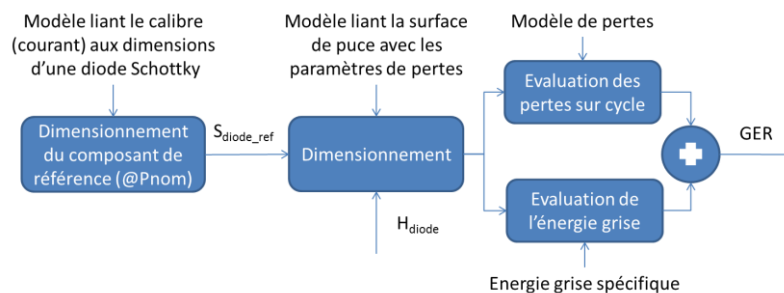


Figure 2-21 : Etapes de l'éco dimensionnement d'une diode Schottky et modèles employés

Etant données les basses tensions de sortie et les fréquences mises en jeu, les diodes Schottky peuvent constituer une solution pertinente pour le redressement, par exemple en sortie d'un convertisseur flyback. Dans le cas du convertisseur buck, nous retiendrons un MOSFET pour la fonction diode de roue libre. Par la suite, nous considérerons des diodes fabriquées par la

société Vishay [67]. La gamme « high performance Schottky » contient 37 diodes vendues à l'état de puce pour des tenues en tension allant de 15 à 150 V et un courant moyen admissible allant de 1 à 60 A (à nouveau pour une température de boîtier de 25°C...). Les données utilisées sont en annexe 2.

2.3.3.1 Relation calibre en courant surface de puce

On présente Figure 2-22, les surfamoces de puce des diodes considérées en fonction de leur calibre en courant (pour différentes valeurs de tenue en tension). On peut voir que, globalement, la surface de puce (S_{diode}) est proportionnelle au calibre en courant (I_d).

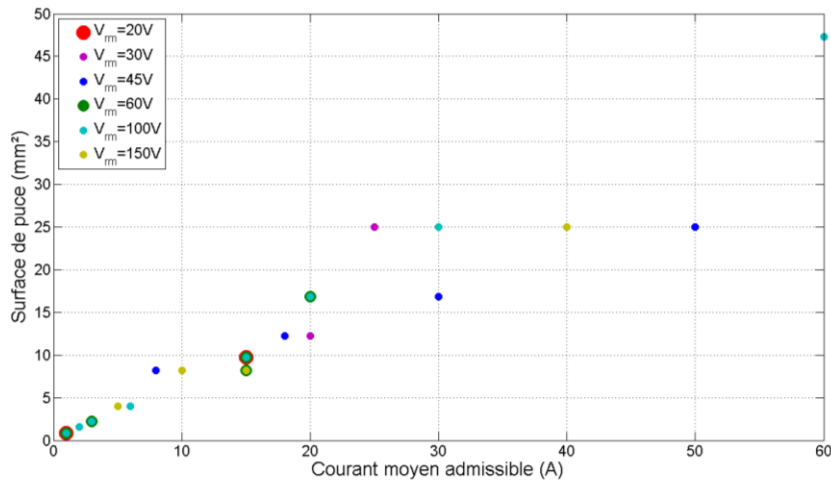


Figure 2-22 : Evolution de la surface de puce de diodes Schottky en fonction de leur calibre courant : cas de la série « high performance Schottky » du constructeur Vishay

Contrairement au cas des MOSFET, la tenue en tension n'a ici aucun effet sur la surface de puce à calibre en courant donné. Nous avons donc cherché un modèle linéaire (voir équation (2.24)).

$$S_{diode} = \beta \times I_D \quad (2.24)$$

La minimisation de l'erreur entre le modèle et les données sources, au sens des moindres carrés, a permis de déterminer le coefficient beta et d'obtenir le modèle de l'équation (2.25) où S_{diode} sera exprimée en mm^2 et I_d en A.

$$S_{diode} = 0.68 \times I_D \quad (2.25)$$

Pour vérifier la qualité de ce modèle, on le compare ensuite aux données sources. La Figure 2-23 présente, sur un même graphique, le modèle et les données sources ainsi que la distribution des erreurs relatives. Comme on pouvait le supposer, suite au choix du modèle, l'erreur est assez importante pour de nombreux points. Cependant les deux tiers des erreurs sont inférieures à 20%. On considérera donc ce modèle pour la suite de l'étude.

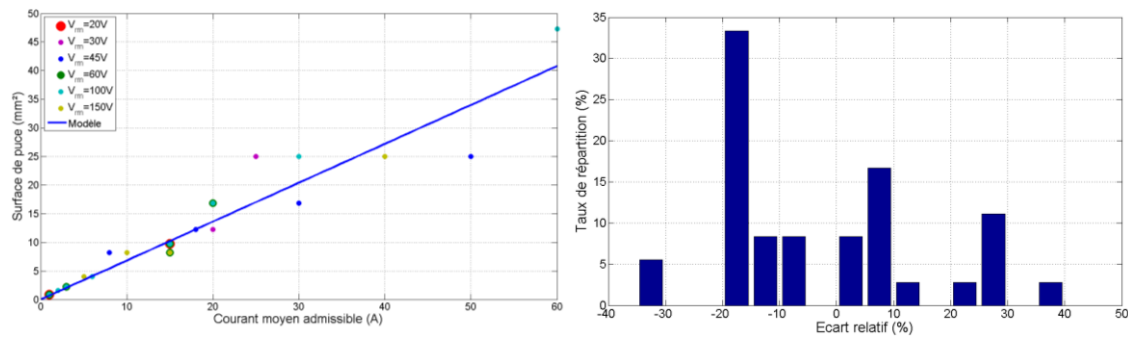


Figure 2-23: Comparaison du modèle liant la surface de puce de diode Schottky avec son calibre courant et des données du constructeur Vishay (gauche) et distribution des écarts relatifs (droite)

2.3.3.2 Modèle de pertes de la diode

Les pertes dans une diode peuvent encore se décomposer en pertes par conduction et par commutation lors de la phase de recouvrement inverse de la diode. Dans les éco-dimensionnements qui suivent, le mode de commande auto-oscillant retenu pour le flyback conduit à un blocage de la diode avec un très faible di/dt , on négligera donc les pertes de commutation.

Les pertes en conduction de la diode (P_{diode}) peuvent être modélisées par une chute de tension à deux paramètres : la tension de seuil (V_{f0}) et la résistance dynamique (R_f). Ces pertes s'expriment alors par l'équation (2.26), avec I_d le courant moyen circulant dans la diode et I_{deff} sa valeur efficace.

$$P_{diode} = V_{f0} I_D + R_f \times I_{Deff}^2 \quad (2.26)$$

Une première étude des composants actuels du commerce a permis de déterminer que la tension de seuil V_{f0} était globalement constante quels que soient le calibre en courant et la tenue en tension de la diode (dans la plage considérée). Nous choisirons, pour la suite, une tension de seuil $V_{f0}=0,1$ V, en relation avec les échantillons considérés (voir annexe 2).

2.3.3.3 Relation entre surface de puce et résistance dynamique

Pour établir le modèle entre la surface de puce et la résistance dynamique, on s'intéresse dans un premier temps à l'évolution de la résistance dynamique de la diode en fonction de la surface de puce, pour différentes valeurs de tenue en tension (voir Figure 2-24). Suite à ces tendances, nous avons retenu le modèle présenté l'équation (2.27).

$$R_f = \frac{\beta \times V_{RM}^\delta}{S_{diode}} \quad (2.27)$$

Les coefficients β et δ ont été déterminés de façon à minimiser l'écart, au sens des moindres carrés, entre le modèle et les données. L'équation (2.16) présente le modèle considéré par la suite avec S_{diode} qui sera exprimée en mm^2 , la résistance dynamique en $m\Omega$ et V_{RM} en V.

$$R_f = \frac{34 \times V_{RM}^{0.53}}{S_{diode}} \quad (2.28)$$

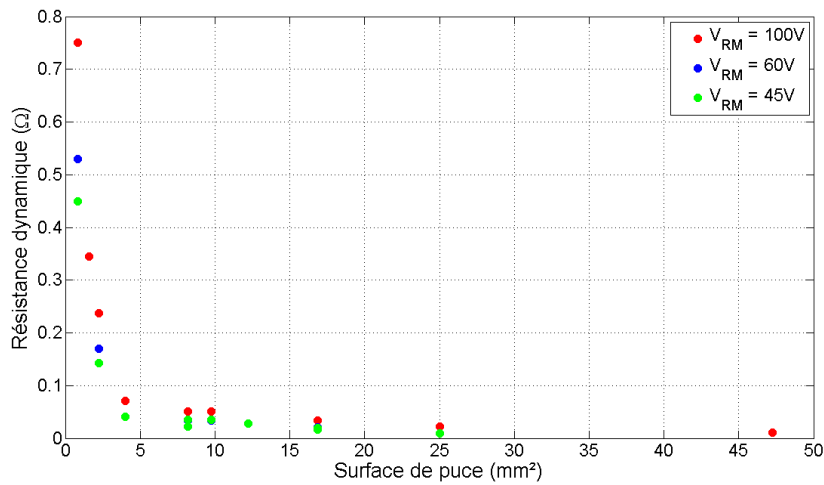


Figure 2-24 : Evolution de la résistance dynamique de la diode Schottky en fonction de sa surface de puce pour des tensions de 45, 60 et 100V : cas de la série « high performance Schottky » du fabricant Vishay.

Pour vérifier la validité de ce modèle, on le compare ensuite aux données sources. La Figure 2-25 présente le modèle et les données sources, ainsi que la distribution des erreurs relatives pour les différents échantillons. On peut voir que le modèle sous-estime globalement la résistance à l'état passant pour une surface de puce donnée. Ce modèle présente une erreur moyenne de 25% avec des écarts entre les modèles atteignant 80% pour les plus faibles surfaces de puce. Les études que nous mènerons par la suite, nous conduiront à des diodes dont la surface minimale sera de l'ordre de la dizaine de mm², zone où le modèle présente des erreurs plus raisonnables. Nous avons donc conservé ce modèle par la suite.

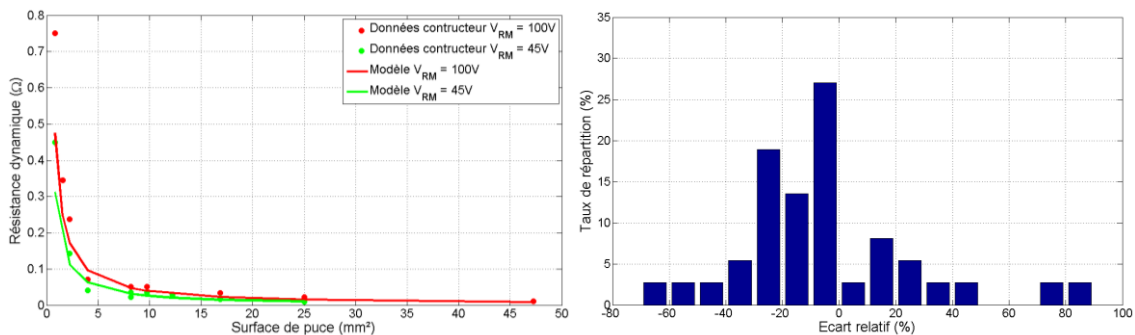


Figure 2-25 : Résistance dynamique d'une diode Schottky en fonction de sa surface de puce : modèle et données constructeurs (gauche) et écarts relatifs entre le modèle et les échantillons (droite)

2.3.3.4 Données d'énergie grise relatives aux diodes Schottky

Par manque de données plus pertinentes nous utiliserons celles du transistor. Et de la même façon, on comparera la surface de puce avec la surface maximale pouvant être incluse dans un boîtier TO220. L'énergie grise de la diode (EG_{diode}) s'exprimera donc selon l'équation (2.29).

$$EG_{diode} = \frac{S_{diode}}{S_{TO220}} \times EG_{TO220} \quad \text{avec } S_{TO220} = 22mm^2 \text{ et } EG_{TO220} = 522Wh_p \quad (2.29)$$

Etant donnée la différence de complexité entre la réalisation de la puce d'une diode et d'un MOSFET, l'utilisation de cette donnée pour la diode conduira sans doute à une surestimation de son énergie grise.

2.3.4 Modèles relatifs aux condensateurs électrochimiques aluminium

Comme nous l'avons vu en section 2.2.3, le composant de référence utilisé pour l'éco-dimensionnement des condensateurs sera choisi pour garantir une ondulation de tension inférieure à 10% (en entrée, comme en sortie du convertisseur). On rappelle Figure 2-26 l'ensemble des étapes d'éco-dimensionnement des condensateurs.

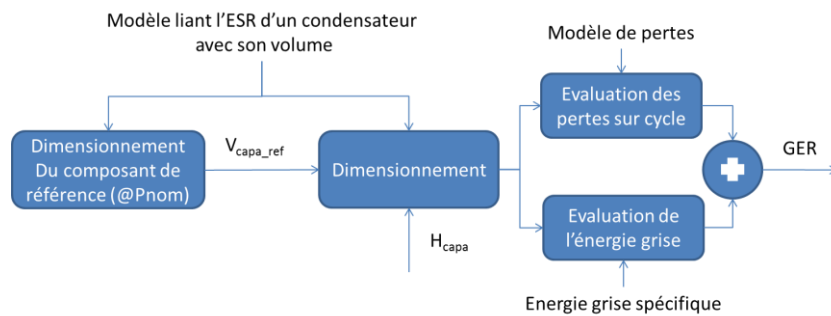


Figure 2-26 : Etapes de l'éco dimensionnement d'un condensateur électrochimique et modèles employés

La minimisation de la consommation en énergie primaire sur cycle de vie sera effectuée par optimisation de son coefficient homothétique qui affectera, à tenue en tension donnée, les valeurs de la capacité et de la résistance équivalente série (ESR) du composant de référence. Il faut donc définir des modèles reliant le volume du condensateur à l'ESR car l'ondulation sera due principalement à l'ESR comme nous l'avons vu précédemment. Pour établir ces modèles, nous avons utilisé les séries 058/059 PLL-SI du fabricant Vishay. Ces deux séries contiennent 120 condensateurs électrolytiques de type aluminium à électrolyte liquide avec des tenues en tension allant de 10 à 400V. Les données utilisées sont en annexe 2. Les modèles permettant d'évaluer les pertes en fonctionnement et l'énergie grise seront également présentés.

2.3.4.1 Modèle de pertes des condensateurs

Les pertes sont modélisées par la résistance équivalente série (ESR) qui traduit à la fois les pertes résistives dans les armatures et les pertes diélectriques au sein des isolants. L'ESR dépend donc de la fréquence. Cependant, au-delà de quelques kHz, elle devient sensiblement constante ce qui nous a conduit à négliger l'effet de la fréquence sur l'ESR. Au final, les pertes du condensateur P_{capa} s'expriment grâce à l'équation (2.30).

$$P_{capa} = ESR \times I_{ceff}^2 \quad (2.30)$$

2.3.4.2 Relation entre volume d'un condensateur et sa résistance équivalente série

Afin de déterminer le volume du condensateur de référence et la valeur de l'ESR du condensateur modifié par le facteur homothétique, nous avons cherché un modèle liant ces deux paramètres. Par la suite, nous serons amenés à considérer des condensateurs « faible tension » (< 63 V) en sortie des convertisseurs, et des condensateurs « haute tension » (> 100 V) en entrée. Nous avons donc établi deux modèles.

Au sein d'une même série, il existe parfois plusieurs volumes de condensateurs (correspondant à différentes valeurs de capacité) pour une même valeur d'ESR. Seulement ceux présentant le plus faible volume pour une valeur d'ESR donnée (c'est-à-dire la plus faible énergie grise avec les mêmes pertes) ont été conservés. Les modèles seront établis sur une base de 42 échantillons pour les condensateurs basse tension (< 63V) et de 34 échantillons pour ceux en « haute tension » (> 100V). On trouve dans les documentations techniques, la valeur de l'ESR à 100 Hz ainsi que la valeur de l'impédance du condensateur à 10 kHz. Comme il est montré dans la section 2.2.3.2, l'impédance à 10 kHz est résistive et égale à l'ESR (dont la valeur ne varie quasiment plus au-delà de 1000Hz). Pour établir les modèles nous avons donc retenu la valeur de l'impédance à 10 kHz comme valeur de l'ESR.

On présente Figure 2-27, l'évolution de l'ESR pour les séries 16, 40, 200 et 385V, en fonction de leur volume. On remarque que l'ESR varie dans le sens inverse du volume (Vol_{capa}) et augmente avec la tenue en tension (V_{capa}). L'expression du modèle qui a été choisi est présentée équation (2.31).

$$ESR = \frac{\gamma \times V_{capa}^{\beta}}{Vol_{capa}^{\delta}} \quad (2.31)$$

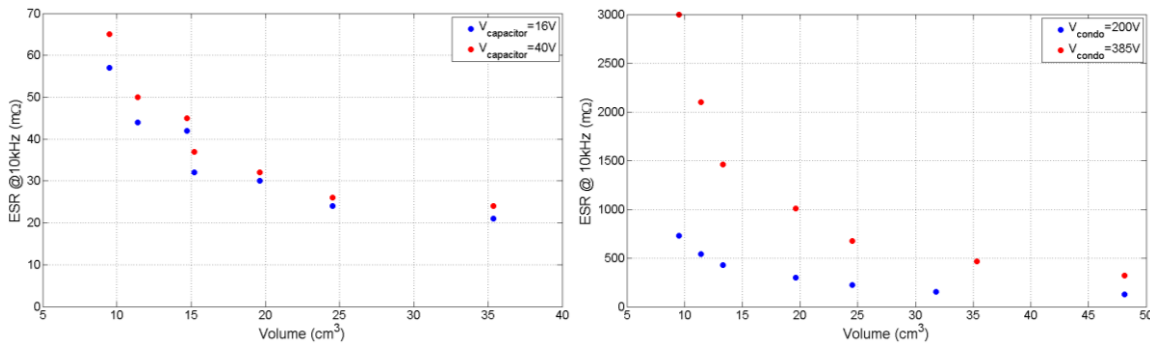


Figure 2-27 : Evolution de l'ESR à 10 kHz en fonction du volume du condensateur et pour différentes valeurs de tenue en tension : cas des condensateurs 058-059 PLL-SI du fabricant Vishay

Comme pour les autres modèles, les coefficients β , γ et δ ont été déterminés de façon à minimiser l'écart, au sens des moindres carrés, entre le modèle et les données sources. On présente équation (2.32), le modèle considéré par la suite où l'ESR sera exprimée en Ω , la tenue en tension V_{capa} en V et le volume Vol_{capa} en mm^3 .

$$ESR_{<63V} = 74 \times \frac{V_{capa}^{0.1}}{Vol_{capa}^{0.8}} \quad ESR_{>100V} = 370 \times \frac{V_{capa}^{1.2}}{Vol_{capa}^{1.4}} \quad (2.32)$$

La Figure 2-28 présente le modèle et les données sources, ainsi que la distribution des erreurs relatives pour les différents échantillons. Le modèle « basse tension » est plus fidèle que le modèle « haute tension » avec des écarts relatifs compris entre +/-20% avec une légère tendance à la sous-estimation de l'ESR pour un volume donné. Le modèle « haute tension » présente une forte erreur pour des tensions de seuil de 250 et 385V, mais pour le reste des niveaux de tension, il est aussi fidèle que le modèle « basse tension ».

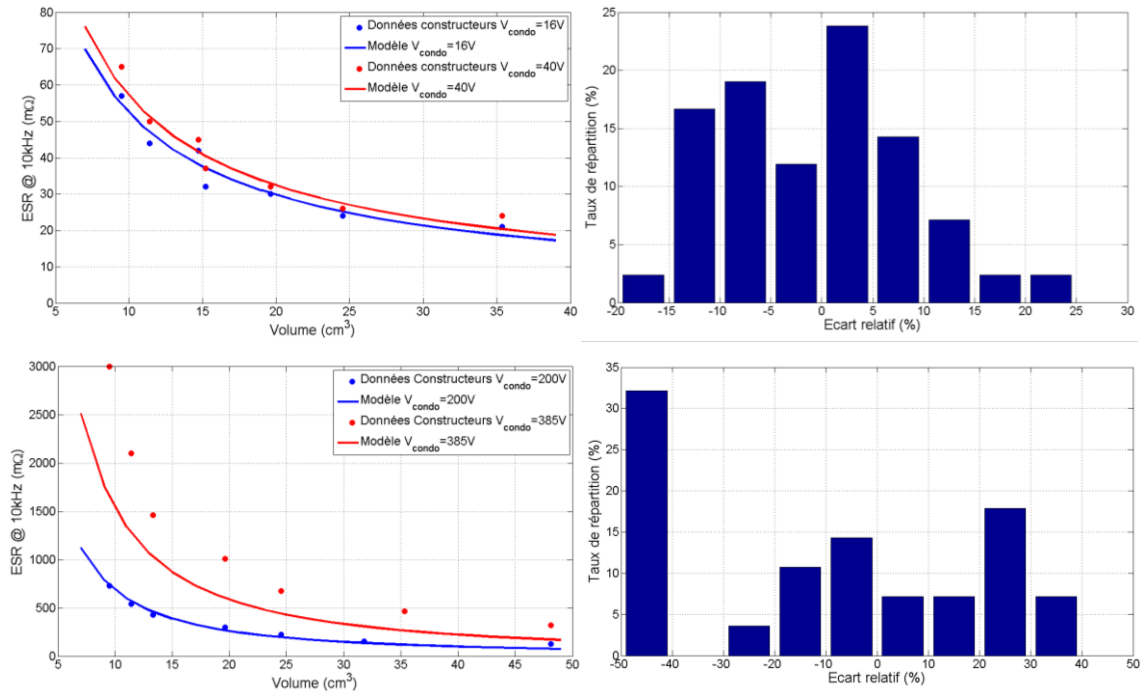


Figure 2-28: Evaluation de l'écart relatif entre les modèles liant l'ESR et le volume du condensateur pour les séries « basse tension » (haut) et « haute tension » (bas)

2.3.4.3 Données d'énergie grise relatives aux condensateurs

Pour évaluer l'énergie grise des condensateurs, nous avons utilisé une donnée issue de la base EcoInvent [58]. Cette donnée, intitulée « Capacitor, electrolyte type, > 2cm height, at plant » prend en compte toutes les étapes de l'extraction des matières premières à la sortie du processus de fabrication. Elle est issue d'une moyenne entre différentes données provenant de différents constructeurs. On trouvera plus d'informations dans [68]. L'étude estime la consommation en énergie primaire à 940 MJ/kg de condensateur soit 261 kWh_p/kg. Par la suite on notera cette donnée EG_{condo}^m .

Nous devons également établir un lien entre le volume du condensateur et sa masse. L'étude des caractéristiques en volume et masse des séries de condensateurs Vishay a conduit à considérer une masse volumique moyenne (ρ_{capa}) de 1400 kg/m³ quelle que soit leur tenue en tension. On évaluera donc l'énergie grise des condensateurs (EG_{capa}) à l'aide de l'équation (2.33)

$$EG_{capa} = Vol_{capa} \times \rho_{capa} \times EG_{capa}^m \quad (2.33)$$

Conclusion

Au cours de ce chapitre la méthodologie d'éco-dimensionnement développée pour les câbles et les convertisseurs statiques a été présentée. Les modèles présentés ont permis de mettre en évidence que les pertes en fonctionnement et l'énergie grise des composants varient de façon contraire avec la quantité de matière active. Partant de ce constat, l'éco-dimensionnement d'un composant revient donc à trouver la quantité de matière active optimale minimisant sa consommation en énergie primaire sur son cycle de vie.

Concernant les convertisseurs, nous avons mis en avant que les paramètres de commande permettaient également d'agir sur leur consommation en énergie primaire (pertes en fonctionnement et dimensionnement des composants, donc énergie grise). Par la suite, ils joueront également le rôle de paramètres d'optimisation dans le but de minimiser la consommation en énergie primaire des convertisseurs statiques.

Pour établir les liens existant entre les paramètres dimensionnels et électriques (calibre et paramètres caractéristiques des pertes) des composants, nous nous sommes basés sur des documentations techniques. Cette approche conduit à des modèles qui manquent parfois de précision mais qui décrivent globalement les différentes tendances en accord avec les besoins de notre approche globale (on trouvera annexe 5 un résumé de l'ensemble de ces modèles). Dans l'optique d'obtenir des résultats d'éco-dimensionnement plus précis, ces modèles pourraient être améliorés.

Il faut également être conscient que les modèles permettant d'évaluer l'énergie grise des différents composants présentés ici sont basés sur des données ACV relativement génériques. En effet, les études ACV des composants électriques et électroniques sont encore insuffisantes (en tout cas à ce niveau de détails) et sont très rarement publiées par les fabricants. L'objectif de la présente étude consiste donc à montrer l'intérêt d'une telle démarche pour inciter au développement de bases de données plus précises, notamment en distinguant les variétés technologiques.

A l'aide des modèles et de la méthodologie présentés, nous allons maintenant réaliser au chapitre 3 l'éco-dimensionnement de câblages pour différents cas d'études. Puis, dans le chapitre 4, l'éco-dimensionnement de convertisseurs DC-DC (flyback et buck) pour un même usage. Dans ces deux chapitres, nous nous attacherons à comparer les composants éco-dimensionnés avec des composants commerciaux ou préconisés par les normes.

Chapitre 3 : Applications de l'éco-dimensionnement au câblage

Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons présenté les modèles permettant d'évaluer la consommation en énergie primaire d'un câble sur son cycle de vie (GER). Nous avons également proposé une méthodologie d'éco-dimensionnement dans le but de minimiser leur GER.

L'objectif de ce chapitre est d'appliquer et d'analyser les résultats d'un éco-dimensionnement du câblage pour deux applications spécifiques : d'une part le circuit de recharge d'un véhicule électrique et d'autre part, un circuit d'éclairage. Dans chacun de ces cas, on comparera le câble issu de l'éco-dimensionnement avec ceux issus des préconisations des normes. On s'attachera également à étudier la sensibilité des résultats de l'éco-dimensionnement aux différents choix effectués concernant la durée d'usage et les profils de consommation mais également la sensibilité aux données d'énergie grise que nous avons considérées.

3.1 Cas du circuit de charge d'un véhicule électrique

3.1.1 Présentation du cas d'étude

Comme nous l'avons défini plus tôt, les résultats de l'éco-dimensionnement dépendent des hypothèses considérées à propos de la longueur, du profil de consommation et de la durée d'usage. En l'absence d'autres précisions, nous considérerons les hypothèses suivantes :

- Le câblage est utilisé pour une ligne dédiée à la recharge d'un véhicule électrique. A titre de premier exemple, on considérera le cas d'un câble d'un mètre (2 mètres aller/retour), ce qui conduira à des résultats par unité de longueur car nous verrons que la longueur n'intervient pas dans l'optimum.
- Le profil de recharge considéré est présenté Figure 3-1. Ce profil est issu d'une mesure réalisée sur un véhicule électrique de type Peugeot 106 ayant effectué 18km (parcours médian domicile travail aller/retour [21], accumulateur Ni-Cd). Ce profil se caractérise par une puissance maximale de 3,3 kW et une énergie de 3,6 kWh_e. La première phase du profil correspond à une charge à courant constant fournissant la plupart de l'énergie stockée dans la batterie. La seconde correspond à la phase d'équilibrage (ou *floating*), à tension constante, permettant d'équilibrer la charge entre les différentes cellules de la batterie.

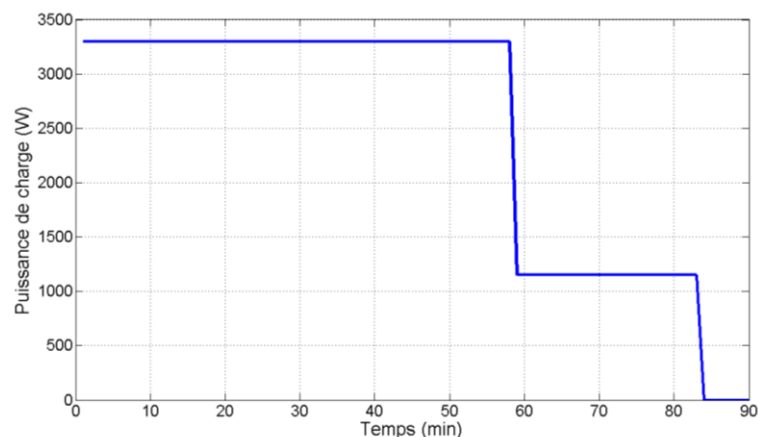


Figure 3-1 : Profil de recharge d'un Peugeot 106 électrique

- La durée d'usage du câble est de 20 ans. Le profil sera dupliqué pour chaque jour travaillé, soit 220 jours par an. Avec cette hypothèse le câble verra transiter 16 MWh pendant sa durée d'usage.

Pour nos études, nous avons choisi de ne pas considérer les aspects dynamiques (les régimes thermiques seront supposés permanents), les profils pourront ainsi être traités sous forme de distribution pour améliorer les temps de calcul.

3.1.2 Influence de la section du câble

Avant toute optimisation, nous présentons ici une étude paramétrique du GER du câble en fonction de sa section. Cette étude est effectuée pour une tension du réseau de distribution de 230V sur la base des modèles (énergies grises du cuivre et de l'isolant et pertes Joule) définis dans le chapitre 2. On rappelle que les pertes Joule sont évaluées en tenant compte de la température du câble pour les différentes valeurs de puissance transmise.

La Figure 3-2 présente l'évolution du GER d'un câble, utilisé 20 ans et soumis au profil de la Figure 3-1, en fonction de sa section. Pour les faibles valeurs de section, son énergie grise est négligeable par rapport à ses pertes en fonctionnement, le GER diminue donc lorsque la section augmente. Au contraire, pour les fortes valeurs de section, l'énergie grise devient prépondérante et le GER augmente avec la section du câble. Il existe donc une valeur de section optimale qui minimise la consommation en énergie primaire du câble sur son cycle de vie.

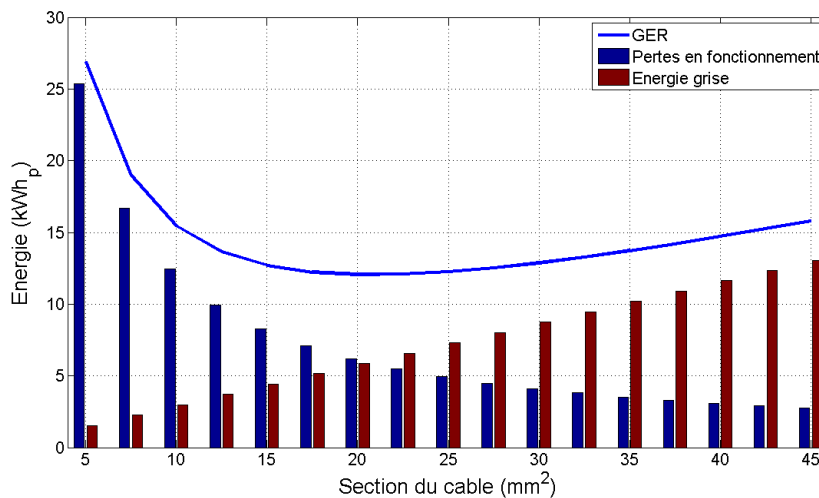


Figure 3-2 : Evolution du GER, de l'énergie grise et des pertes en fonctionnement en fonction de la section du câble

Dans le cas considéré ici, la section optimale est de 21 mm² avec un GER de 12 kWh_p. Pour cette section, la Figure 3-3 représente la contribution de l'énergie grise et des pertes en fonctionnement au sein du GER. Pour les sections mises en jeu ici, la section d'isolant est globalement proportionnelle à la section du conducteur. Le GER peut donc être approché par une fonction du type $f(x)=a/x+bx$ (la première partie correspondant aux pertes en fonctionnement et la seconde à l'énergie grise) qui admet un minimum en $x_{\min}=\sqrt{a/b}$ et vérifie l'égalité $a/x_{\min}=bx_{\min}$. Pour la section optimale, il y aura donc globalement égalité entre pertes en fonctionnement et énergie grise quel que soit le cas d'étude (dès lors que les mêmes modèles seront considérés et que les sections seront de l'ordre de la dizaine de mm²). On peut également remarquer que le GER est relativement plat autour du minimum, ce qui permet de choisir des sections plus faibles que la valeur optimale pour économiser des ressources minérales tout en

conservant un GER proche de l'optimum dont il ne faut pas perdre de vue la sensibilité aux usages.

La Figure 3-3 présente également la contribution de l'isolant et de l'âme du câble à son énergie grise. La section de l'isolant étant légèrement supérieure à celle de l'âme (épaisseur d'isolant de 1,2 mm pour une section de 21mm²) et son énergie grise volumique étant cinq fois plus faible, le PVC représente un quart de l'énergie grise du câble.

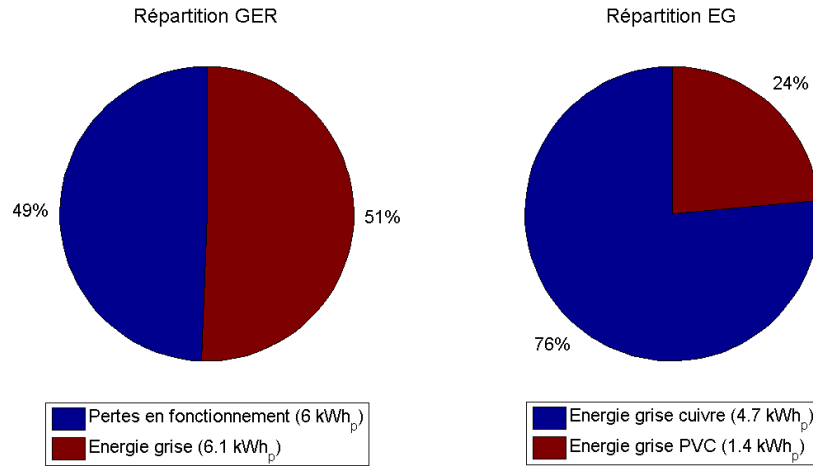


Figure 3-3 : Répartition du GER et de l'énergie grise pour la section de câble optimale

Afin de généraliser ce résultat pour différentes topologies de câblage, on s'intéresse maintenant à l'influence de la longueur sur le GER du câble. On rappelle équation (3.1) l'expression des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise du câble.

$$Pertes_{Joule} = Coût_{elec} N_{utilisation} \int_{cycle} \rho_{Cu} (\theta_{Cu}(t)) \frac{L_{câble}}{S_{Cu}} \times I_{load}^2(t) \quad (3.1)$$

$$EG_{câble} = (S_{Cu} \times EG_{Cu}^{Vol} + S_{isolant} \times EG_{PVC}^{Vol}) \times L_{câble}$$

Les pertes en fonctionnement et l'énergie grise étant directement proportionnelles à la longueur du câble, la section optimale du câble est donc la même quelle que soit la longueur (dès lors que les contraintes thermiques et de chute de tension sont respectées). De plus, le GER du câble est directement proportionnel à la longueur du câble.

3.1.3 Influence du niveau de tension

L'influence du niveau de tension de la distribution en courant continu sur le GER et sur la section optimale est présentée Figure 3-4. Contrairement à l'étude précédente où l'évolution de la section n'était pas contrainte, on vérifiera ici, pour chaque niveau de tension, que la section optimale permet bien de respecter :

- La contrainte thermique associée au vieillissement de l'isolant, en assurant une température inférieure à 75°C (correspondant à une durée de vie de 20 ans pour une sollicitation continue à 75°C). Cette contrainte impose donc une section minimale plus importante que celle nécessaire dans le cas de profils intermittents comme ceux que nous considérerons.

- La contrainte de chute de tension maximale, entre le tableau et la charge, fixée par la norme NFC 15-100 à 5 %.

Les pertes en fonctionnement diminuant avec l'augmentation du niveau de tension, à section de câble fixée, la section optimale diminue lorsque la tension augmente afin de « rééquilibrer » énergie grise et pertes en fonctionnement. Par conséquent le GER associé diminue également. Sur cet exemple particulier, et pour l'ensemble des niveaux de tension étudiés, les contraintes thermiques et de chutes de tension maximales admissibles n'ont pas été atteintes.

Les valeurs de section préconisées par la norme NFC 15-100 [52], sous 230V AC, et de leur GER (pour le cas d'étude considéré) sont également indiquées sur la Figure 3-4. Elles sont respectivement de 2,5 mm² et 6 mm² pour les réseaux de prise 16A et pour les réseaux spécialisés « forte puissance » 32A. On peut remarquer que le GER d'un câble de 2,5 mm², suffisant pour alimenter une prise dédiée à la recharge d'un véhicule électrique selon la norme, est 4,5 fois plus important (54 kWh_p) que le GER optimal (12,5 kWh_p) et que celui d'un câble de 6 mm² est 2 fois plus important (23 kWh_p).

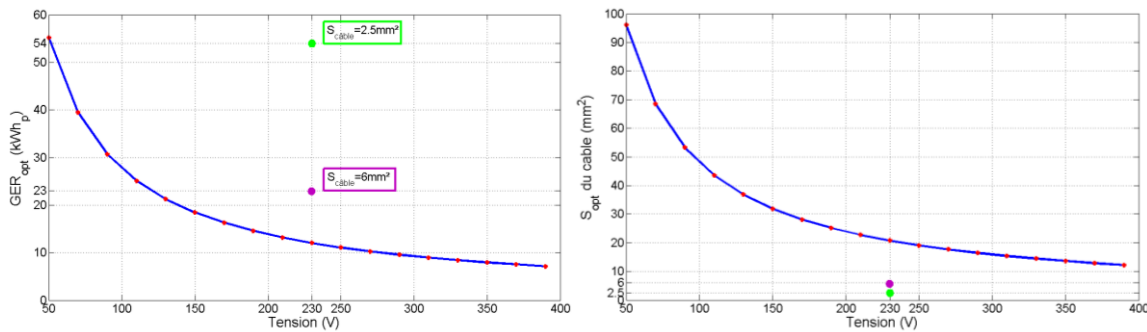


Figure 3-4 : Influence du niveau de tension continue sur le GER (gauche) et la section optimale du câble (droite) et comparaison avec les préconisations de la norme

La Figure 3-5 représente la contribution de l'énergie grise et des pertes en fonctionnement pour des câbles de 2,5 et 6 mm² de section. Ces sections de câble étant plus petites que la section optimale, les pertes en fonctionnement sont donc majoritaires dans le GER.

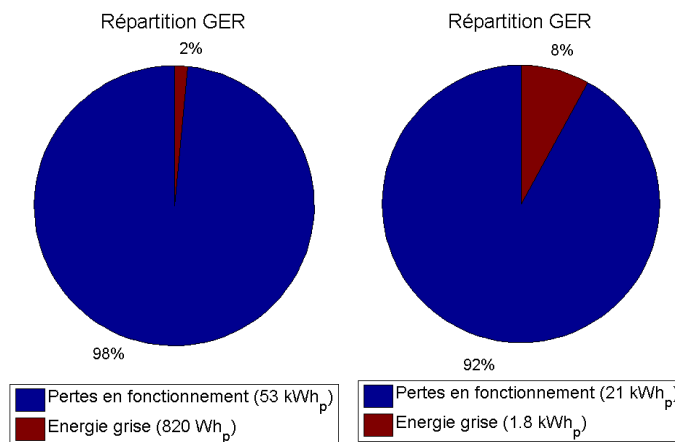


Figure 3-5 : Répartition du GER d'un câble de 2,5 mm² (gauche) et 6mm² (droite)

Il apparaît que la section de câble nécessaire pour atteindre le GER optimal requiert une plus grande quantité de ressources minérales. Mais cette étude montre que le passage d'un câble de 2,5mm² à 6mm², permettrait déjà de réduire d'un facteur 2 le GER du câble d'alimentation dans cet exemple de la recharge d'un véhicule électrique. L'ajout d'un autre critère, tel que la consommation en ressources minérales, pourrait également permettre de limiter les valeurs de section admissible lors de l'éco-dimensionnement. Cependant, comment déterminer le compromis ? Quelle consommation de ressources minérales est « acceptable » ? Nous garderons cet élément à l'esprit dans la suite de nos travaux mais nous ne chercherons pas ici à évaluer cette consommation en ressources minérales. Les résultats quantitatifs sont également à relativiser par rapport à la consommation du véhicule (10 kWh_p représentent environ 3 kWh_e et 15 km parcourus).

3.1.4 Etude de sensibilité

Les résultats présentés précédemment ont été établis en considérant une certaine durée d'usage, un certain profil de consommation et des données particulières d'énergie grise spécifique. L'ensemble de ces valeurs pouvant évoluer suite à des modifications de comportement où à l'amélioration des procédés, nous présentons ici leur influence. Pour chacun des paramètres, on étudie leur impact sur l'éco-dimensionnement du câble. On étudie également la robustesse de l'éco-dimensionnement à une erreur d'estimation de ces paramètres, c'est-à-dire la différence entre le GER d'un câble optimisé pour des valeurs des paramètres différentes de leurs valeurs effectives et le GER d'un câble optimisé sur la base des valeurs effectives.

3.1.4.1 Sensibilité à la durée d'usage

Il est aujourd'hui difficile d'estimer précisément la durée d'usage d'un câble électrique. Le fait qu'il soit potentiellement encastré dans un mur rend plus difficile son remplacement et pourtant les installations électriques doivent être renouvelées lorsque les normes évoluent, ce qui peut concerner le câble avant la fin de sa durée de vie. Nous avons considéré jusque-là une durée d'usage (un peu arbitraire) de 20 ans, examinons maintenant quelle est son influence sur l'éco-dimensionnement du câble. La Figure 3-6 présente l'évolution de la section optimale et de son GER en fonction de la tension pour des valeurs de durée d'usage de référence de 16, 20 et 24 ans.

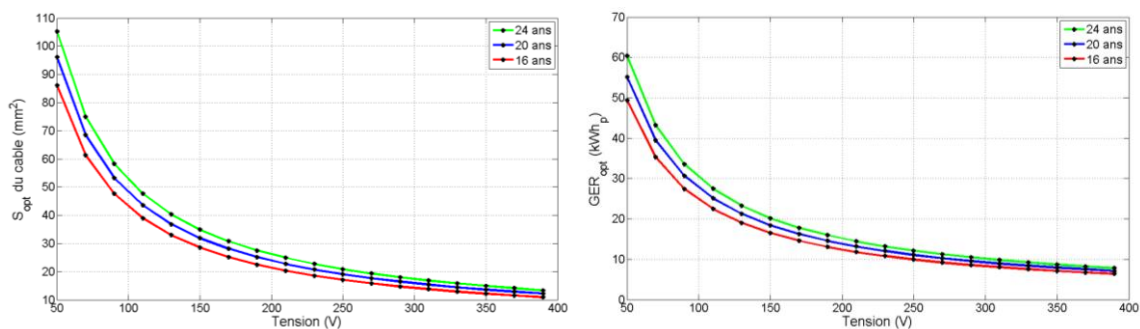


Figure 3-6 : Influence de la durée d'usage de référence sur l'évolution de la section optimale (gauche) et du GER associé (droite) en fonction de la tension du réseau de distribution : pour 16, 20 et 24 ans.

Une augmentation de la durée d'usage de référence lors de l'éco-dimensionnement se traduit par une augmentation de la section de cuivre et des pertes en fonctionnement. Le GER optimal associé augmente donc avec la durée d'usage. Pour une augmentation de 20% de la durée d'usage (de 20 à 24 ans), la section optimale et le GER augmentent de 10% et inversement pour

une diminution de la durée d'usage quelle que soit la tension du réseau. Pour comprendre cette influence, on présente équation (3.2), l'expression de la section optimale et du GER associé en considérant une stricte proportionnalité entre section de cuivre et section d'isolant ($S_{Cu} = \beta \times S_{iso}$).

$$S_{Cu_opt} = \sqrt{\frac{Coût_{elec} N_{utilisation} \int_{cycle} \rho_{Cu}(\theta_{Cu}(t)) I_{load}^2(t) dt}{EG_{Cu}^{Vol} + \beta \times EG_{PVC}^{Vol}}} \quad (3.2)$$

$$GER_{opt} = L_{câble} \sqrt{(EG_{Cu}^{Vol} + \beta \times EG_{PVC}^{Vol}) \times Coût_{elec} N_{utilisation} \int_{cycle} \rho_{Cu}(\theta_{Cu}(t)) I_{load}^2(t) dt}$$

On remarque que la section optimale et le GER dépendent de la racine du nombre d'utilisation et par conséquent de la racine de la durée d'usage. Le facteur $\frac{1}{2}$ entre la modification du GER et de la section optimale et celle de la durée d'usage n'est donc pas généralisable.

Intéressons-nous maintenant aux conséquences d'une erreur d'estimation de la durée d'usage. La Figure 3-7 présente l'évolution du GER d'un câble optimisé pour une durée de référence de 20 ans (courbe bleue) et utilisé pour une durée effective allant de 10 et 50 ans. On compare ces valeurs avec celles correspondant au GER du câble qui serait optimisé en connaissant *a priori* la durée d'usage effective (courbe verte). L'écart relatif entre ces deux GER, en fonction de la durée d'usage effective, est représenté à droite sur la même figure.

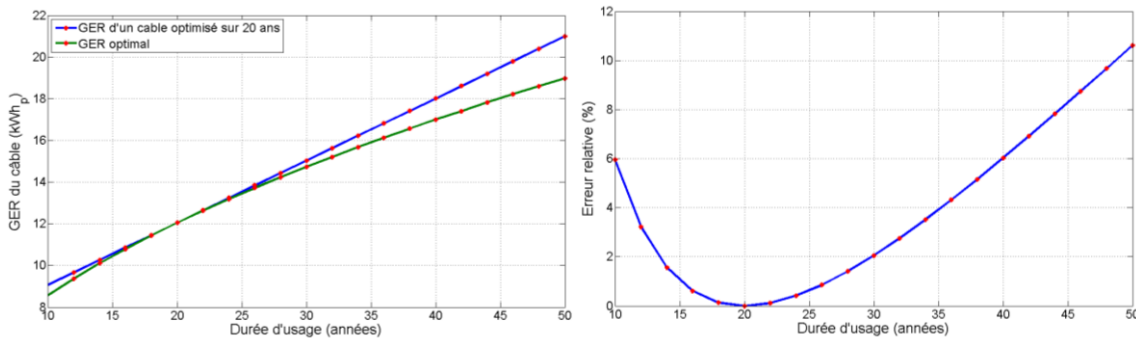


Figure 3-7 : Influence d'une erreur d'estimation de la durée d'usage effective lors du dimensionnement sur le GER d'un câble. Comparaison avec le GER du câble dimensionné pour la (bonne) durée d'usage effective (vert) (gauche) et écart relatif entre les deux GER (droite) : cas d'une durée d'usage de référence de 20 ans

Le GER du câble dimensionné pour 20 ans évolue linéairement par rapport à sa durée de vie effective puisque les pertes sont directement proportionnelles à la durée d'usage du câble et que l'énergie grise reste constante. Il est bien entendu supérieur à la valeur du GER optimal. De façon assez surprenante, on remarque que s'écarter fortement de la durée d'usage initialement prévue (facteur 2) conduit à un écart par rapport au GER optimal de seulement 6%. Pour comprendre cet écart, on s'intéresse à la section du câble éco-dimensionné pour une durée d'usage de 20 et 40 ans. Pour la seconde durée d'usage, la section du câble sera 1,4 fois plus importante que celle du câble éco-dimensionné pour une durée d'usage estimée de 20 ans (selon l'expression de la section optimale de l'équation (3.2)). Par conséquent, son énergie grise est 1,4 fois plus importante. Concernant les pertes en fonctionnement, le câble éco-dimensionné pour une durée d'usage de 20 ans présentera, pour une utilisation effective de 40 ans, 1,4 fois plus de pertes que le câble éco-dimensionné pour une durée d'usage de 40 ans. Finalement le gain sur les pertes du câble éco-dimensionné sur 40 ans se retrouve en partie compensé par une augmentation de son énergie grise, ce qui conduit à un écart de GER faible même pour une modification d'un facteur 2 de la durée d'usage du câble.

La section optimale et le GER associé étant également directement proportionnels à la distance journalière parcourue par l'utilisateur du véhicule, une modification de 20% de cette distance conduira à une augmentation de 10% de ces deux grandeurs. Une mauvaise estimation de la consommation de l'utilisateur (nombre de recharges lors de la durée d'usage du câble ou kilométrage quotidien) lors de l'éco-dimensionnement aura également le même impact qu'une mauvaise estimation de la durée d'usage.

3.1.4.2 Sensibilité au profil de consommation

Le premier cas d'étude considéré était basé sur la recharge d'un véhicule de type 106 d'une puissance maximale de 3,3 kW. Certains véhicules plus récents, comme la Nissan Leaf, se rechargent avec une puissance plus faible, mais au prix d'un temps plus long. La Figure 3-8 présente un profil de charge mesuré sur une Nissan Leaf, suite à un parcours de 18 km, dont la puissance maximale est de 2,3 kW.

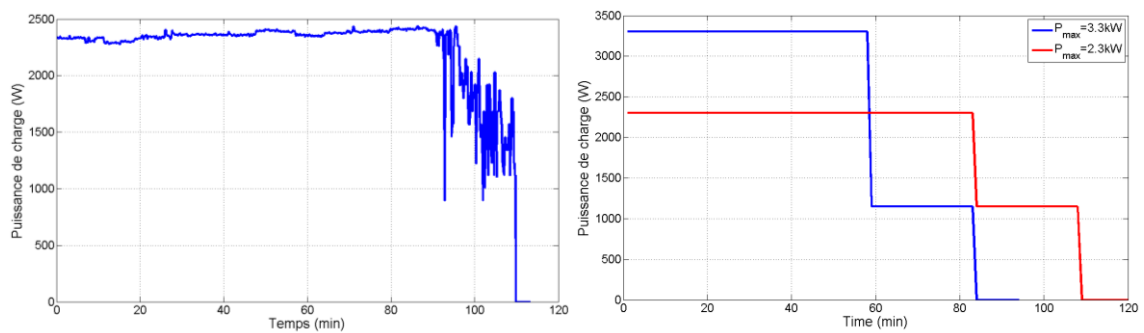


Figure 3-8 : Profil de recharge d'une Nissan Leaf (gauche) et profils idéaux considérés pour l'étude de sensibilité au profil de consommation, à même énergie transmise

Suite à cette tendance, nous avons testé, pour une même énergie transmise au véhicule, l'influence de la puissance maximale de recharge sur le GER du câble optimal à l'aide des deux profils idéaux représentés sur la Figure 3-8. Le premier (courbe bleue) correspond à celui de la Figure 3-1 et le second (courbe rouge) à un profil, de même énergie transmise, mais avec une puissance maximale de 2,3 kW se rapprochant de celui de la Leaf. La Figure 3-9 montre l'évolution de la section optimale et du GER en fonction du niveau de tension pour ces deux profils. On constate qu'une diminution de la puissance de charge diminue les pertes en fonctionnement sur cycle, et donc le GER, en contrepartie d'une augmentation du temps de recharge quel que soit le niveau de tension. La section optimale du conducteur et le GER associé sont donc plus faibles. En d'autres termes, plus la recharge sera lente, plus le GER du câble sera faible.

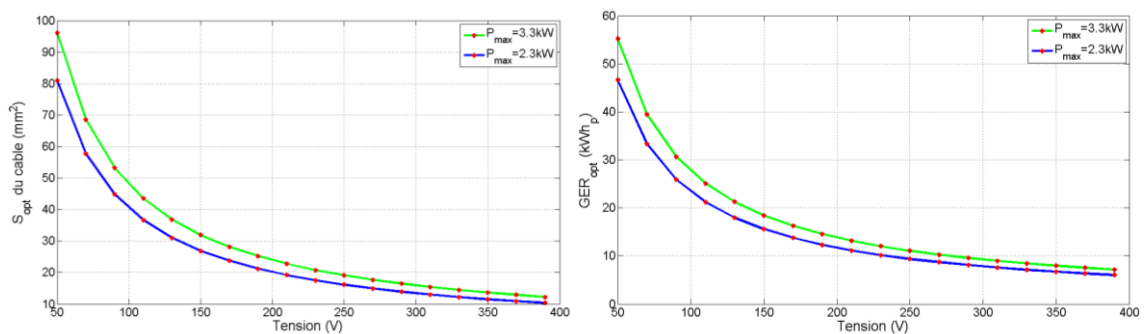


Figure 3-9 : Evolution du GER et de la section du câble optimale en fonction du niveau de tension pour deux profils de recharge de la Figure 3-8 présentant la même énergie ($P_{\max} = 3.3\text{kW}$ et 2.3kW)

3.1.4.3 Sensibilité aux données d'énergie grise

Souvent les données d'énergie grise résultent d'une moyenne, au moment de leur élaboration, des procédés utilisés dans la zone géographique considérée et sont donc très génériques. Il paraît donc important d'étudier l'influence de ces données (énergies grises du cuivre, du PVC et coût énergétique du kWh_e français) qui seront amenées à évoluer en fonction du lieu de production et au fil du temps (amélioration des procédés et croissance de la proportion d'énergie renouvelables).

Concernant l'énergie grise des matériaux, nous avons choisi de ne pas dissocier l'influence du cuivre et du PVC sur l'éco-dimensionnement du câble. C'est-à-dire que nous modifierons l'ensemble des données d'énergie grise simultanément. Gardons cependant à l'esprit, au vu de la Figure 3-3, que le cuivre est responsable de la majorité de l'énergie grise totale du câble. Une modification de sa donnée d'énergie grise aura donc plus d'influence que celle du PVC.

La Figure 3-10 représente l'évolution de la section optimale et du GER associé en fonction de la tension du réseau pour différentes valeurs d'énergie grise spécifique (variation de + ou - 20% des données retenues au chapitre II pour le cuivre et le PVC). Selon les expressions de la section optimale et du GER que nous avons présentées équation (3.2), ils sont respectivement inversement proportionnels et proportionnels à la racine de la somme des données d'énergie grise spécifique. La section optimale diminue et le GER augmente avec l'augmentation des données d'énergie grise. Par exemple, dans le cas de la Figure 3-10, une augmentation de 20% des données d'énergie grise spécifique entraîne une diminution de 10% de la section optimale et une augmentation de 10% du GER associé quelle que soit la tension du réseau.

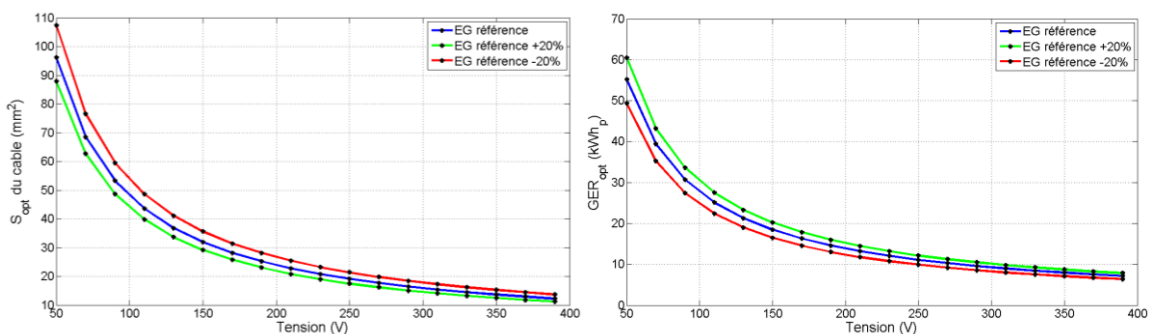


Figure 3-10: Influence de l'énergie grise spécifique des matériaux du câble sur l'évolution de la section optimale (gauche) et du GER (droite) en fonction de la tension du réseau de distribution : cas d'une variation de 20% autour des données de référence du chapitre II

Intéressons-nous maintenant à l'influence d'une erreur d'estimation de l'énergie grise spécifique lors de l'éco-dimensionnement initial. La Figure 3-11 présente l'évolution du GER d'un câble optimisé selon les données d'énergie grise spécifiques de référence présentées au chapitre II et dont l'énergie grise a été évaluée *a posteriori* en considérant de nouvelles données d'énergie grise (courbe bleue). Ces nouvelles données d'énergie grise spécifiques sont caractérisées par un coefficient « correctif » les liant aux données de référence. On compare cette courbe au GER optimal que l'on aurait obtenu en considérant, dès le dimensionnement initial, ces données « corrigées » (courbe verte). On présente également, Figure 3-11, l'écart relatif entre ces deux GER pour chacune des nouvelles données d'énergie grise spécifiques.

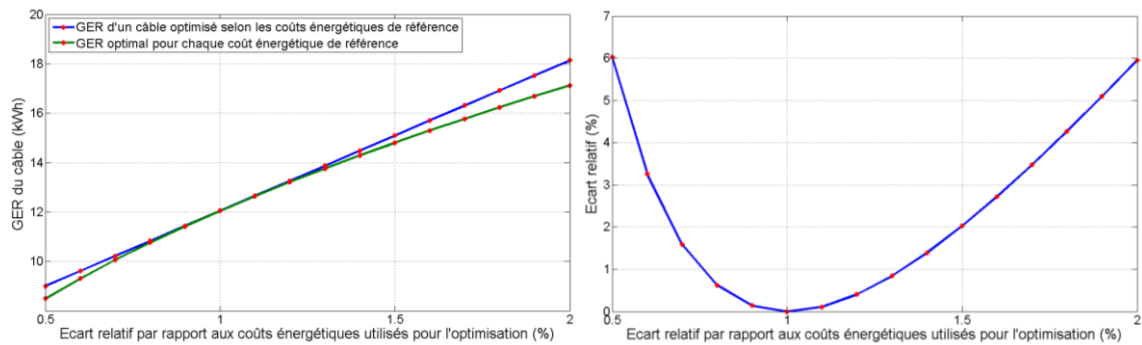


Figure 3-11 : Influence d'une erreur d'estimation des données d'énergie grise lors du dimensionnement sur le GER d'un câble, comparaison avec le GER du câble dimensionné pour les données d'énergie grise effectives (gauche) et écart relatif entre les deux GER en fonction d'un facteur correctif appliqué sur les données d'énergie grise de référence (droite).

On remarque que surestimer ou sous-estimer les énergies grises spécifiques des matériaux d'un facteur 2 conduit à un écart de 6% par rapport au GER optimal. A l'image de ce que nous avons expliqué dans le cas d'une mauvaise estimation de la durée d'usage, ce sont les pertes en fonctionnement du câble éco-dimensionné pour les données d'énergie grise effective qui vont être « compensées » par l'augmentation de l'énergie grise du câble éco-dimensionné pour les données d'énergie grise de référence (dans le cas de données d'énergie grise effective supérieure à celle de référence). La différence entre les deux GER n'est donc pas très importante même dans le cas d'erreur significative lors de l'évaluation des données d'énergie grise.

Le coût en énergie primaire du kWh électrique varie d'un pays à un autre en fonction du mix énergétique du pays (de 4,4 kWh_p en Grèce à 1,3 kWh_p en Norvège) [2]. Nous avons donc voulu étudier son impact sur la section optimale du câble et sur son GER associé. La Figure 3-12 représente l'évolution de la section optimale et de son GER en fonction de la tension du réseau pour différentes valeurs de coût énergétique du kWh_e. Comme pour l'influence de la durée d'usage, une augmentation du coût en énergie primaire du kWh électrique entraîne une augmentation des pertes (comptabilisées en énergie primaire) en fonctionnement du câble. La section optimale et son GER associé augmentent donc avec le coût énergétique. Pour une augmentation de 20% du coût énergétique du kWh électrique, la section optimale et le GER associé évoluent d'environ 10% et ce quelle que soit la tension du réseau.

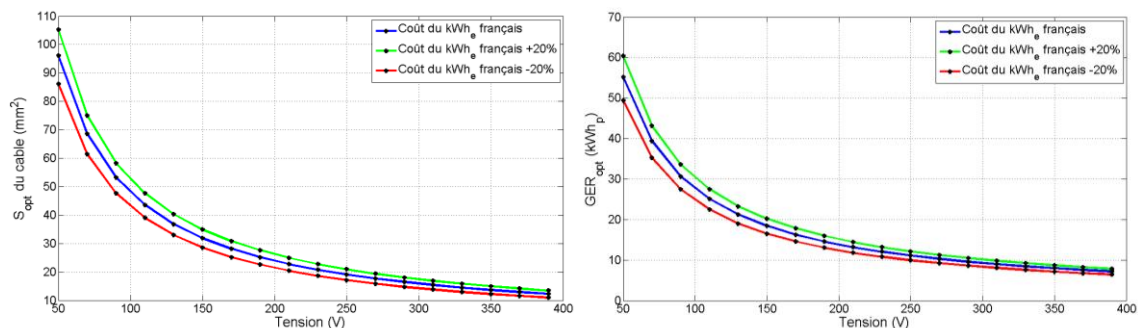


Figure 3-12 : Influence du coût énergétique du kWh_e sur l'évolution de la section optimale (gauche) et du GER (droite) en fonction de la tension du réseau de distribution : Cas d'une variation de 20% autour du coût en énergie primaire du kWh électrique

Intéressons-nous maintenant à l'influence d'une mauvaise estimation du coût énergétique du kWh électrique. La Figure 3-13 présente l'évolution du GER d'un câble optimisé pour le mix énergétique français et dont les pertes en fonctionnement ont été évaluées *a posteriori* en considérant d'autres coûts énergétiques du kWh (courbe bleue). On comparera cette courbe au GER que l'on aurait obtenu en connaissant, dès l'éco-dimensionnement initial, le coût en énergie primaire du kWh électrique (courbe verte). On présente également, Figure 3-11, l'écart relatif entre ces deux GER pour chacun des coûts énergétiques considérés.

Tout comme l'influence de la durée d'usage, le GER du câble dimensionné pour le mix énergétique français évolue linéairement puisque les pertes sont directement proportionnelles au coût énergétique du kWh électrique et que l'énergie grise reste constante. On remarque qu'une surestimation du coût énergétique d'un facteur 2 conduit à un écart par rapport au GER optimal de 6%. Les raisons de ce faible écart sont les mêmes que dans le cas d'une mauvaise estimation de la durée d'usage.

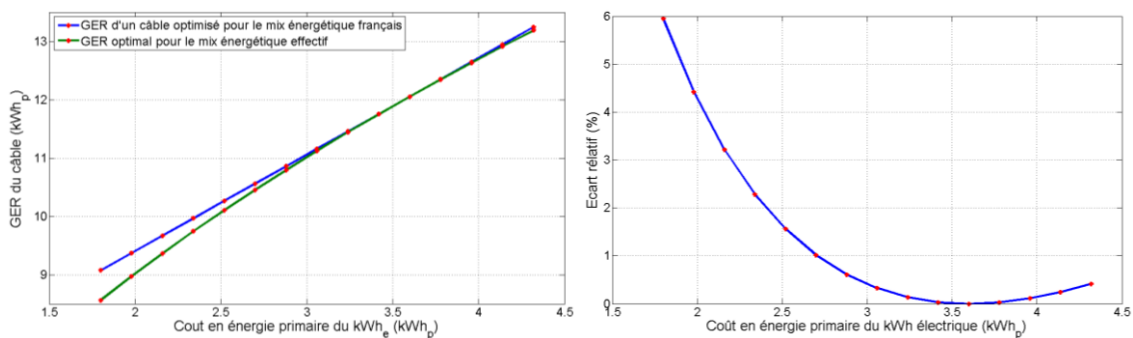


Figure 3-13 : Influence d'une mauvaise estimation du coût en énergie primaire du kWh électrique lors du dimensionnement sur le GER d'un câble. Comparaison avec le GER du câble dimensionné pour le coût énergétique effectif (gauche) et écart relatif entre les deux GER en fonction du coût énergétique du kWh électrique (droite) lorsque le dimensionnement de référence a été fait selon le mix énergétique français

3.1.4.4 Conclusion sur l'étude de sensibilité

De façon évidente, l'augmentation des paramètres influant sur les pertes (durée d'usage, profil de consommation, coût du kWh électrique) font augmenter la section du câble éco-dimensionné alors que l'augmentation de ceux influant sur l'énergie grise (données d'énergie grise) les fait diminuer. Le rôle de ces paramètres étant similaire au sein de l'expression de la section optimale et du GER associé, leur influence est similaire (au signe près).

Nous avons également établi que notre dimensionnement était robuste à une mauvaise estimation de certains paramètres. En effet, la modification de la section optimale, lors d'une mauvaise estimation de paramètres influant uniquement les pertes en fonctionnement ou l'énergie grise, favorisera l'une des deux grandeurs au détriment de l'autre. Par conséquent, le dimensionnement du câble optimisé sur la base de paramètres mal estimés, compensera en partie son retard sur l'une des grandeurs (par exemple l'énergie grise) par son avance sur l'autre (ici les pertes en fonctionnement) grâce à une section différente (ici plus grande). On peut donc conclure que, dans un contexte où les données d'entrée sont aujourd'hui peu fiables, les tendances des résultats annoncées resteront les mêmes.

3.2 Cas d'un réseau d'éclairage

Dans la première partie de ce chapitre, afin de bien poser le problème de l'éco-dimensionnement des câbles, nous avons étudié le cas relativement simple d'une ligne dédiée à la charge d'un véhicule électrique. On s'intéresse maintenant à un réseau d'éclairage de façon à aborder la problématique de superposition de consommation sur certaines portions du câblage. Ce cas d'étude nous permettra également d'étudier l'éco-dimensionnement pour des puissances appelées faibles de l'ordre de quelques dizaines de watts, correspondant aux technologies modernes d'éclairage ou aux petits appareils électroniques.

3.2.1 Présentation du problème

Comme dans l'étude précédente, on définit ici les profils de consommation, la topologie du réseau et la durée d'usage que nous considérerons :

- Le circuit d'éclairage sera constitué de 4 ampoules « basse consommation » d'une puissance unitaire de 20W. Le fait de considérer une alimentation DC nous conduit à ne pas avoir à considérer l'éventuel problème de la puissance réactive et des harmoniques BF. Ces ampoules seront soumises au profil de la Figure 3-14. Ce profil représente, caricaturalement (dans le seul objectif de poser le problème), la consommation en éclairage d'une habitation de 3 pièces où L1 serait dans la cuisine, L2 dans le séjour, L3 dans la chambre et L4 dans la salle de bain. La consommation quotidienne de chaque lampe sera respectivement de 30 Wh pour L1, 82 Wh pour L2, 10 Wh pour L3 et 15 Wh pour L4.

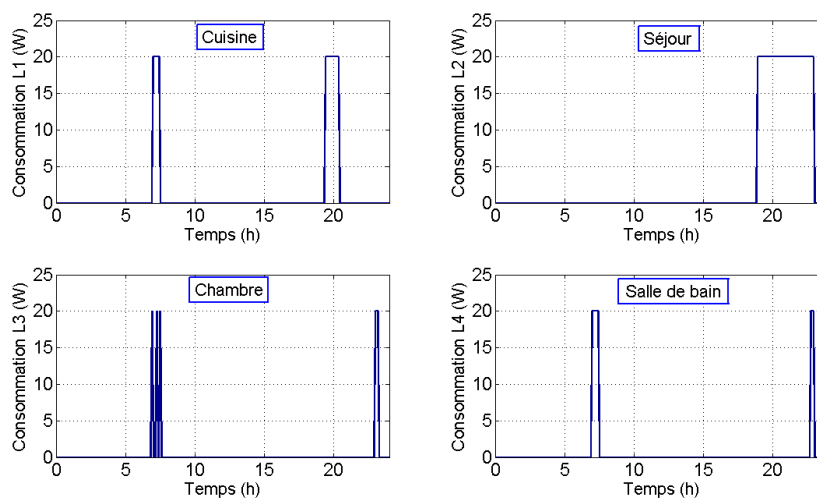


Figure 3-14 : Profils de consommation considérés pour chacune des lampes

- La Figure 3-15 représente la topologie du circuit d'éclairage. Les distances considérées pour les différentes portions sont issues des préconisations de la norme NFC 15-100 pour les hauteurs du tableau et des interrupteurs, les longueurs ayant, quant à elles, été choisies pour répartir équitablement les sources lumineuses dans un espace de 35 m² (superficie maximale en-dessous de laquelle un seul circuit d'éclairage est nécessaire). On considérera une section unique pour l'ensemble des conducteurs.

- Comme pour l'étude précédente, nous avons considéré une durée d'usage de 20 ans. La totalité de la consommation de ce circuit sur cette durée s'élève ainsi à 1 MWh.

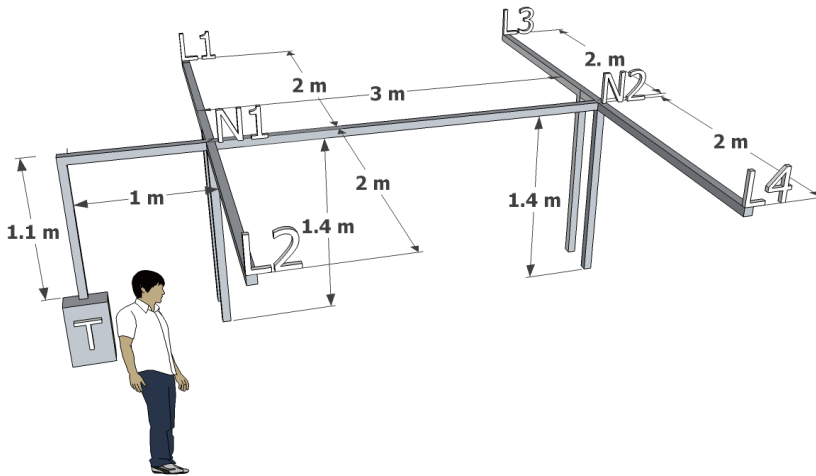


Figure 3-15 : Schéma du circuit d'éclairage considéré pour l'éco-dimensionnement

3.2.2 Influence de la section du câble

Avant de chercher à éco-dimensionner le circuit d'éclairage, nous présentons ici une étude paramétrique portant sur sa consommation en énergie primaire en fonction de la section de câble employée. Cette étude est effectuée pour une tension du réseau de distribution de 230V.

La Figure 3-16 présente l'évolution de la consommation en énergie primaire du circuit d'éclairage, en fonction de la section du câble, durant 20 ans et soumis quotidiennement au profil de la Figure 3-14. Pour ce cas d'étude et pour ce niveau de tension, la section de câble optimale pour le circuit d'éclairage est de 0,25 mm². Pour cette section, le GER du circuit est de 4,8 kWh_p, avec une énergie grise de 3,4 kWh_p et des pertes en fonctionnement de 1,4 kWh_p.

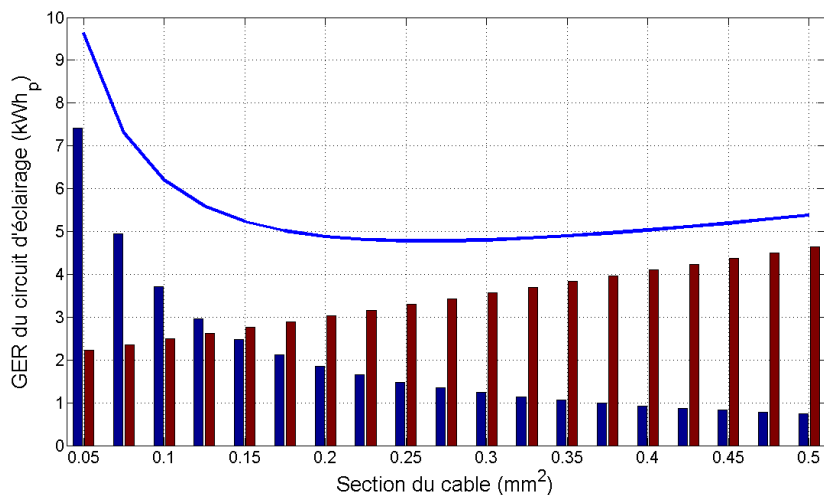


Figure 3-16 : Evolution du GER du circuit d'éclairage en fonction de la section du conducteur

Contrairement au cas d'étude précédent, les pertes en fonctionnement ne sont pas égales à l'énergie grise pour la section optimale (Voir Figure 3-17). En effet, pour les faibles sections considérées dans le cas du circuit d'éclairage, la section de l'isolant n'est plus proportionnelle à

celle de l'âme, mais quasi-constante (dans le contexte normatif que nous avons considéré). La section optimale ne correspond donc plus à celle pour laquelle pertes et énergie grise sont égales.

Si l'on s'intéresse maintenant à la contribution du cuivre et de l'isolant au sein de l'énergie grise du câble (voir Figure 3-17), l'isolant représente la plus grande part de son énergie grise avec 67%. En effet, la section d'isolant est plus importante, de l'ordre de quelques mm², pour ces sections de câble optimales qui sont de l'ordre de quelques dixièmes de mm².

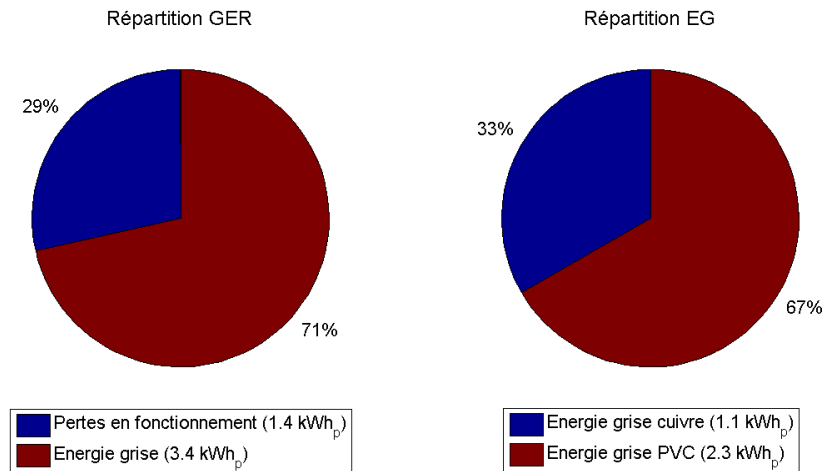


Figure 3-17 : contribution des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise au sein du GER du câblage (gauche) et contribution de l'âme et de l'isolant à l'énergie grise (droite) : cas du câblage éco-dimensionné pour les profils de la Figure 3-14, durant 20 ans et sous 230V DC.

La Figure 3-18 présente maintenant la contribution de chacune des portions au GER du circuit ainsi que les proportions d'énergie grise et des pertes en fonctionnement. De façon évidente, la portion du circuit voyant circuler l'ensemble de l'énergie et la portion du circuit alimentant la lampe la plus consommatrice sont dominantes. La Figure 3-18 présente également la répartition, entre énergie grise et pertes, que l'on obtiendrait si l'on éco-dimensionne la section T/N1 seule (i.e. pour la section de câble minimisant le GER de la portion de câble T/N1).

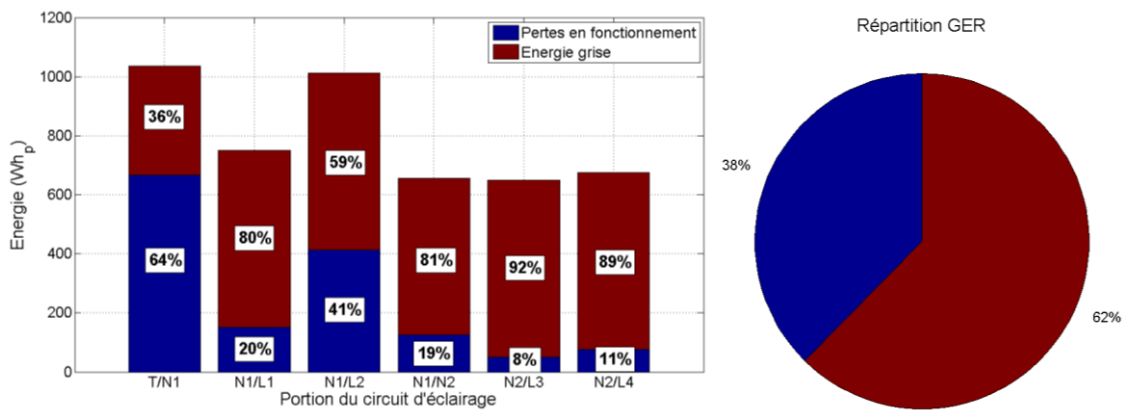


Figure 3-18 : Contribution de chacune des portions du circuit d'éclairage et répartition de leur GER entre énergie grise et pertes en fonctionnement (gauche) et répartition du GER pour la section optimale résultant de l'éco-dimensionnement de la section T/N1 prise indépendamment (droite)

On peut voir ici que les portions T/N1 et N1/L2 présentent une proportion de pertes plus importante. La section optimale pour le circuit est donc plus faible que les sections optimales que l'on obtiendrait si l'on considérait des sections différentes pour chacune des portions. A l'opposé, pour les autres portions, la section optimale du circuit est surdimensionnée par rapport à celle minimisant leur GER de façon indépendante. La section optimale pour le circuit résulte donc d'un compromis entre les différentes sections optimales de chacune des portions.

3.2.3 Influence du niveau de tension

Toujours dans l'optique d'étudier l'influence du niveau de tension sur la consommation en énergie primaire, on présente Figure 3-19, l'évolution de la section optimale et du GER associé en fonction de la tension. Cette optimisation est réalisée en prenant en compte les contraintes thermiques présentées précédemment (température maximale d'isolant <75°C) et une contrainte de chute de tension inférieure à 3% entre le départ et les charges (selon la valeur spécifiée par la norme NFC 15-100 dans le cas des circuits d'éclairage). Comme dans le cas précédent, la section optimale diminue lorsque le niveau de tension augmente, suite à la diminution des pertes à section donnée.

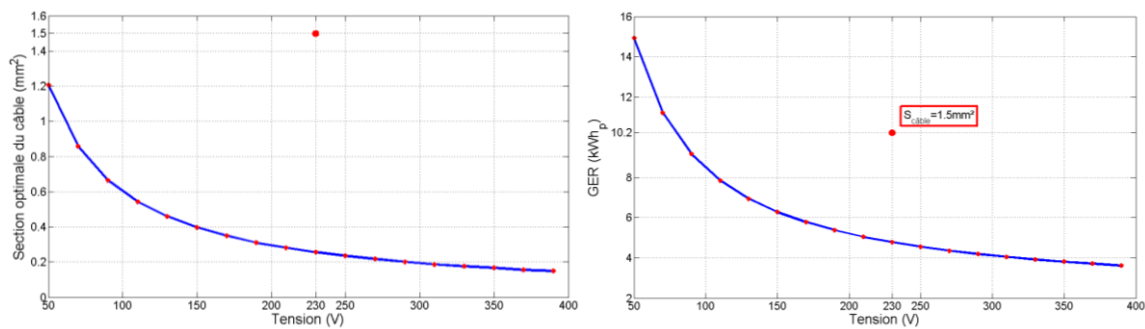


Figure 3-19 : Evolution de la section optimale (gauche) et du GER associé (gauche) en fonction du niveau de tension et comparaison avec la section préconisée par la norme.

On compare également Figure 3-19, les résultats de l'éco-dimensionnement avec la section préconisée par la norme (soit 1,5 mm²) et le GER associé. La section préconisée par la norme présente un GER de 10,2 kWh_p, deux fois plus important que le GER de la section optimale. Ce résultat est cependant à relativiser, la norme actuelle ayant été établie initialement pour des lampes à incandescence présentant des puissances jusqu'à cinq fois plus importantes. Une section adaptée à la consommation des nouvelles lampes basses consommation pourrait être plus faible. De plus, selon la norme, un circuit d'éclairage peut contenir jusqu'à huit lampes alors qu'ici nous en avons considérées seulement 4. Si l'on s'intéresse à la répartition entre énergie grise et pertes en fonctionnement, la section préconisée par la norme étant supérieure à la section optimale, l'énergie grise est largement majoritaire au sein du GER avec 98%.

3.2.4 Etude de sensibilité

Nous avons déjà étudié dans le cas de l'éco-dimensionnement d'un câble dédié à la recharge d'un véhicule électrique, l'influence de la durée d'usage et des données d'énergie grise considérées. L'influence sur un circuit plus complexe sera sensiblement la même si ce n'est que l'impact des données d'énergie grise sera plus important et que celui de la durée d'usage et du coût en énergie primaire du kWh électrique sera plus faible à cause de la répartition différente entre pertes et énergie grise au sein du GER. Nous proposons d'étudier ici l'impact de la superposition des profils de consommation et de la topologie du réseau de distribution de l'éclairage.

3.2.4.1 Sensibilité au profil de consommation

Les profils de consommation de la Figure 3-14 avaient été choisis, un peu arbitrairement, de façon à simuler l'utilisation de l'éclairage dans une habitation de 3 pièces. Evidemment en réalité, la consommation varie en fonction des usagers, des bâtiments (orientation notamment) et de bien d'autres paramètres ce qui, en fonction des cas, conduit à la superposition des profils de consommation sur une ou des portions du circuit. Afin d'étudier cet effet, nous avons choisi de considérer les profils de la Figure 3-20, où tous les profils de consommation se superposent de façon à maximiser l'effet.

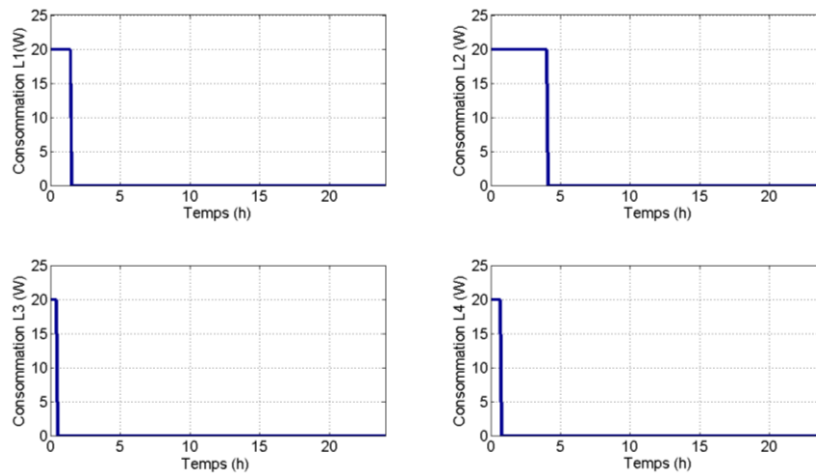


Figure 3-20 : Profils considérés pour étudier l'impact de la superposition des profils de consommation, sur certaines portions communes du câblage

La Figure 3-21 présente l'évolution de la section optimale du circuit et de son GER en fonction du niveau de tension, dans le cas des consommations décrites Figure 3-14 et Figure 3-20. La superposition des consommations entraînant une augmentation des pertes en fonctionnement, la section optimale et le GER associé sont plus élevés pour le profil de la Figure 3-20. Dans les cas d'étude que nous avons considérés, cette variation, de +15% quel que soit le niveau de tension, est surtout due à la modification de la consommation sur la portion entre le tableau électrique et le premier nœud.

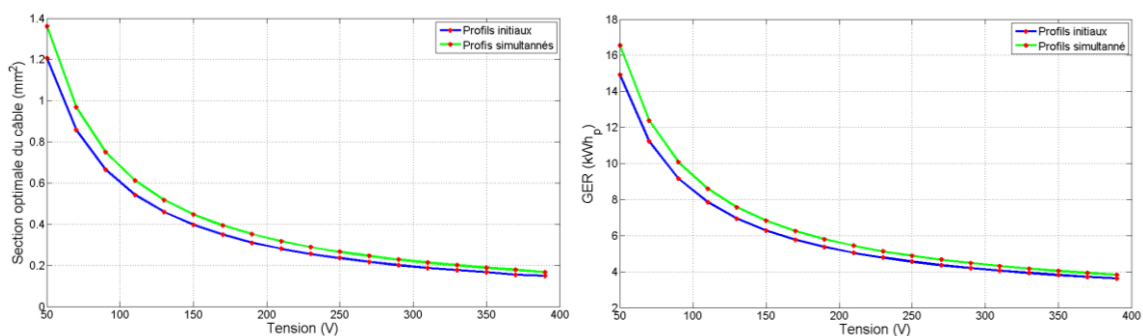


Figure 3-21 : Influence du chevauchement des profils de consommation sur l'évolution de la section optimale (gauche) et du GER associé (droite) en fonction du niveau de tension

A même énergie consommée au niveau des lampes, le GER du circuit sera donc d'autant plus important que les consommations auront lieu simultanément. Il est donc évident, qu'à même

énergie consommée par l'ensemble des charges du circuit, la répartition entre les différents emplacements, ainsi que leur foisonnement dans la journée influencera les résultats de l'éco-dimensionnement du câblage.

Au passage on peut donc dire que la gestion « intelligente » d'un réseau permet de gagner réellement des Wh_p (et pas uniquement des € comme on peut souvent l'entendre).

3.2.4.2 Sensibilité à la topologie

Nous avons vu dans la section 3.2.2, que l'éco-dimensionnement d'un circuit d'éclairage en considérant une section unique, conduisait à sur-dimensionner les portions peu utilisées et à sous-dimensionner les autres. Nous avons donc voulu comparer le GER d'un circuit d'éclairage avec une topologie où chaque lampe serait associée à un câble dédié. Cette éventualité est envisagée ici seulement à titre de comparaison, le câblage avec une multitude de section étant difficilement envisageable.

La Figure 3-22 présente l'évolution du GER optimal en fonction du niveau de tension pour les deux topologies différentes. Pour chaque départ dédié, la section a été optimisée de façon à minimiser sa consommation en énergie primaire.

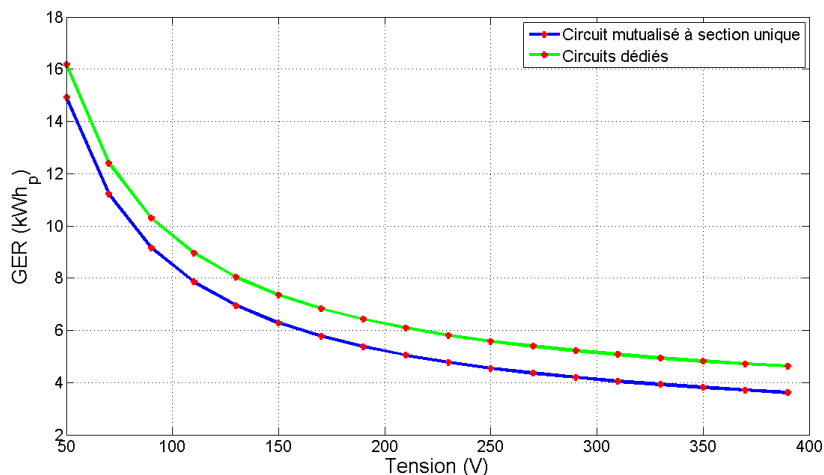


Figure 3-22 : Evolution du GER optimal en fonction de tension pour une topologie à circuit mutualisé et à section unique et une topologie à circuits dédiés

Malgré cette optimisation, le GER de la topologie à circuits dédiés et optimisés séparément est supérieur à celui du circuit précédent. On peut remarquer que la différence de GER entre les circuits dédiés et le circuit mutualisé à section unique est de plus en plus faible au fur et à mesure que le niveau de tension diminue, pour atteindre moins de 10 % à 50V. La solution à circuits dédiés présente donc peu d'intérêt d'un point de vue du GER. En effet, elle conduira à l'utilisation de longueur de câble importante, de section certes plus faible (plus d'effet de superposition des consommations), qui conduiront dans la plupart des cas à un GER plus important.

Conclusion

Dans cette partie nous avons étudié l'éco-dimensionnement d'un élément essentiel de la distribution électrique à savoir le câble. Les résultats obtenus ont illustré les liens existant entre la section du câble et sa consommation en énergie primaire ainsi que l'existence d'une section optimale pour un GER minimal. Nous avons également mis en exergue que le GER du câblage nous pousse à considérer des tensions plutôt élevées. Nous avons finalement mis en avant que

l'optimisation du câblage, selon ce critère, apporte un plus par rapport aux méthodes classiques de dimensionnement, tant les économies énergétiques potentielles paraissent importantes (division par 2 de la consommation en énergie primaire du câblage). Il faut cependant bien être conscient que l'on parle ici d'une consommation en énergie primaire de quelques kWh, qui reste très faible par rapport à la quantité d'énergie transitant dans le câble...

A ce stade, il est délicat de prédire, pour une tension donnée, quelle doit être la section optimale sachant que les profils de consommation sont difficiles à prévoir et qu'ils influent de façon importante sur le GER du câble. L'utilisation de ces travaux à des fins normatives ne pourrait se passer d'une meilleure connaissance des usages des charges électriques et du cycle de vie du câble même si nous avons vu que l'éco-dimensionnement est relativement robuste à une mauvaise estimation de ces paramètres. De plus, la question de la consommation de ressources minérales peut se poser (en particulier dans le cas d'une ligne dédiée à la recharge d'un véhicule électrique qui conduit à des sections de câbles importantes) et devrait être prise en compte avant de statuer. Partant de cette préoccupation, la sous-estimation de la durée d'usage, du comportement de l'utilisateur et la surestimation des énergies grises seraient préférables. D'autant plus, que la non prise en compte des régimes thermiques transitoires pourra entraîner une surestimation des sections optimales dans le cas de profils de puissance de courte durée par rapport à la constante thermique des câbles (qui est de l'ordre de quelques secondes).

Il est cependant nécessaire, en matière de réduction des impacts environnementaux, d'avoir une vision globale du problème et s'il s'avérait, par exemple, que l'usage de plus de cuivre dans les charges alimentées par le câble permettait de réduire le GER du système « câble + charge », il serait peut-être plus avantageux de l'employer pour la charge que pour le câble.

Chapitre 4 : Eco-dimensionnement de convertisseurs statiques

Introduction

Après avoir étudié l'éco-dimensionnement du câblage d'un réseau de distribution, nous allons maintenant nous intéresser à celui des convertisseurs statiques dont le rôle est, et sera, essentiel dans le développement de réseaux continus. Comme de tels réseaux n'existent pas, il a fallu faire des choix de topologies de convertisseurs qui nous semblent adaptées pour les futures applications, notamment les charges de type électronique qui temporellement seront plus propices au changement d'alimentation. Le choix s'est donc porté sur :

- La topologie DC/DC flyback pilotée en mode auto-oscillant qui est très dominante dans les applications de petite puissance. Pour ce cas, nous comparerons notre approche d'éco dimensionnement à un flyback industriel répondant au même cahier des charges.
- La topologie DC/DC buck synchrone piloté en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), à fréquence fixe. Contrairement au flyback, ce convertisseur n'offre pas d'isolation galvanique entre entrée et sortie, il est exclusivement abaisseur et mieux adapté aux tensions de sortie proches de la tension d'entrée.

Au final nous comparerons la consommation en énergie primaire (GER) de ces deux convertisseurs pour différents niveaux de tension.

Le cas d'étude, certes restrictif, concerne l'alimentation d'un ordinateur portable. Le convertisseur fournira une tension régulée de 20 V avec une puissance maximale de 70 W.

4.1 Eco-dimensionnement d'un convertisseur DC/DC flyback auto-oscillant

Dans un premier temps, le cas d'étude considéré pour cet éco-dimensionnement sera présenté ainsi que quelques rappels méthodologiques. Une étude paramétrique portant sur l'influence du facteur homothétique sur le GER des différents composants (à paramètres de commande fixés) sera ensuite présentée. Nous étudierons alors l'influence des paramètres de commande sur le GER du convertisseur DC/DC flyback, avant de comparer le convertisseur éco-dimensionné (aussi bien du point de vue de ses paramètres de commande que du dimensionnement de ses composants), avec un convertisseur commercial. Enfin, une étude de sensibilité sera réalisée pour conclure sur la robustesse du processus de dimensionnement.

4.1.1 Cas d'étude et aspects méthodologiques

Comme pour l'éco-dimensionnement du câblage, on définit, ci-dessous, le profil de consommation, la topologie, le mode de commande associé ainsi que la durée d'usage retenus pour cet éco-dimensionnement :

- Nous considérerons le profil de consommation de la Figure 4-1 (déjà exposé §1.3.4.1). Ce profil est issu d'une mesure de puissance réalisée sur un chargeur d'ordinateur portable d'une puissance maximale de 70 W. L'ordinateur portable n'était pas complètement chargé initialement, la première partie du profil correspond donc à la superposition de la consommation due à son utilisation mais également à sa recharge. La seconde partie du profil correspond seulement à la consommation lors de l'utilisation. Cet enregistrement de 2h30 correspond à une consommation d'énergie de 85 Wh. Nous ferons l'hypothèse simpliste qu'il représente un usage quotidien et il sera donc dupliqué tous les jours de l'année pendant la durée d'usage du convertisseur.

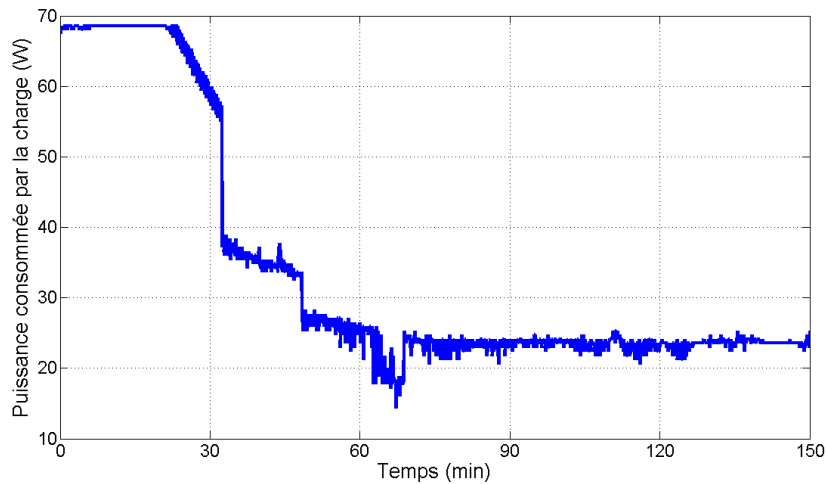


Figure 4-1 : Profil de consommation d'un ordinateur portable

- La durée d'usage sera prise égale à 5 ans. La notion de durée d'usage prend ici tout son sens puisque le convertisseur est généralement détruit alors qu'il fonctionne encore, dès lors que l'ordinateur portable est changé. Sur l'ensemble de sa durée d'usage, le convertisseur convertira ainsi un cumul de 155 kWh « utiles » ($5 \times 365 \times 85 \text{ Wh}$).
- Le schéma électrique de la topologie flyback, ainsi que l'ensemble des notations associées, sont présentés Figure 4-2. Nous utiliserons un transistor MOSFET, une diode Schottky, un composant magnétique et deux condensateurs de filtrage électrochimiques. Les technologies retenues et les modèles associés ont été définis dans le chapitre 2. Comme nous l'avons souligné précédemment, seuls les composants de puissance seront pris en compte lors de l'éco-dimensionnement du convertisseur, l'écrêteur (nécessaire pour dissiper l'énergie des fuites magnétiques lors du blocage du transistor), les filtres CEM et les circuits de commande ainsi que les capteurs (détection de démagnétisation et mesure du courant dans le transistor) n'apparaissent donc pas sur ce schéma.

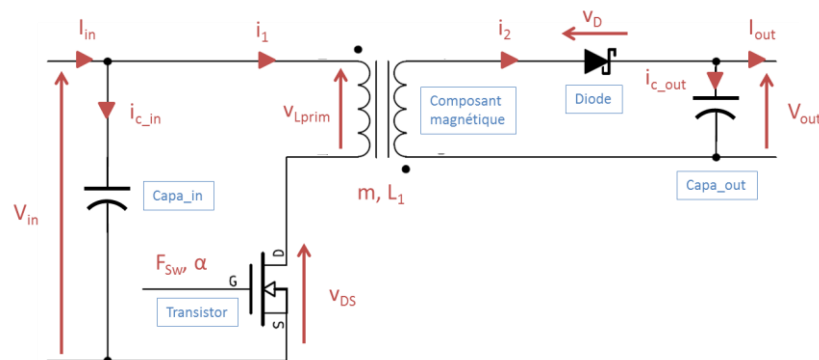


Figure 4-2 : Schéma d'un convertisseur DC/DC flyback et notations associées

- Ce convertisseur sera piloté en mode auto-oscillant, c'est-à-dire en limite des modes continu et discontinu [1]. L'interrupteur sera amorcé à la fin de la démagnétisation du composant magnétique (annulation du courant secondaire i_2) et bloqué sur une

consigne de courant primaire (i_1) crête. Ce type de commande implique une fréquence de découpage variable liée à la puissance demandée par la charge. On présente Figure 4-3, l'évolution de la fréquence de découpage par rapport à la fréquence nominale (fréquence de découpage lorsque le convertisseur délivre sa puissance nominale) dans le cas du profil de la Figure 4-1. Cette évolution est décrite par l'équation (4.1) avec :

- α le rapport cyclique,
- V_{in} la tension d'entrée du convertisseur,
- L_{prim} l'inductance primaire du composant magnétique
- P la puissance de la charge.

On trouvera en annexe 3 l'ensemble des formes d'ondes et des expressions régissant le fonctionnement de ce convertisseur.

$$F_{Sw} = \frac{(\alpha \times V_{in})^2}{2 \times P \times L_{prim}} \quad (4.1)$$

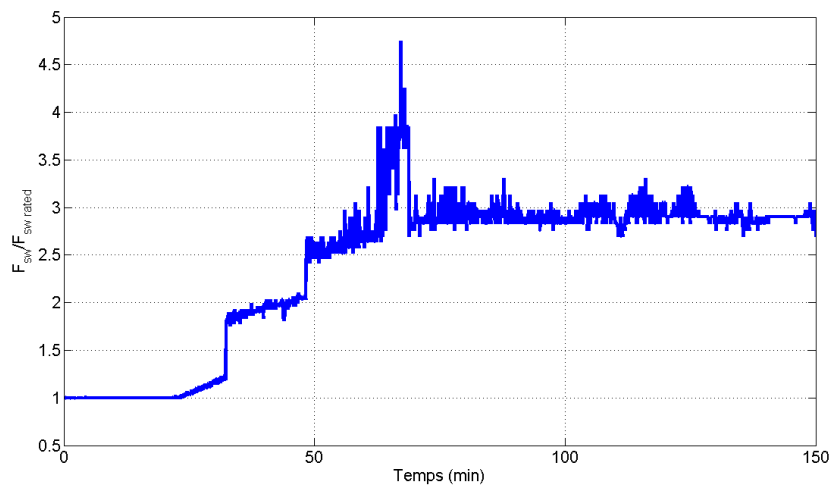


Figure 4-3 : Evolution de la fréquence de découpage normalisée en relation avec le profil de consommation de la Figure 4-1

Sur la base du synoptique général présenté §2.2.3.1, on donne Figure 4-4 le synoptique d'éco-dimensionnement correspondant au convertisseur flyback. On rappelle que nous avons négligé les chutes de tension induites par les composants. De plus, grâce à cette hypothèse et au pilotage en mode auto-oscillant du convertisseur, le rapport cyclique n'évolue pas avec le profil de consommation et l'optimisation peut se faire indépendamment sur chacun des composants, pour un jeu de paramètres de commande fixé. Chacun des composants sera éco-dimensionné en se basant sur une démarche homothétique appliquée à un composant de référence (dimensionné pour chaque jeu de paramètres et sous certaines contraintes thermiques et électriques). On optimisera ensuite les paramètres de commande pour minimiser la consommation en énergie primaire du convertisseur sur l'ensemble de son cycle de vie (GER).

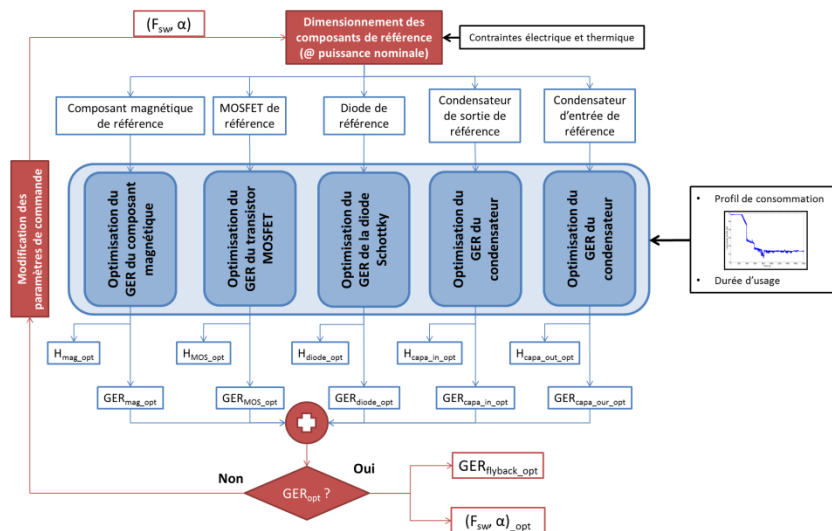


Figure 4-4 : Synoptique d'éco-dimensionnement d'un convertisseur flyback

Il faut donc être bien conscient que les pertes dans les composants vont évoluer en fonction du profil de consommation (suite à la modification de la puissance appelée par la charge mais également suite à la modification de la fréquence de découpage). Par la suite, lorsqu'on parlera de pertes en fonctionnement, il s'agira de l'intégrale des pertes sur l'ensemble du profil de consommation de la Figure 4-1. A titre d'exemple, on présente Figure 4-5 l'évolution des pertes au sein des composants en fonction du temps, dans le cas du profil de consommation de la Figure 4-1 et avec un convertisseur éco-dimensionné.

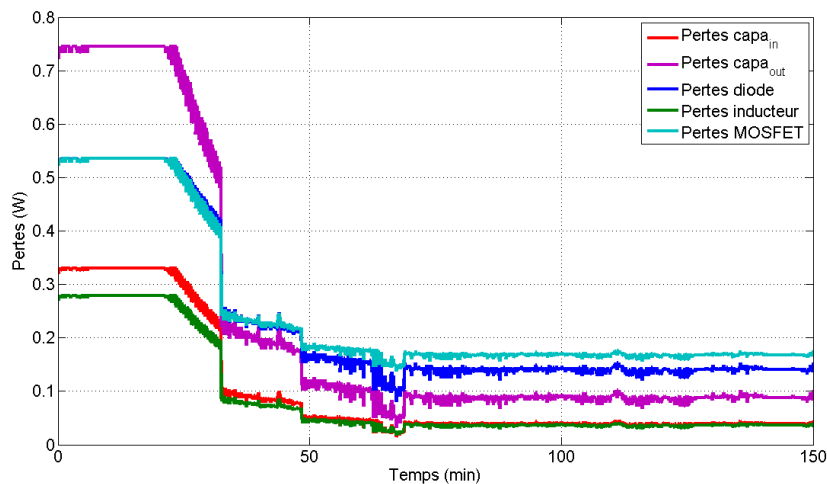


Figure 4-5 : Evolution des pertes dans les différents composants sur le profil de consommation de la Figure 4-1 : Cas du convertisseur flyback éco-dimensionné

4.1.2 Evolution du GER des composants en fonction de leurs dimensions à paramètres de commande et à niveau de tension d'entrée fixes

Avant d'éco-dimensionner chacun des composants du convertisseur, on propose de réaliser une étude paramétrique portant sur l'effet de leurs dimensions sur leur propre consommation en énergie primaire. On cherchera ainsi à illustrer l'existence d'un composant optimal minimisant son GER pour un cas d'étude donné.

Pour cela on étudiera l'évolution de la consommation en énergie primaire en fonction du coefficient homothétique qui sera appliqué sur le composant de référence. L'ensemble de ces études paramétriques se fera, à titre de premier exemple, pour une fréquence nominale de découpage de 100 kHz (au point nominal de fonctionnement), un rapport cyclique de 0,5 et une tension d'entrée du convertisseur de 320 V (correspondant à la tension qui est actuellement appliquée à l'entrée des convertisseurs flyback inclus dans les alimentations de charge électronique alimentées sous 230 V-50 Hz AC).

Notons qu'en pratique, il est toujours nécessaire de dimensionner pour une plage de tension spécifiée autour de la tension nominale, mais on ne traitera pas ce problème ici.

4.1.2.1 Composant magnétique

Ici, le fait d'avoir fixé les paramètres de commande (α , F_{sw_nom}) et la tension d'entrée (V_{in}) impose la valeur du rapport de transformation (m) et de l'inductance primaire (L_{prim}). Leurs expressions et leurs valeurs sont présentées équation (4.2) en fonction de la puissance nominale du convertisseur (P_{nom}) et de la tension de sortie (V_{out}).

$$m = \frac{(1-\alpha) \times V_{out}}{\alpha \times V_{in}} = \frac{1}{16} \quad L_{prim} = \frac{(\alpha \times V_{in})^2}{2 \times P_{nom} \times F_{sw_nom}} = 1.8 mH \quad (4.2)$$

La Figure 4-6 présente l'évolution du GER du composant magnétique en fonction du facteur homothétique appliqué au composant de référence. On rappelle, suite à la section 2.2.3.2, que le composant magnétique de référence correspond au plus petit composant permettant de respecter les contraintes thermiques (température du bobinage <120°C et température du noyau magnétique <100°C). On rappelle également que pour chaque facteur homothétique évalué, la valeur de l'entrefer du circuit magnétique est optimisée (le nombre de spires étant ajusté pour maintenir la valeur de l'inductance primaire) de façon à minimiser ses pertes en fonctionnement (voir §2.3.1.1).

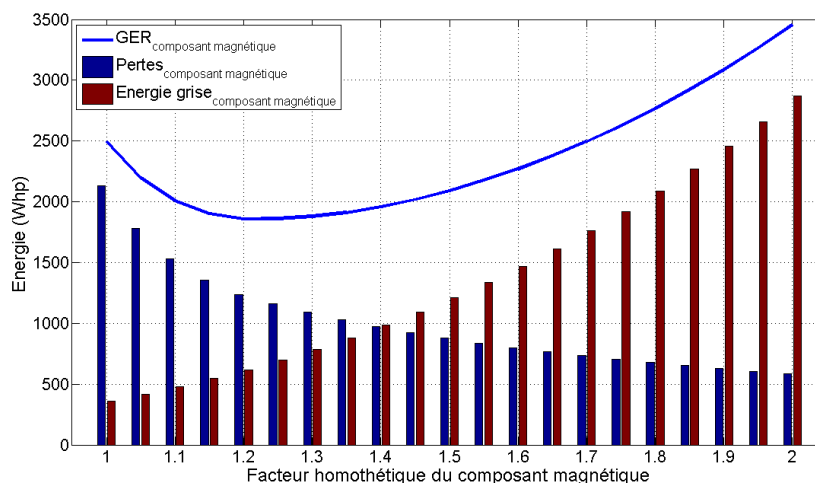


Figure 4-6 : Evolution du GER du composant magnétique en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

De façon simple, l'énergie grise du composant magnétique augmente avec le cube du facteur homothétique. Afin de bien comprendre l'évolution des pertes en fonctionnement avec le facteur homothétique, on présente Figure 4-7, l'évolution de l'entrefer optimal, des pertes fer et des pertes Joule avec le facteur homothétique.

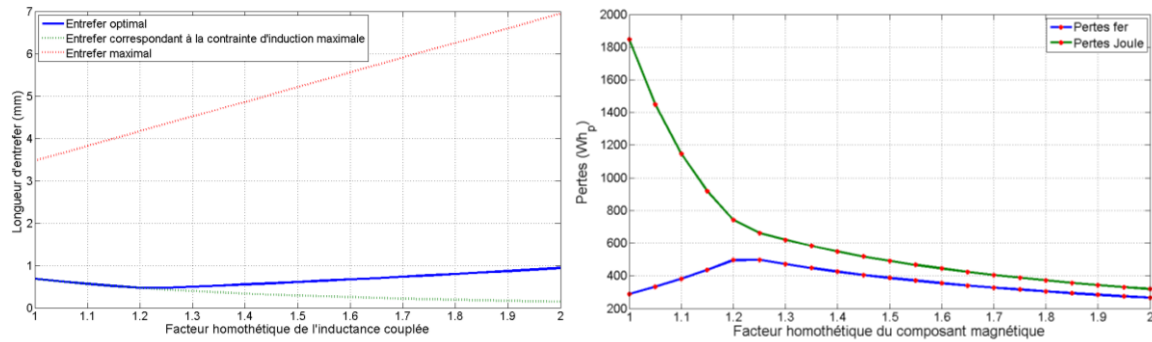


Figure 4-7 : Evolution de l'entrefer « optimal » et de ses contraintes (gauche) et évolution des pertes fer et Joule (droite) en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant magnétique minimisant les pertes totales et à paramètres de commande donnés

Pour les faibles valeurs de facteur homothétique, il s'avère que la contrainte d'induction maximale est atteinte. Dans ce cas, à rapport cyclique et fréquence donnés, les pertes fer volumiques sont constantes et les pertes fer augmentent avec le cube du facteur homothétique. Pour comprendre l'évolution des pertes Joule, on présente équation (4.3) leur expression ainsi que celle du nombre de tours et de l'entrefer lorsque la contrainte d'induction est atteinte. Les paramètres de commande ainsi que les valeurs de l'inductance et de l'induction maximale étant fixés, on peut en déduire que les pertes Joule vont décroître avec l'augmentation du facteur homothétique. Les pertes fer étant négligeables lorsque la contrainte d'induction est atteinte, la somme des pertes fer et Joule va donc diminuer avec le facteur homothétique.

$$P_j = R_{prim} I_{1eff}^2 + R_{sec} I_{2eff}^2 = \frac{2\rho N_{prim}^2}{3A_w k_b} (\alpha \times l_{prim} + (1-\alpha)l_{sec}) I_{1max}^2 \propto \frac{1}{H_{mag}^5}$$

$$avec \quad e = \frac{\mu_0 L_{prim} I_{1max}^2}{B_{max}^2 A_e} \propto \frac{1}{H_{mag}^2} \Rightarrow N_{prim}^2 = \Re L_{prim} \approx \frac{e}{\mu_0 A_e} L_{prim} \propto \frac{1}{H_{mag}^4} \quad (4.3)$$

$$et \quad A_w \propto H_{mag}^2 \quad A_e \propto H_{mag}^2 \quad l_{prim} \propto H_{mag} \quad l_{sec} \propto H_{mag}$$

A partir d'un certain facteur homothétique, les pertes fer et Joule ayant une évolution opposée, la courbe des pertes fer rejoint celle des pertes Joule et il devient intéressant d'ajuster l'entrefer pour minimiser leur somme. . Dès lors, la valeur d'induction maximale va diminuer et le circuit ne sera plus contraint par la valeur d'induction maximale. Pour expliquer la diminution des pertes fer on fera l'hypothèse que les pertes fer sont directement proportionnelles au carré de l'ondulation d'induction et que la réluctance du fer est négligeable par rapport à celle de l'entrefer. Il est également important de noter que la variation de l'entrefer et de l'induction maximale sont corrélées au facteur homothétique à travers l'expression de l'énergie volumique stockée, ainsi que le montre l'équation (4.4). On présente au sein de cette même équation, les expressions des pertes fer et des pertes Joule.

$$E_{stockée} \approx \frac{1}{2} B_{max}^2 \times e \times A_e = cte \Leftrightarrow B_{max}^2 e \propto \frac{1}{H_{mag}^2}$$

$$P_{fer} \propto B_{max}^2 Vol_{ferrite} \propto \frac{H_{mag}}{e} \quad (4.4)$$

$$P_J = \frac{2\rho N_{prim}^2}{3A_w k_b} (\alpha \times l_{prim} + (1-\alpha)l_{sec}) I_{1max}^2 \propto \frac{e}{H_{mag}^3} \quad avec \quad N_{prim}^2 = \frac{e}{\mu_0 A_e} L_{prim} \propto \frac{e}{H_{mag}^2}$$

Pour conclure sur l'évolution des pertes, il faut exprimer l'évolution de l'entrefer optimal. A défaut d'expression analytique, on peut remarquer Figure 4-7 que les valeurs des pertes fer et Joule sont proches lorsque l'entrefer peut être optimisé sans atteindre la contrainte d'induction. Par conséquent on donne, équation (4.5), la tendance d'évolution de l'entrefer et celle des pertes fer et Joule suite à cette hypothèse.

$$P_J = P_{fer} \Leftrightarrow \frac{e}{H_{mag}^3} = \frac{H_{mag}}{e} \Leftrightarrow e \propto \frac{1}{H_{mag}^2} \quad (4.5)$$

$$\Rightarrow P_{fer} \propto \frac{1}{H_{mag}} \quad et \quad P_J \propto \frac{1}{H_{mag}}$$

Par conséquent, les pertes en fonctionnement diminuent lorsque le facteur homothétique croît et ceci, que la contrainte d'induction maximale soit atteinte ou pas. A l'inverse, l'énergie grise, proportionnelle au volume du composant magnétique et donc au cube du facteur homothétique, augmente avec ce dernier. Il existe donc un facteur homothétique optimum, qui est ici de 1,2, minimisant le GER du composant magnétique. Pour ce facteur homothétique, le GER minimal est de 1,86 kWh_p avec 1,21 kWh_p de pertes en fonctionnement, réparties sensiblement équitablement en pertes Joule et fer, et 650Wh_p d'énergie grise.

Pour faciliter l'analyse, on présente, Tableau 4-1, les paramètres caractéristiques (l'entrefer e, le nombre de spires au primaire N_{prim}, la section de circuit magnétique A_e, la section bobineable A_w, la section des conducteurs primaire et secondaire S_{1fil} et S_{2fil}) et les GER (incluant les parts de l'énergie grise et des pertes) du composant magnétique éco-dimensionné et du composant de référence. On peut voir que l'éco-dimensionnement a conduit, dans ce cas particulier, à une diminution de 25% du GER en augmentant d'un facteur 2 son énergie grise.

Tableau 4-1 : Caractéristiques du composant magnétique éco-dimensionné et du composant de référence

	e (mm)	N _{prim}	A _e (mm ²)	A _w (mm ²)	S _{1fil} (mm ²)	S _{2fil} (mm ²)	GER (EG/Pertes)
Composant de référence	0,7	196	27	60	0,12	2	2500 Wh _p (360/2140)
Composant éco-dimensionné	0,45	133	40	88	0,25	4	1850 Wh _p (650/1210)

La Figure 4-8 présente maintenant la répartition du GER en termes de pertes en fonctionnement et d'énergie grise. On peut voir que les pertes représentent 65 % du GER du composant éco-dimensionné. Parmi ces 65 %, les pertes Joule contribuent pour 57 % et les pertes fer pour 43 %.

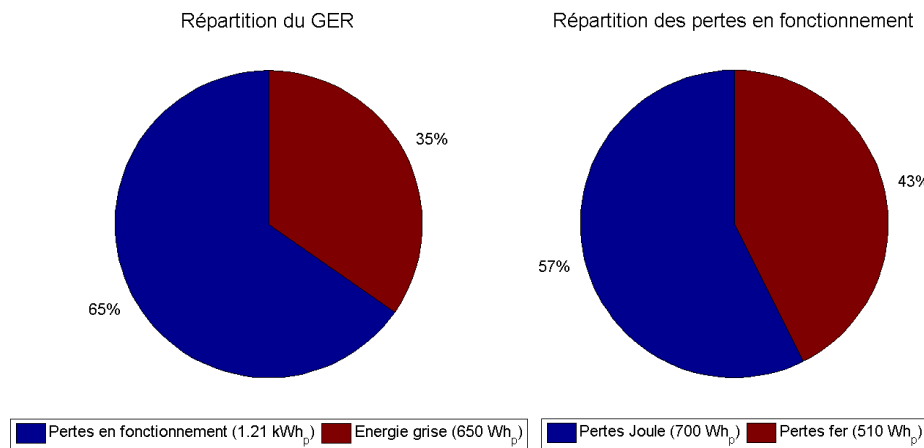


Figure 4-8 : Répartition du GER entre pertes en fonctionnement et énergie grise (gauche), Répartition des pertes entre pertes Joule et pertes fer (droite) : Cas du composant éco-dimensionné

Enfin, si l'on s'intéresse à la contribution de chacun des éléments à l'énergie grise du composant magnétique (voir Figure 4-9), on s'aperçoit que le bobinage (cuivre + émail) représente 78 % de l'énergie grise. La carcasse présente la contribution la plus faible avec 9 % mais contribue presque autant que le matériau magnétique. La répartition de l'énergie grise est sans doute assujettie à la forme du circuit magnétique (que nous avons considéré fixe dans notre étude) qui impose les proportions fer/cuivre d'autant plus que nous avons travaillé à facteur de remplissage constant, cette répartition sera donc identique dans l'ensemble des études menées dans cette thèse.

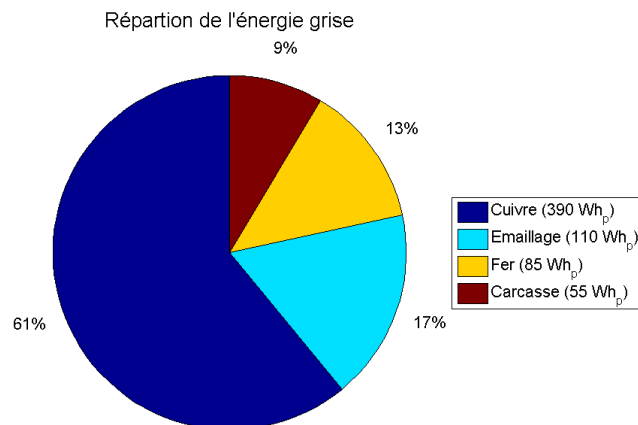


Figure 4-9 : Répartition de l'énergie grise entre les différents constituants du composant magnétique : Cas du composant éco-dimensionné

4.1.2.2 MOSFET

En imposant le rapport cyclique (α), on impose la tenue en tension de l'interrupteur MOSFET (BV_{DS}) et la valeur efficace du courant nominal qui serviront à dimensionner le transistor de référence (I_{DSeff}). Il faut noter que la surtension induite par l'inductance de fuites du composant magnétique a ici été négligée pour optimiser le composant magnétique et le MOSFET indépendamment (on reviendra sur cette hypothèse §4.1.8). On présente équation (4.6), leurs expressions, en fonction de la tension d'entrée (V_{in}), et de la puissance nominale du convertisseur (P_{nom}), et leur valeur pour un rapport cyclique de 0,5.

$$BV_{DS} = \frac{V_{in}}{1-\alpha} = 640V \quad I_{DSeff_nom} = \frac{2P_{nom}}{V_{in}\sqrt{3}\alpha} = 0,36A \quad (4.6)$$

Comme nous l'avons présenté précédemment (voir §2.3.2.2), deux hypothèses sur la commande des interrupteurs peuvent être formulées :

- La première consiste à considérer, quelle que soit la surface de puce, une valeur constante du courant de grille durant le plateau de Miller. La conséquence de cette première hypothèse est une vitesse de commutation d'autant plus faible que la surface de puce est élevée.
- La seconde, plus en relation avec des contraintes CEM, consiste à considérer une vitesse de commutation constante (dV_{DS}/dt constant), quelle que soit la surface de puce, soit un courant de commande de grille sensiblement proportionnel à la charge de grille et donc à la surface de puce (à tenue en tension donnée).

Dans cette section, nous étudierons l'évolution de la consommation en énergie primaire du MOSFET en fonction du facteur homothétique pour ces deux hypothèses.

Cas d'une commande à même valeur du courant grille lors du plateau de Miller

Tout au long de cette étude nous considérerons un courant lors du plateau de Miller de 0,5 A (valeur de courant utilisée dans le convertisseur commercial étudié par la suite). Cette valeur correspond à une résistance de grille de 22 Ohms environ (pour une tension d'alimentation de 15 V du driver et une tension de seuil de grille de 4 V). La Figure 4-10 présente l'évolution du GER en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence ainsi que la répartition entre pertes en fonctionnement et énergie grise. Dans le cas d'étude considéré ici, le facteur homothétique correspondant au composant éco-dimensionné est de 1,8 avec un GER de 6,91 kWh_p, des pertes en fonctionnement de 6,78 kWh_p et une énergie grise de 130 Wh_p.

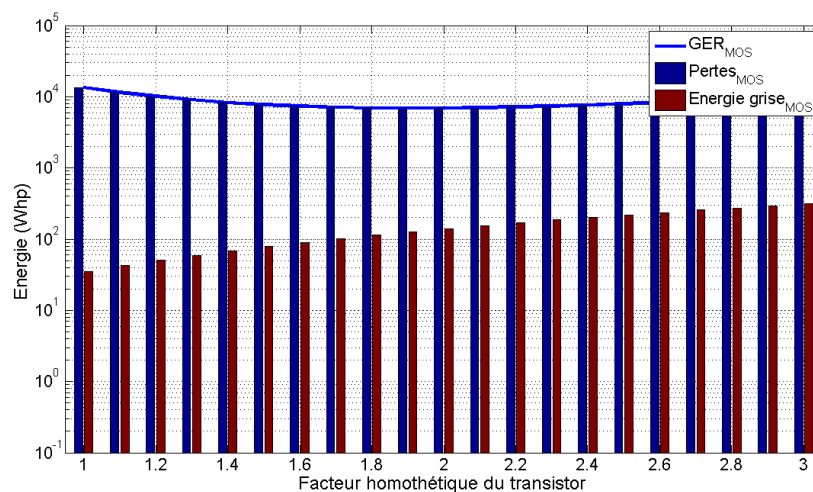


Figure 4-10 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise du MOSFET en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

Contrairement à ce que nous avons vu pour le composant magnétique ou les câbles (voir chapitre 3), les pertes en fonctionnement du MOSFET ne sont pas strictement décroissantes avec l'augmentation du facteur homothétique. En effet, suite au modèle que nous avons établi chapitre 2, la résistance à l'état passant du transistor est inversement proportionnelle à la surface de puce. Au contraire, le FOM étant constant, la charge Q_{GD} est proportionnelle à la surface de puce. Par conséquent, dans les présentes conditions de commande de grille, les pertes en commutation augmentent proportionnellement avec le facteur homothétique contrairement aux pertes en conduction qui, elles, diminuent de façon inversement proportionnelle. Il existe donc un facteur homothétique qui minimise les pertes du transistor MOSFET. Comme l'illustre la Figure 4-11, pour ce facteur homothétique les pertes en commutation sont égales aux pertes en conduction. Cependant, l'énergie grise du MOSFET augmentant avec le facteur homothétique, le facteur homothétique minimisant le GER est légèrement inférieur à celui minimisant les pertes.

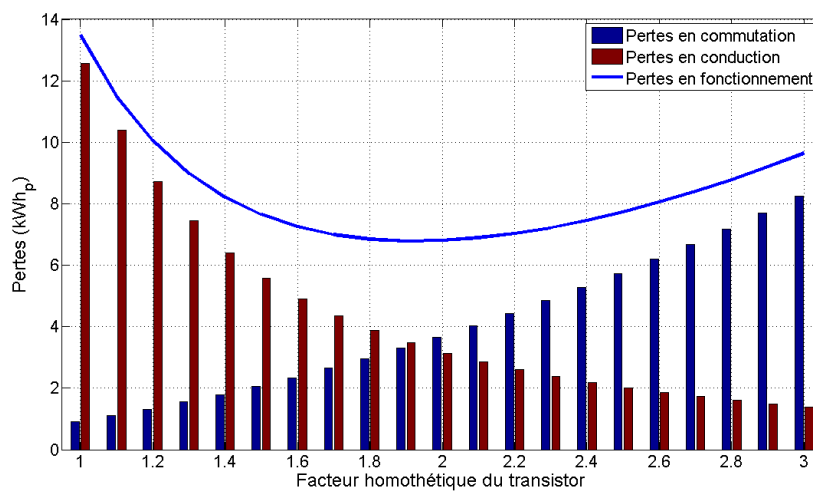


Figure 4-11 : Evolution des pertes en conduction et des pertes en commutation en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

Cas d'une commande de grille à vitesse de commutation constante quelle que soit la taille des puces

Ici nous considérerons une vitesse de commutation de $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ et donc un courant de commande de grille croissant avec la taille des puces. La Figure 4-12 présente l'évolution du GER en fonction du facteur homothétique appliqué (droite) sur le composant de référence ainsi que la répartition entre pertes en fonctionnement et énergie grise (gauche).

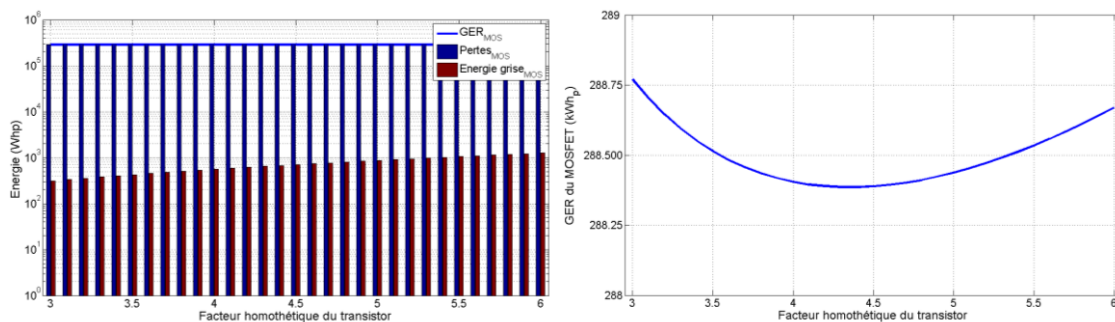


Figure 4-12 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise du MOSFET en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence : Cas à vitesse de commutation constante quelle que soit la taille de puce

Dans le cas d'étude considéré ici, le facteur homothétique optimal est de 4,35 avec un GER de 288,4 kWh_p, des pertes de 287,7 kWh_p et une énergie grise de 700 Wh_p. On peut remarquer que le GER est quasi-constant, avec une énergie grise négligeable et des pertes de commutation largement dominantes, liées au choix d'un dV_{DS}/dt relativement faible.

Contrairement à ce que nous venons de voir dans le cas d'une commande à courant de grille constant, les pertes en commutation sont ici constantes à fréquence donnée et ce quelle que soit la section de puce (le temps de commutation étant constant). Par contre, elles sont beaucoup plus importantes car la vitesse de commutation est beaucoup plus lente que dans le cas précédent, étant donné que nous avons retenu un dV_{DS}/dt plus faible. On se retrouve donc dans le cas où les pertes en fonctionnement vont diminuer, de façon inversement proportionnelle à l'augmentation de la section de puce alors que l'énergie grise va augmenter de façon proportionnelle. Même si le GER varie très peu avec le facteur homothétique (suite à la prédominance des pertes en commutation), il existe un facteur homothétique optimal qui correspond, comme le montre la Figure 4-13, à celui pour lequel pertes en conduction et énergie grise seront égales. Si nous avons choisi un dV_{DS}/dt plus élevé (par exemple 100 kV/ μ s), les pertes de commutation auraient été 100 fois plus faibles et l'optimum aurait eu plus de sens. Il est important de noter que quelle que soit la vitesse de commutation choisie, le MOSFET minimisant le GER sera identique, seule la valeur du GER sera modifiée.

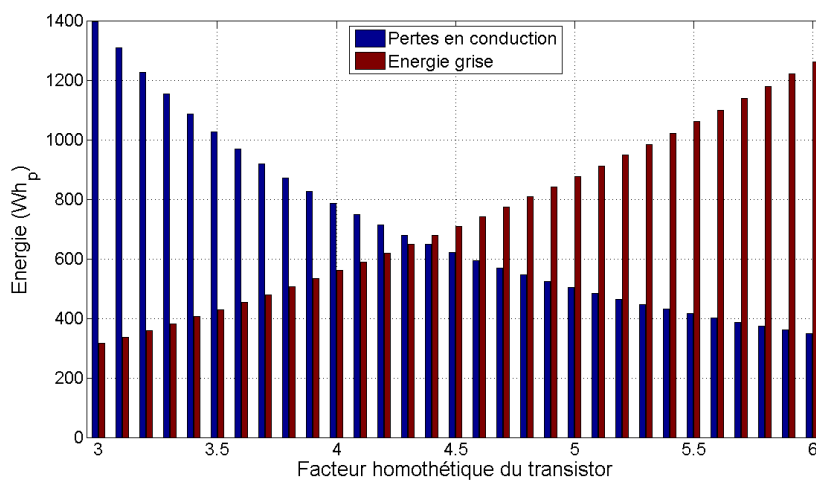


Figure 4-13 : Evolution des seules pertes en conduction et de l'énergie grise en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant MOSFET de référence

A titre de comparaison, on présente, dans le Tableau 4-2, les caractéristiques du MOSFET dimensionné selon les calibres tension et courant ainsi que celles des transistors minimisant le GER pour les deux hypothèses de commande considérées. On peut remarquer que le transistor de référence présente une forte résistance à l'état passant responsable de pertes en fonctionnement importantes. Le composant optimal pour une vitesse de commutation constante présente la plus grande surface de puce puisqu'il correspond au composant dont les pertes en conduction sont égales à l'énergie grise. Pour ce type de commande, l'éco-dimensionnement du MOSFET a permis de réduire de 25% la consommation en énergie primaire par rapport au composant de référence. Le composant optimal, pour une hypothèse de courant constant durant du plateau de Miller, présente, quant à lui, une surface de puce intermédiaire résultat du compromis entre R_{DSon} et Q_{GD} et a permis de réduire de 60% de la consommation en énergie primaire.

Après avoir vu l'effet d'une commande à vitesse de commutation constante, nous avons décidé par la suite de considérer uniquement le cas de la commande à valeur constante du courant de commande de grille, quelle que soit la surface de puce et le calibre en tension du MOSFET.

Tableau 4-2 : Caractéristiques des MOSFET éco-dimensionnés et du composant de référence

	Tenue en tension (V)	Calibre en courant (A)	Surface de puce (mm ²)	R _{DSon} (Ω)	Q _{GD} (nC)	I _{GMiller} (mA)	dV _{DS} /dt (kV/μs)	GER (EG/Pertes)
Composant de référence I _{GMiller} =cte	640	0,35	1,6	16	2,5	500	130	17 kWh _p (0,04/17)
Composant optimal I _{GMiller} =cte	640	1,26	4,6	5,5	7,5	500	42	6,9 kWh _p (0,1/6,8)
Composant de référence dV _{DS} /dt=cte	640	0,35	1,6	16	2,5	4	1	374 kWh _p (0,04/374)
Composant optimal dV _{DS} /dt=cte	640	6,6	24	1	39	60	1	288,4 kWh _p (0,7/287,7)

4.1.2.3 Diode Schottky

Dans le cas de la diode Schottky, le fait d'avoir fixé les paramètres de commande et la tension d'entrée impose la tenue en tension de la diode, ainsi que les valeurs efficace et moyenne du courant nominal de la diode. Leurs expressions et leurs valeurs sont décrites dans l'équation (4.7). On rappelle que dans le cas de la commande en mode auto-oscillant les pertes au blocage de la diode peuvent être négligées.

$$V_{RM} = -mV_{in} - V_{out} = -40V$$

$$I_{Dnom} = \frac{P_{nom}}{V_{out}} = 3,5A \quad I_{Deff-nom} = \frac{2I_{Dnom}}{\sqrt{3(1-\alpha)}} = 5,7A \quad (4.7)$$

La Figure 4-14 présente l'évolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence. Ici, le facteur homothétique optimal vaut 4. La diode Schottky correspondant à ce facteur homothétique présente un GER de 4,8 kWh_p avec des pertes de 3,8 kWh_p et une énergie grise de 1 kWh_p.

La dissymétrie entre pertes en fonctionnement et énergie grise, pour le facteur homothétique optimum, s'explique par l'hypothèse que nous avons formulée concernant les pertes. En effet, nous avons considéré une tension de seuil V_{f0} constante quel que soit le calibre en courant de la diode (notamment en accord avec les documentations techniques des constructeurs). Avec cette hypothèse, les pertes en fonctionnement sont constituées d'une composante constante et d'une autre variant de façon inversement proportionnelle avec la surface de puce.

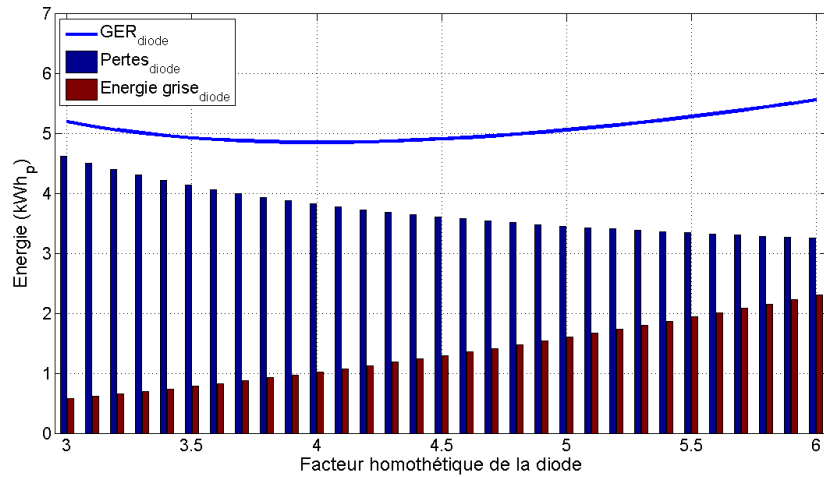


Figure 4-14 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise de la diode Schottky en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

Etant donné que l'énergie grise de la diode varie proportionnellement avec la surface de puce, le facteur homothétique minimisant le GER de la diode correspondra au facteur homothétique pour lequel les pertes en conduction dans la résistance dynamique de la diode seront égales à son énergie grise, comme l'illustre la Figure 4-15.

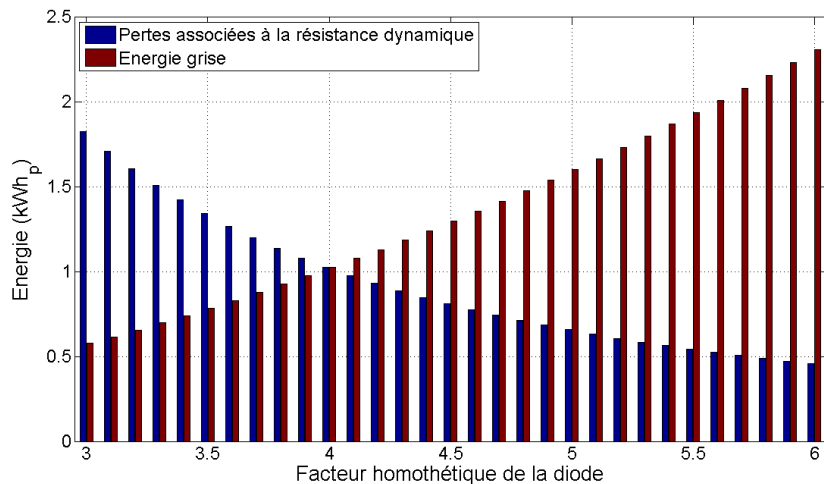


Figure 4-15 : Evolution de la part des pertes associées à la résistance dynamique et de l'énergie grise de la diode Schottky en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

On présente, Tableau 4-3, les caractéristiques de la diode Schottky éco-dimensionnée et du composant de référence. On remarque que la diode Schottky est ici fortement surdimensionnée par rapport au composant de référence. Pour ce cas d'étude, l'éco-dimensionnement de la diode Schottky a permis de réduire de 75% la consommation en énergie primaire par rapport au composant de référence.

Tableau 4-3 : Caractéristiques de la diode Schottky éco-dimensionnée et du composant de référence

	Tenue en tension (V)	Calibre en courant (A)	Surface de puce (mm ²)	R _f (mΩ)	GER (EG/Pertes)
Composant de référence	40	3,5	2,4	100	19,2 kWh _p (0,06/19,2)
Composant optimal	40	54	37	6,4	4,84 kWh _p (1/3.84)

4.1.2.4 Condensateurs électrochimiques de filtrage

En imposant le rapport cyclique, on impose les ondulations de courant dans les condensateurs d'entrée et de sortie. Pour garantir une ondulation de tension égale à 10 %, les composants de référence devront présenter une valeur d'ESR inférieure à une limite. On donne, équation (4.8), leurs expressions et leurs valeurs pour un rapport cyclique de 0,5.

$$\begin{aligned} \Delta I_{cin} = I_{1\max} &= \frac{2P_{nom}}{\alpha V_{in}} = 0,875A & \Delta I_{cout} = I_{2\max} &= \frac{2P_{nom}}{(1-\alpha)V_{out}} = 14A \\ ESR_{in} &= \frac{10\% V_{in}}{\Delta I_{cin}} = 36\Omega & ESR_{out} &= \frac{10\% V_{out}}{\Delta I_{cout}} = 140m\Omega \end{aligned} \quad (4.8)$$

La Figure 4-16 représente l'évolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise des condensateurs d'entrée et de sortie. Le fait qu'une augmentation du volume du condensateur conduise à une augmentation de son énergie grise et à une diminution des pertes (grâce à une diminution de l'ESR) induit l'existence d'un facteur homothétique optimal. Pour le condensateur d'entrée, le facteur homothétique optimal est de 1,8 avec un GER de 3,1 kWh_p, des pertes de 1,3 kWh_p et une énergie grise de 1,8 kWh_p. Pour celui de sortie, le facteur homothétique est de 1,54 avec un GER de 9,3 kWh_p, des pertes de 5,1 kWh_p et une énergie grise de 4,2 kWh_p. On remarque également qu'au facteur homothétique optimal, les pertes en fonctionnement sont approximativement égales à l'énergie grise. Le GER du condensateur de sortie est plus important à cause d'une ondulation de courant plus élevée qui engendre plus de pertes et oblige à considérer des condensateurs avec une faible ESR, donc de volume plus important (même si l'ESR du condensateur de sortie est plus faible à même volume que celui d'entrée grâce à la différence de niveau de tension).

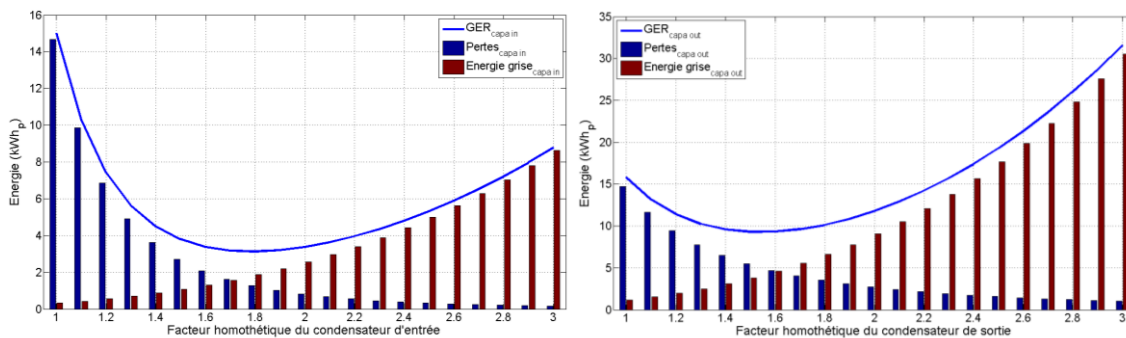


Figure 4-16 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise du condensateur d'entrée (gauche) et de sortie (droite) en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

On présente Tableau 4-4, les caractéristiques des condensateurs d'entrée et de sortie, éco-dimensionnés et de référence. Dans cet exemple, l'éco-dimensionnement des condensateurs de filtrage a conduit à une réduction de 80% de la consommation en énergie primaire pour le condensateur d'entrée et de 40% pour le condensateur de sortie.

Tableau 4-4 : Caractéristiques des condensateurs de filtrage éco-dimensionné et des composants de référence

	Tenue en tension (V)	ESR	Volume (cm ³)	GER (EG/Pertes)
Condensateur d'entrée				
Composant de référence	320	36 Ω	0,85	14,8 kWh _p (0,2/14,6)
Composant optimal	320	3,3 Ω	4,8	3,1 kWh _p (1,8/1,3)
Condensateur de sortie				
Composant de référence	20	140 mΩ	3	15,8 kWh _p (1,1/14,7)
Composant optimal	20	50 mΩ	11	9,3 kWh _p (4,2/5,1)

4.1.2.5 Conclusion sur l'étude paramétrique

Au cours de cette étude paramétrique nous avons vu qu'il existait, pour chaque composant, un facteur homothétique permettant de minimiser sa consommation en énergie primaire. Cet optimum résulte, dans la plupart des cas, d'un compromis entre l'énergie grise et les pertes en fonctionnement dont les variations avec la dimension des composants sont inversées. Cependant, dans le cas des MOSFET, l'optimum résultera soit d'un compromis entre pertes en commutation et pertes en conduction (cas d'un courant de commande de grille constant quelle que soit la taille de puce) soit d'un compromis entre pertes en conduction et énergie grise. Nous avons vu également que, dans le cas d'étude considéré, les composants optimaux sont plus gros que ceux dimensionnés « classiquement ». Pour l'ensemble des composants, nous avons également vu que l'éco-dimensionnement permettait de réduire significativement leur consommation en énergie primaire par rapport à un dimensionnement classique effectué sur la base de contraintes thermiques et électriques.

4.1.3 Influence des paramètres de commande, à niveau de tension d'entrée fixe, sur le GER des composants et du convertisseur

Dans la section précédente nous avons vu que, pour un jeu de paramètres de commande fixé, il existait un dimensionnement minimisant la consommation en énergie primaire de chacun des composants et donc celle du convertisseur (suite aux hypothèses que nous avons formulé §4.1.1 conduisant à l'indépendance du dimensionnement de chaque composant). Nous allons maintenant réaliser une étude paramétrique sur les grandeurs de commande (fréquence nominale de découpage F_{sw} et rapport cyclique α) afin d'étudier leur influence sur la consommation en énergie primaire du convertisseur. L'ensemble de cette étude sera réalisé pour une tension d'entrée de 320 V. On rappelle que la tension de sortie du convertisseur est de 20 V. On considérera des fréquences nominales supérieures à 20 kHz et une plage du rapport cyclique comprise entre 0,1 et 0,9.

4.1.3.1 Evolution du GER du convertisseur

La Figure 4-17 présente l'évolution du GER minimal du convertisseur en fonction de la valeur du rapport cyclique et de la fréquence nominale de découpage, sachant que pour chaque point de cette figure, les facteurs homothétiques des composants ont été optimisés. En d'autres termes, pour chaque couple (fréquence nominale, rapport cyclique), le convertisseur n'est pas constitué des mêmes composants. On remarque l'existence d'un jeu optimal de paramètres qui minimise la consommation en énergie primaire du convertisseur. Dans ce cas d'étude, la fréquence nominale de découpage optimale est de 36 kHz et le rapport cyclique optimal est de 0,33. Pour

ce convertisseur optimal, le GER minimal est de 23,1 kWh_p avec des pertes en fonctionnement de 14,8 kWh_p et une énergie grise de 8,3 kWh_p.

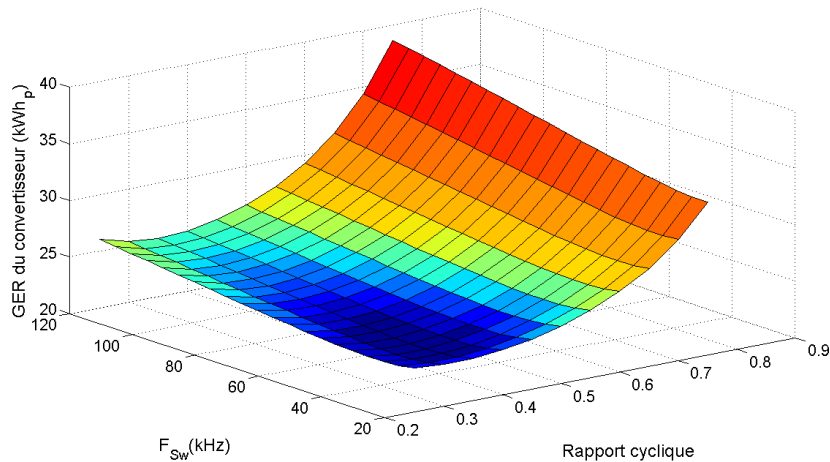


Figure 4-17 : Evolution du GER minimal du convertisseur en fonction de paramètres de commande (fréquence de découpage nominale et rapport cyclique)

Afin de comprendre l'origine des valeurs de ces paramètres, l'évolution du GER minimal de chacun des composants va être analysée en détail.

4.1.3.2 GER du composant magnétique

La Figure 4-18 présente l'évolution de la consommation en énergie primaire de l'inductance en fonction des paramètres de commande. On rappelle que pour chaque point de cette figure le facteur homothétique et l'entrefer ont été optimisés. La consommation en énergie primaire du composant magnétique admet un minimum à 1640 Wh_p pour une fréquence de découpage de 290 kHz et un rapport cyclique de 0,5.

On cherche dans un premier temps à expliquer la valeur optimale du rapport cyclique. La Figure 4-19 montre l'évolution du GER optimal du composant magnétique en fonction du rapport cyclique pour une fréquence nominale de 290 kHz. Il est important de se rappeler que l'énergie grise n'évolue que si le facteur homothétique évolue. De même, une modification du facteur homothétique n'intervient que si les pertes changent suite à une modification des paramètres de commandes de façon à « rééquilibrer » pertes et énergie grise.

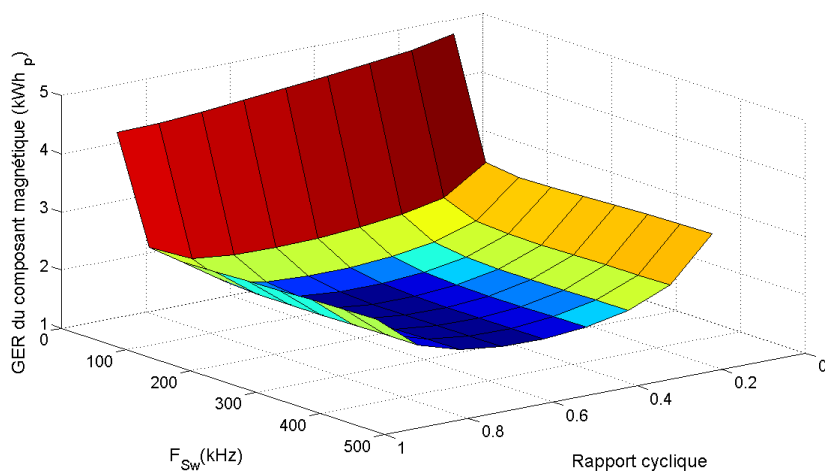


Figure 4-18 : Evolution du GER minimal du composant magnétique en fonction des paramètres de commande

Pour expliquer l'évolution constatée Figure 4-19, on s'intéresse donc à l'évolution des pertes avec le rapport cyclique à facteur homothétique donné. Concernant les pertes fer volumique, on rappelle, équation (4.9), le modèle utilisé (§2.1.3.1) pour les quantifier dans le matériau N97 retenu pour cette étude. A composant magnétique fixé, la première partie de l'équation (4.9) est constante (l'ondulation d'induction étant indépendante du rapport cyclique) alors que la seconde admet un minimum pour $\alpha=1/2$ (soit pour une forme d'onde d'induction symétrique et dont la valeur efficace de la dérivée est minimale).

$$P_{vol} = P_r \times 0.19 \frac{f}{f_r} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{3.4} + P_r \times (1-0.19) \left(\frac{f}{f_r} \right)^{2.31} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{2.15} \times 2^{2.31} \left(\alpha^{-1.31} + (1-\alpha)^{-1.31} \right) \times 2,29.10^{-3} \quad (4.9)$$

avec $P_r = 300 \text{ kW} / \text{m}^3$ $f_r = 100 \text{ kHz}$ $\hat{B}_r = 200 \text{ mT}$

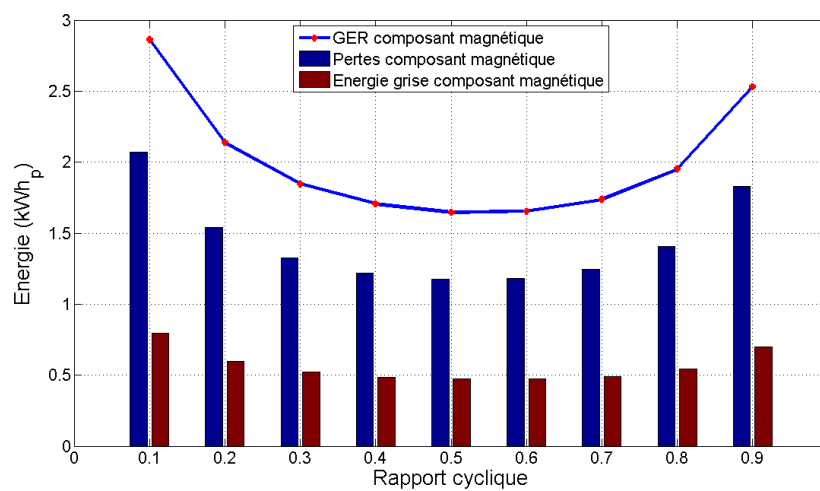


Figure 4-19: Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise du composant magnétique en fonction du rapport cyclique pour une fréquence de découpage donnée (ici 290 kHz)

Concernant les pertes Joule, on présente équation (4.10) leur formulation au sein de l'inductance couplée avec l'hypothèse que le volume de cuivre du bobinage primaire est égal à celui du bobinage secondaire.

$$P_J = R_{prim} I_{1eff}^2 + R_{sec} I_{2eff}^2 = \frac{2\rho N_{prim}^2}{3A_w k_b} \left(\alpha \times l_{prim} + (1-\alpha) l_{sec} \right) I_{1max}^2 \quad (4.10)$$

avec $N_{prim}^2 = \Re L_{prim} \propto \alpha^2$ et $I_{1max}^2 \propto \frac{1}{\alpha^2}$

En partant du principe que les longueurs moyennes de bobinage primaire et secondaire (l_{prim} et l_{sec}) sont très proches, on peut montrer, à facteur homothétique donné, que les pertes Joule sont indépendantes de la valeur du rapport cyclique. En effet, la variation de la valeur de l'inductance imposée par un changement de rapport cyclique (modifiant les pertes Joule par l'intermédiaire du nombre de tours) est contrebalancée par une modification de la valeur maximale du courant primaire. Les pertes Joule sont donc indépendantes du rapport cyclique. En conclusion, la somme des pertes (fer et Joule) admet un minimum pour un rapport cyclique de 0,5 et par conséquent le GER optimal du composant magnétique également.

Intéressons-nous maintenant à l'évolution du GER avec la fréquence nominale de découpage. La Figure 4-20 présente l'évolution du GER minimal du composant magnétique lorsque le rapport cyclique est fixé à 0,5. A défaut de démontrer la valeur optimale de la fréquence nominale, nous allons expliquer ici les raisons de l'existence de cet optimum. Elle peut s'expliquer par une propriété des matériaux ferrite qui, à pertes volumiques données, présentent un produit B*F maximum [2]. On rappelle que ce produit intervient dans le calcul du produit des aires, dont on rappelle l'expression équation (4.11), qui est sensiblement une image du volume du composant magnétique (et donc de son énergie grise).

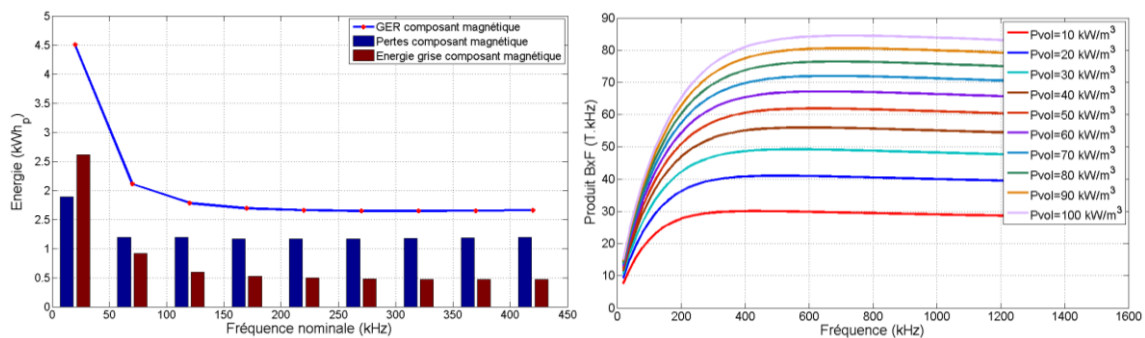


Figure 4-20 : Evolution du GER minimal du composant magnétique en fonction de la fréquence nominale de découpage (gauche) et évolution du produit B*F du matériau magnétique N97 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de pertes volumiques.

$$A_e A_w = \frac{2P_{nom}}{B_{max} F_{sw_nom} J k_b k_l} \quad \text{avec } k_l = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \quad (4.11)$$

On peut donc s'attendre à ce qu'il existe une fréquence de découpage, qui à pertes fer volumique données, correspond à la fréquence maximisant le produit B*F et donc minimise l'énergie grise du composant magnétique. En contrepartie, étant donné que l'on cherche à minimiser le GER, il paraît pertinent de ne pas considérer des fréquences de découpage trop importantes pour ne pas engendrer des pertes fer volumique importantes. La fréquence optimale aura donc tendance à être plus faible que celle correspondant au produit B*F maximal, mais surtout pas supérieure car au-delà l'énergie grise et les pertes seraient supérieures. Notons que la démonstration est, entre autres, rendue difficile par le fonctionnement à fréquence variable sur un cycle complexe. Dans ce cas d'étude, les pertes volumiques du composant optimal, obtenues pour une fréquence nominale de 290 kHz et un rapport cyclique de 0,5, sont respectivement de 62 kW/m³ et 19 kW/m³ pour des puissances appelées par la charge de 70 et 25 W (paliers de puissance majoritaires dans le profil de la Figure 4-1). Pour ces valeurs de pertes volumiques, on peut voir Figure 4-20, que les fréquences optimales, du point de vue du produit B*F, sont respectivement de 650 kHz et 500 kHz. La fréquence optimale est donc bien plus faible que celle conduisant au produit B*F maximal correspondant à ces pertes volumiques.

4.1.3.3 GER du transistor MOSFET

La Figure 4-21 montre l'évolution du GER minimal du MOSFET en fonction des paramètres de commande. On rappelle que pour chaque point de cette figure, le facteur homothétique du MOSFET a été optimisé. De plus, cette étude a été réalisée pour une commande à courant de grille indépendant de la taille des puces (0,5 A durant le plateau Miller). On remarque que le GER augmente avec la fréquence de découpage et qu'il existe un rapport cyclique le minimisant. Pour une fréquence de 20 kHz (valeur de fréquence minimisant le GER compte tenu de la butée basse

de fréquence que nous nous sommes imposée) le rapport cyclique optimal est de 0,41 avec un GER de 3,18 kWh_p, incluant 2,94 kWh_p de pertes en fonctionnement et 0,24 kWh_p d'énergie grise.

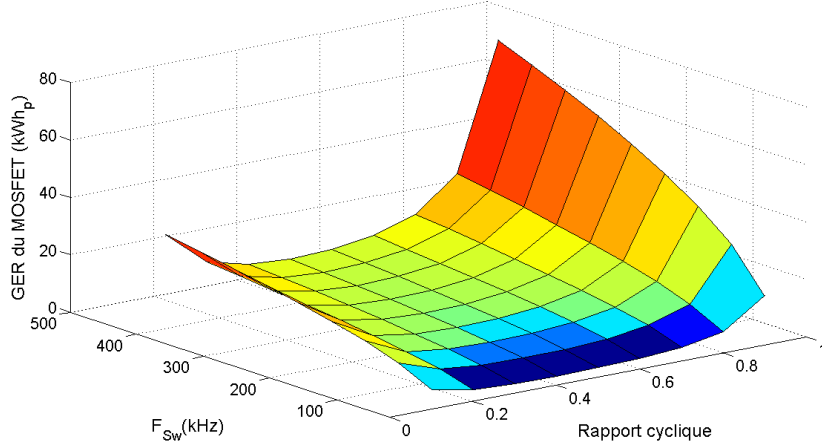


Figure 4-21 : Evolution du GER minimal du MOSFET en fonction des paramètres de commande

Pour comprendre les valeurs des paramètres à cet optimum, nous proposons de formuler les pertes de conduction et de commutation (majoritaire au sein du GER pour le cas d'étude considéré comme nous l'avons montré dans la section 4.1.2.2) et d'étudier leur dérivée. Pour cela nous ferons quelques approximations sur les modèles que nous avons présentés dans le chapitre 2. L'équation (4.12) reprend les modèles développés section 2.3.2 pour la technologie retenue et donne les approximations que nous considérerons par la suite.

$$\begin{aligned}
 FOM &= 0,15 \times BV_{DS}^{1,83} \approx 0,15 \times BV_{DS}^2 \\
 R_{DSon} * S_{MOS} &= 0,086 \times BV_{DS}^{1,95} \approx 0,086 \times BV_{DS}^2 \\
 S_{MOS} &= (5,10^{-6} + 5,7,10^{-3} \times BV_{DS}) I_{DSeff} \approx 5,7,10^{-3} \times BV_{DS} I_{DSeff}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

A partir de ces approximations et des équations électriques du convertisseur flyback, on établit, équation (4.13), les expressions des pertes de commutation (P_{com}) et de conduction (P_{cond}) dans l'interrupteur MOSFET (voir §2.3.2).

$$\begin{aligned}
 BV_{DS} &= \frac{V_{in}}{(1-\alpha)} & I_{off} &= I_{1max} = \frac{2I_1}{\alpha} & I_{DS_eff} &= I_{1max} \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \\
 Q_{GD} &= \frac{FOM}{R_{DSon} \cdot S_{MOS}} S_{MOS} \propto S_{MOS} & R_{DSon} &= \frac{R_{DSon} \cdot S_{MOS}}{S_{Si}} \propto \frac{BV_{DS}^2}{H_{MOS}^2 S_{MOS_ref}} \\
 S_{MOS} &= H_{MOS}^2 S_{MOS_ref} & S_{MOS_ref} &\propto BV_{DS} I_{DSeff} \\
 P_{com} &= \frac{1}{2} \frac{BV_{ds} I_{off}^2 Q_{gd} F_{sw}}{I_g} \propto \frac{H_{MOS}^2 F_{sw}}{\alpha^{3/2} (1-\alpha)^2} & P_{cond} &= R_{DSon} I_{DSeff}^2 \propto \frac{1}{H_{MOS}^2 (1-\alpha) \sqrt{\alpha}}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Dans ces expressions subsiste le facteur homothétique optimal du composant MOSFET (H_{MOS}) qui dépend potentiellement du rapport cyclique et de la fréquence de découpage. Afin de le faire disparaître de la formulation des pertes, on se base sur la quasi-égalité entre pertes de commutation et pertes de conduction au facteur homothétique optimal (voir §4.1.2.2). Suite à cette hypothèse, on donne, équation (4.14), les expressions du facteur homothétique optimal ainsi que des pertes de conduction et de commutation.

$$P_{com} = P_{cond} \Leftrightarrow H_{MOS}^2 \propto \frac{\sqrt{\alpha(1-\alpha)}}{\sqrt{F_{Sw}}} \quad (4.14)$$

$$P_{com} \propto \frac{\sqrt{F_{Sw}}}{\alpha\sqrt{(1-\alpha)^3}} \quad P_{cond} \propto \frac{\sqrt{F_{Sw}}}{\alpha\sqrt{(1-\alpha)^3}}$$

L'expression de la dérivée nous permet de conclure à un rapport cyclique optimal de 0,4 du point de vue des seules pertes. L'erreur entre le rapport cyclique optimal provenant de la formulation mathématique et celui issu de l'optimisation est due aux hypothèses simplificatrices appliquées sur les modèles. On voit également que les pertes en conduction, égales aux pertes en commutation pour le facteur homothétique optimale, augmentent avec la fréquence de découpage. De plus le facteur homothétique variant dans le sens inverse de la fréquence de découpage, la part de l'énergie grise sera de plus en plus importante au sein du GER au fur et à mesure que la fréquence diminuera pouvant conduire à l'existence d'un minimum pour les fréquences de découpage, qui sont dans notre cas hors de notre champ d'étude (<20 kHz).

4.1.3.4 GER de la diode Schottky

La Figure 4-22 présente l'évolution du GER optimal en fonction des paramètres de commande. On rappelle que, pour chaque point, le facteur homothétique a été optimisé de façon à minimiser la consommation en énergie primaire.

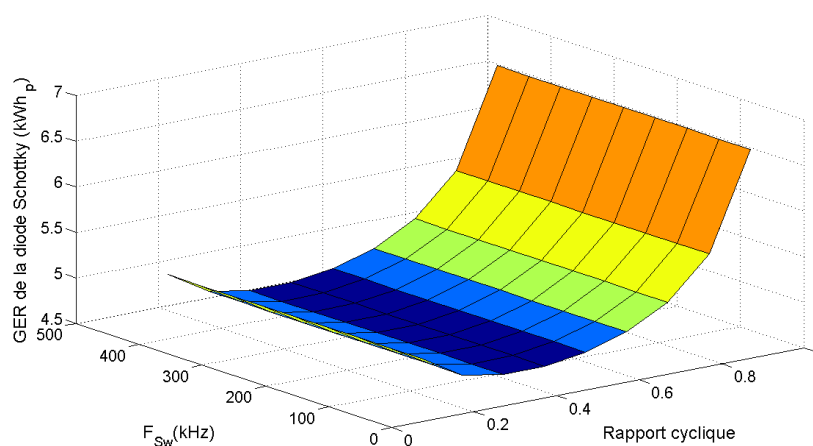


Figure 4-22 : Evolution du GER minimal de la diode Schottky en fonction des paramètres de commande

Etant données les hypothèses que nous avons formulées sur les pertes en commutation des diodes Schottky pour ce mode de commande (voir §2.3.3.2), le GER minimal est indépendant de la fréquence. On remarque cependant l'existence d'un rapport cyclique de commande optimal. Dans notre cas d'étude, cette valeur est de 0,35. Afin de la justifier, nous proposons, comme

pour le MOSFET, d'exprimer ses pertes. Nous avons vu dans la section 4.1.2.3 que le facteur homothétique optimal de la diode est issu d'un compromis entre les pertes associées à la résistance dynamique et son énergie grise. Pour évaluer les pertes, nous effectuerons une approximation sur le modèle liant la résistance dynamique à la tenue en tension et à la section de puce qui avait été présenté §2.3.3.3. Le modèle initial et son approximation ainsi que les équations électriques utiles pour arriver à l'expression des pertes au sein de la résistance dynamique (P_{Rf}) sont présentés équation (4.15).

$$\begin{aligned}
 R_f &= 34 \frac{V_{RM}^{0.53}}{S_{diode}} \approx 34 \frac{\sqrt{V_{RM}}}{S_{Diode}} & V_{RM} &= \frac{V_{out}}{\alpha} & I_{Deff} &= I_{2eff} = \frac{2I_2}{\sqrt{3(1-\alpha)}} \\
 P_{Rf} &= R_f I_{Deff}^2 \propto \frac{\sqrt{V_{RM}}}{S_{Diode}} \frac{4I_2^2}{3(1-\alpha)} \propto \frac{\sqrt{V_{out}}}{3\sqrt{\alpha}(1-\alpha)S_{Diode}} \propto \frac{1}{\sqrt{\alpha}(1-\alpha)S_{Diode}}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Dans cette expression, la surface de puce de la diode subsiste. Cette surface dépend du facteur homothétique qui lui-même dépend potentiellement du rapport cyclique. Pour exprimer cette surface de puce, on part du principe que la part des pertes associée à la résistance dynamique est égale à l'énergie grise de la diode, pour le facteur homothétique optimal (comme nous l'avons établi §4.1.2.3). On présente équation (4.16), l'expression de la surface de puce de la diode et de ces pertes.

$$\begin{aligned}
 EG_{diode} &= H_{diode}^2 EG_{diode_ref} = P_{Rf} \\
 \Leftrightarrow S_{diode} &= H_{diode}^2 S_{diode_ref} = \frac{P_{Rf}}{EG_{diode_ref}} S_{Diode_ref} \propto P_{Rf} \\
 P_{Rf} &\propto \frac{1}{P_{Rf}} \frac{1}{\sqrt{\alpha}(1-\alpha)} \Leftrightarrow P_{Rf} \propto \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\alpha}(1-\alpha)}}
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

En étudiant la dérivée de cette expression des pertes, on conclut à l'existence d'un minimum pour un rapport cyclique d'un tiers en accord avec les constatations précédentes.

4.1.3.5 GER du condensateur électrochimique

La Figure 4-23 représente l'évolution du GER minimal des condensateurs d'entrée (gauche) et de sortie (droite) en fonction des paramètres de commande. Etant donné que nous avons négligé l'évolution de l'ESR du condensateur avec la fréquence, le GER minimal des condensateurs ne dépend que du rapport cyclique. On remarque que le GER minimal du condensateur d'entrée est de plus en plus faible au fur et à mesure que le rapport cyclique augmente et inversement pour le condensateur de sortie. Pour le condensateur d'entrée, pour un rapport cyclique de 0,9 (limite haute de sa plage de variation), le GER minimal est de 1,9 kWh_p avec des pertes en fonctionnement de 800 Wh_p et une énergie grise de 1,1 kWh_p. Pour le condensateur de sortie, pour un rapport cyclique de 0,1 (limite basse), le GER minimal est de 4,7 kWh_p avec des pertes en fonctionnement de 2,6 kWh_p et une énergie grise de 2,1 kWh_p.

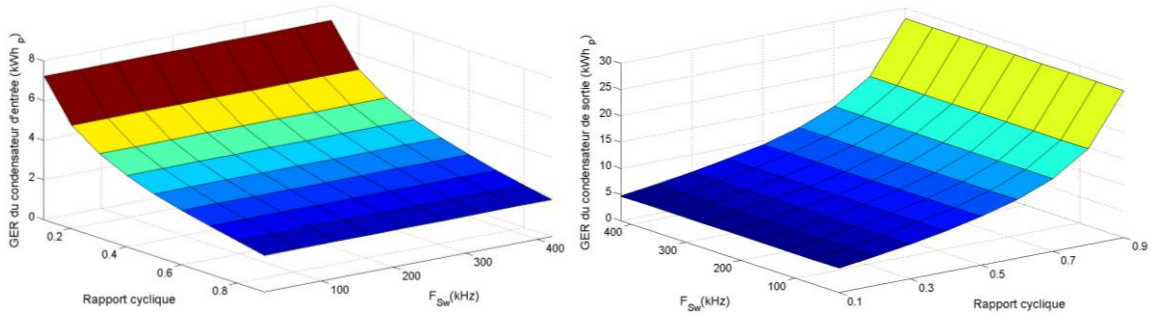


Figure 4-23 : Evolution du GER minimal des condensateurs d'entrée (gauche) et de sortie (droite) en fonction des paramètres de commande

Pour comprendre ces tendances, nous proposons d'exprimer les pertes et d'étudier leur dérivée. En effet, comme nous l'avons vu dans la section 4.1.2.4, les pertes en fonctionnement sont approximativement égales à l'énergie grise pour le facteur homothétique optimal. L'évolution du GER minimal sera donc similaire à l'évolution des pertes en fonctionnement ou de l'énergie grise en fonction du rapport cyclique. Pour cela nous ferons quelques approximations sur les modèles que nous avons présentés dans le chapitre 2. L'équation (4.17) reprend les modèles développés et donne les approximations que nous considérerons par la suite. On rappelle que le modèle « haute tension » (>100 V) est utilisé pour le condensateur d'entrée et le modèle « basse tension » (>63 V) pour le condensateur de sortie.

$$\begin{aligned}
 ESR_{in} &= 367 \times \frac{V_{capa}^{1.23}}{Vol_{capa}^{1.39}} \approx 367 \times \frac{V_{capa}^{1.23}}{Vol_{capa}} \\
 ESR_{out} &= 73.5 \times \frac{V_{capa}^{0.09}}{Vol_{capa}^{0.81}} \approx 73.5 \times \frac{V_{capa}^{0.09}}{Vol_{capa}}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

A partir de ces approximations et des équations électriques du convertisseur flyback, on établit, équation (4.18), l'expression des pertes au sein du condensateur de sortie et de celui d'entrée.

$$\begin{aligned}
 ESR_{in} &\propto \frac{1}{Vol_{capa_in}} & I_{c_in_eff} &= I_1 \sqrt{\frac{4-3\alpha}{3\alpha}} \\
 P_{capa_in} &= ESR_{in} \times I_{c_in_eff}^2 \propto \frac{1}{Vol_{capa_in}} \frac{4-3\alpha}{3\alpha} \\
 ESR_{out} &\propto \frac{1}{Vol_{capa_out}} & I_{c_out_eff} &= I_2 \sqrt{\frac{1+3\alpha}{3(1-\alpha)}} \\
 P_{capa_out} &= ESR_{out} \times I_{c_out_eff}^2 \propto \frac{1}{Vol_{capa_out}} \frac{1+3\alpha}{3(1-\alpha)}
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Ces deux expressions dépendent du volume du condensateur qui est amené à évoluer avec le rapport cyclique. Pour s'affranchir de cette dépendance, on utilise le fait que, pour le facteur

homothétique optimal, pertes et énergie grise sont quasiment égales. Partant de ce constat on donne équation (4.19), l'expression du volume des condensateurs.

$$\begin{aligned}
 Vol_{capa} &= H_{capa}^3 \times Vol_{capa_ref} \\
 \text{or } EG_{capa} &= H_{capa}^3 \times EG_{capa_ref} = P_{capa} \Rightarrow H_{capa}^3 = \frac{P_{capa}}{EG_{capa_ref}} \\
 \text{et } Vol_{capa_ref} &\propto EG_{capa_ref} \Rightarrow Vol_{capa} \propto P_{capa}
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Avec cette hypothèse, on donne, équation (4.20), la nouvelle expression des pertes pour les deux condensateurs.

$$\begin{aligned}
 P_{capa_in} &\propto \frac{1}{P_{capa_in}} \frac{4-3\alpha}{3\alpha} \Leftrightarrow P_{capa_in} \propto \sqrt{\frac{4-3\alpha}{3\alpha}} \\
 P_{capa_out} &\propto \frac{1}{P_{capa_out}} \frac{1+3\alpha}{3(1-\alpha)} \Leftrightarrow P_{capa_out} \propto \sqrt{\frac{1+3\alpha}{3(1-\alpha)}}
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

La dérivée de l'expression des pertes dans le condensateur d'entrée est négative. Les pertes en fonctionnement du condensateur d'entrée diminuent donc lorsque le rapport cyclique croît. Pour le condensateur de sortie, c'est le contraire. Ce qui est en accord avec les conclusions précédentes.

4.1.3.6 Conclusion sur les valeurs optimales des paramètres de commande

Pour synthétiser l'ensemble des études paramétriques précédentes, on présente, Figure 4-24 le lieu des paramètres de commande optimaux de chacun des composants optimisés indépendamment et de leur GER associé. On a représenté également le lieu des paramètres optimaux qui minimisent le GER total du convertisseur flyback. On constate que les paramètres de commande optimaux pour le convertisseur résultent d'un compromis entre les paramètres minimisant chacun des composants pris indépendamment :

- Pour la fréquence, seuls le MOSFET et le composant magnétique influent sur le choix. Le poids du composant magnétique étant moins important que celui du MOSFET, la fréquence de découpage optimale du convertisseur penche vers celle minimisant le GER du MOSFET.
- Pour le rapport cyclique, sa valeur optimale résulte d'un compromis entre l'ensemble des composants. Dans ce cas précis, le condensateur de sortie, le transistor MOSFET et la diode présentent le GER optimal le plus élevé, le rapport cyclique optimal résultera donc surtout d'un compromis entre ces trois composants.

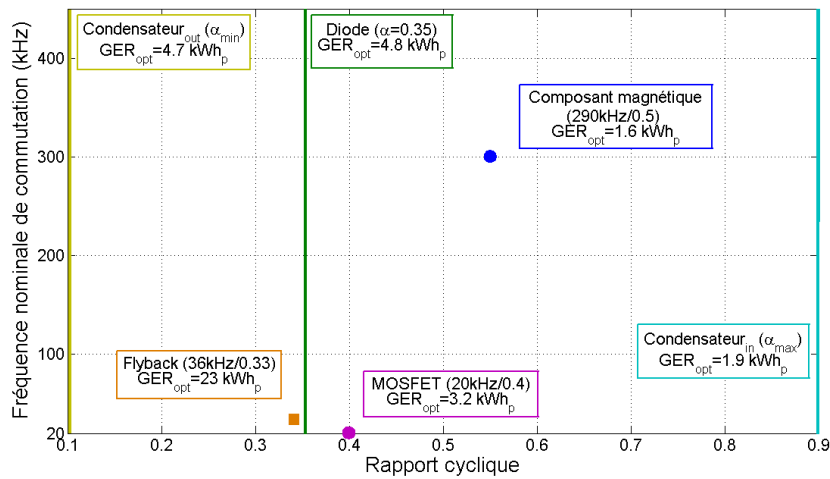


Figure 4-24 : Lieu des paramètres de commande optimaux de chacun des composants pris indépendamment et du convertisseur dans le plan fréquence nominale de découpage/rapport cyclique

4.1.4 Répartition de la contribution des composants avec les paramètres de commande optimaux

Dans la section précédente, nous avons vu que dans le présent cas d'étude, les paramètres de commande optimaux, pour une tension d'entrée de 320 V et un courant de grille de 0,5 A durant le plateau de Miller, valent 36 kHz et 0,33 (rapport cyclique). On présente Tableau 4-5 les caractéristiques des composants optimisés pour ces paramètres de commande ainsi que leur facteur homothétique (image du surdimensionnement par rapport au dimensionnement sur contraintes thermique et électrique). On peut remarquer que c'est la diode qui subit le surdimensionnement le plus important.

Tableau 4-5 : Caractéristiques et facteurs homothétiques des composants optimaux pour les paramètres de commande minimisant le GER du convertisseur flyback

Composants	Caractéristiques	Facteur homothétique
MOSFET	$BV_{DS}=480 \text{ V} / I_{DS}=2,2 \text{ A} / R_{DSon}=1,9 \Omega / Q_{GD}=7,5 \text{ nC} / I_{GMiller}=0,5 \text{ A} / S_{MOS}=8 \text{ mm}^2$	$H_{MOS}=2,35$
Diode Schottky	$V_{rm}=60 \text{ V} / I_p=53 \text{ A} / R_f=8,3 \text{ m}\Omega / S_{diode}=36 \text{ mm}^2$	$H_{diode}=3,93$
Composant magnétique	$A_e A_w=12700 \text{ mm}^4 / e=0,7 \text{ mm} / m=0,13 / N_{prim}=150 / L_{prim}=2,2 \text{ mH} / R_{prim}=0,3 \Omega / R_{sec}=7,5 \text{ m}\Omega$	$H_{mag}=1,23$
Condensateur d'entrée	$V_{capa}=320 \text{ V} / ESR=2,3 \Omega / Vol_{capa}=6,3 \text{ cm}^3$	$H_{capa_in}=1,76$
Condensateur de sortie	$V_{capa}=20 \text{ V} / ESR=65 \text{ m}\Omega / Vol_{capa}=8,2 \text{ cm}^3$	$H_{capa_out}=1,58$

On présente maintenant, Figure 4-25, la répartition entre énergie grise et pertes énergétiques au sein du GER du convertisseur flyback. On remarque que l'énergie grise totale est environ deux fois plus faible que les pertes cumulées. Cela s'explique par le fait que, pour l'ensemble des composants, les pertes cumulées sont toujours supérieures à l'énergie grise (en particulier pour le composant magnétique et le MOSFET).

La Figure 4-25 présente également la contribution des pertes et de l'énergie grise de chacun des composants. Le condensateur de sortie représente à lui seul 30 % du GER du convertisseur, suivi par le condensateur d'entrée, la diode et le MOSFET qui représentent chacun environ 20 % du GER et finalement le composant magnétique avec 13 %.

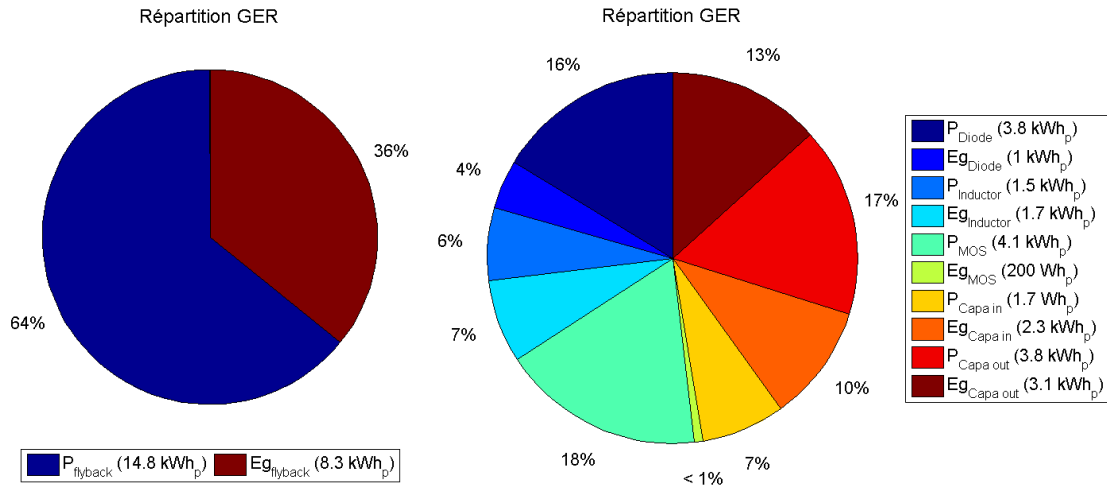


Figure 4-25 : Répartition entre pertes cumulées et énergie grise (gauche) et contribution de chacun des composants au GER (droite) : Cas du convertisseur flyback éco-dimensionné

Finalement, la Figure 4-26 présente les contributions de chacun des composants soit à la totalité des pertes en fonctionnement et soit à l'énergie grise globale. Comme nous l'avions vu précédemment, l'énergie grise du transistor est négligeable. Par contre, on remarque que les deux condensateurs représentent, à eux seuls, les deux tiers de l'énergie grise du convertisseur suivis par le composant magnétique (20 %) et par la diode (12 %).

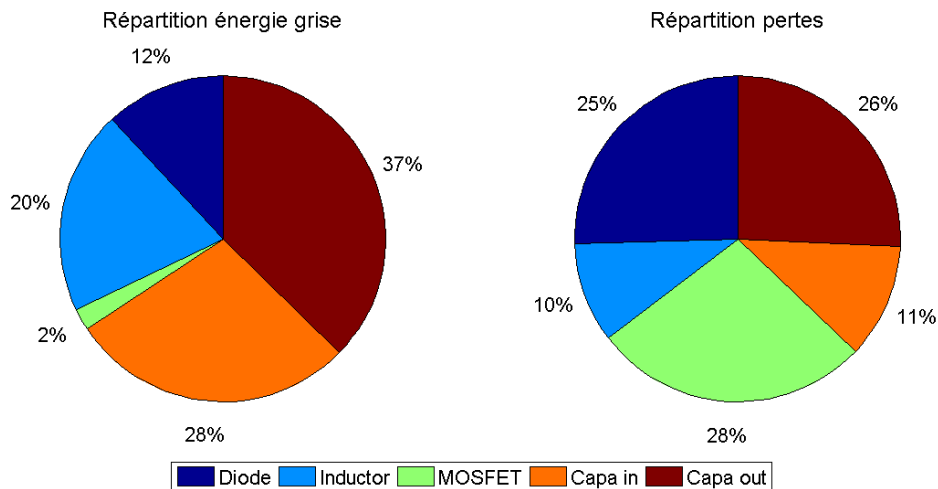


Figure 4-26 : Contribution de chacun des composants à l'énergie grise (gauche) et aux pertes cumulées (droite) : Cas du convertisseur flyback éco-dimensionné

4.1.5 Comparaison entre un convertisseur éco-dimensionné et un convertisseur « commercial »

Conscient que le dimensionnement « classique » (uniquement sur contrainte thermique) représente un cas d'école et n'est pas nécessairement représentatif des convertisseurs que l'on peut trouver dans le commerce, nous avons comparé le convertisseur DC/DC flyback éco-dimensionné avec la partie DC/DC d'un chargeur d'ordinateur portable. Pour cela nous avons étudié le chargeur DELL ADP-90FB dont les caractéristiques sont données annexe 4.

Dans un premier temps, on s'intéresse à la contribution de chacun des composants du convertisseur au GER global, ainsi qu'aux pertes en fonctionnement et à l'énergie grise du convertisseur « commercial » (voir Figure 4-27).

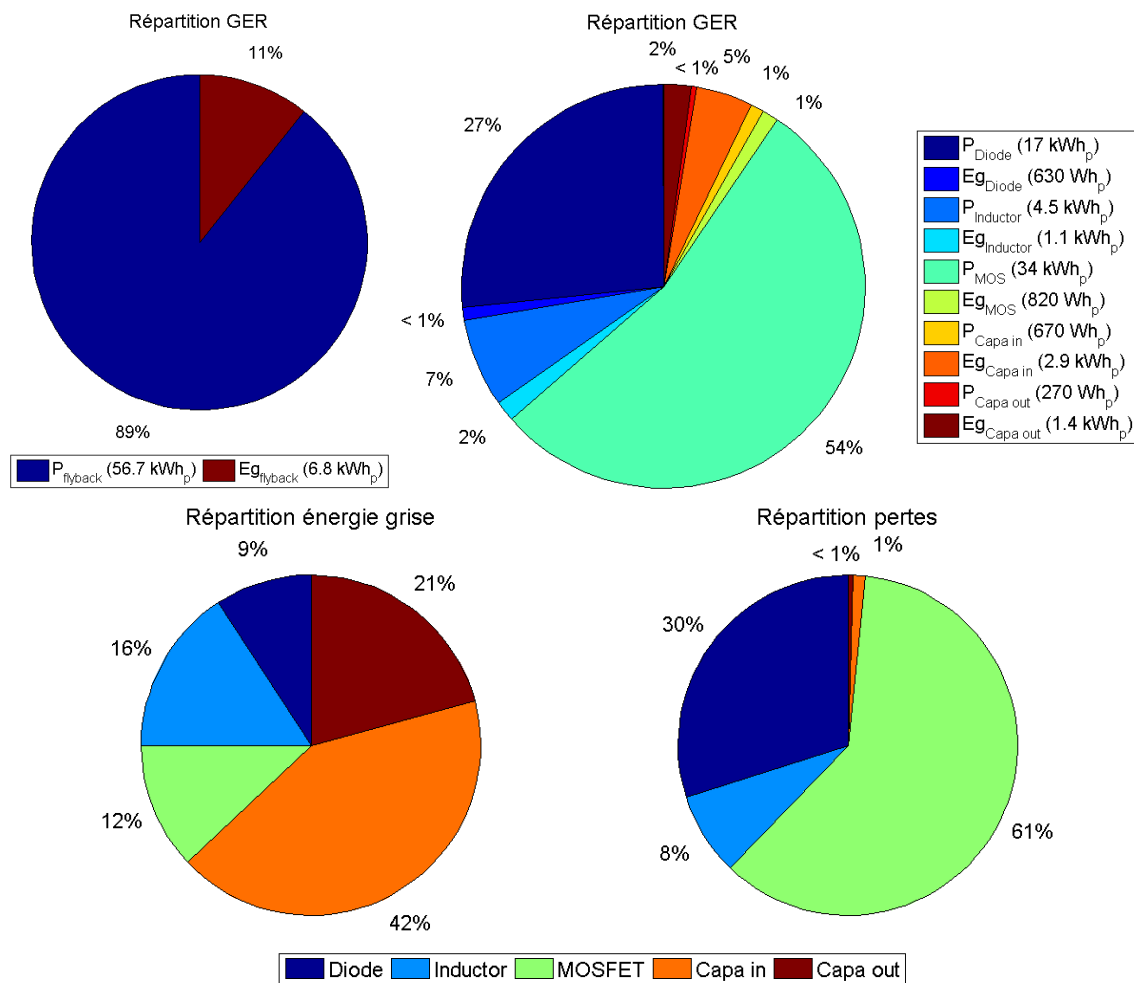


Figure 4-27 : Répartition entre pertes et énergie grise (haut gauche) et contribution de chacun des composants au GER (haut droite), à l'énergie grise (bas gauche) et aux pertes en fonctionnement (bas droite) : Cas du convertisseur flyback commercial sous 320 V

L'évaluation du GER a été réalisée pour une tension d'entrée de 320 V et avec les modèles utilisés précédemment (même si les caractéristiques des composants du convertisseur commercial sont légèrement différentes des composants que nous avons modélisés au chapitre 2). L'étude des formes d'ondes relevées sur le convertisseur a permis de constater un mode de contrôle auto-oscillant avec un rapport cyclique de 0,15 et une fréquence de découpage de 75 kHz (pour une tension d'entrée de 320 V) et un courant de grille lors du plateau de Miller de 0,5A. Les pertes en fonctionnement ont été évaluées, pour ces paramètres de commande, sur la base des caractéristiques des composants (que l'on trouvera annexe 4), et en considérant le profil de consommation de la Figure 4-1 avec une durée d'usage de 5 ans.

Concernant la répartition entre énergie grise et pertes en fonctionnement, on remarque que l'énergie grise du convertisseur commercial est très faible par rapport à ses pertes. Cependant elle n'est guère plus faible que celle du convertisseur éco-dimensionné (7 kWh_p contre 8 kWh_p). Nous allons voir que la plus grande différence provient du dimensionnement du MOSFET (dont on a vu précédemment qu'il influence très fortement sur les pertes en fonctionnement) et du

choix des paramètres de commande. En effet, le MOSFET choisi lors du dimensionnement du convertisseur industriel présente une résistance à l'état passant plus faible que celui du convertisseur éco-dimensionné et par conséquent une charge Q_{gd} plus importante. Etant donné les paramètres de commande choisis (faible rapport cyclique et fréquence de découpage élevée), le MOSFET du convertisseur commercial présente des pertes en commutation importantes. De plus, le faible rapport cyclique conduit à des pertes en conduction importantes dans la diode. Les choix des concepteurs s'expliquent par la contrainte de compatibilité du chargeur pour des tensions DC d'entrée allant de 320 à 150 V en fonction du type d'alimentation (230 Vac ou 110 Vac) qui implique des contraintes que nous n'avons pas prises en compte dans notre éco-dimensionnement.

Concernant l'énergie grise, la contribution du MOSFET n'est ici plus négligeable en particulier suite au choix d'un composant présentant une faible résistance à l'état passant et donc une surface de puce importante. Les condensateurs représentent encore les deux tiers de l'énergie grise du convertisseur mais la part du condensateur de sortie est plus faible notamment grâce à la mise en parallèle de trois condensateurs qui, au vu du modèle présenté §2.3.4.2, permet à même ESR global d'atteindre un volume de composant et donc une énergie grise plus faible.

On compare maintenant les deux convertisseurs sur la base de trois indicateurs (voir Tableau 4-6) : le GER, le rendement sur cycle, et le rendement sur cycle de vie (voir §1.3.4). Il est important de se rappeler que le GER et le rendement sur cycle de vie sont liés. En effet, un convertisseur présentant un faible GER aura un meilleur rendement sur cycle de vie qu'un convertisseur avec un GER plus important.

Tableau 4-6 : Comparaison du rendement sur cycle, du GER et du rendement sur cycle de vie des convertisseurs éco-dimensionné et commercial pour une énergie utile convertie de 155 kWh_e sur les 5 années de durée d'usage

	Convertisseur éco-dimensionné	Convertisseur commercial
Rendement sur cycle	97%	90%
GER	23 kWh _p	63 kWh _p
Energie grise	8 kWh _p	7 kWh _p
Pertes en fonctionnement	15 kWh _p	56 kWh _p
Rendement sur cycle de vie	96%	89%

On remarque que l'éco-dimensionnement du convertisseur permet de gagner un facteur 3 sur sa consommation en énergie primaire (dans ce cas particulier, facteur qui serait encore plus élevé sur une durée d'usage plus longue). On remarque également que le fait d'avoir investi plus d'énergie grise dans le convertisseur a permis d'améliorer de 7 points son rendement sur cycle. Le rendement sur cycle de vie est, quant à lui naturellement plus faible que le rendement sur cycle, l'énergie grise du convertisseur ayant été ajoutée aux pertes en fonctionnement. Il est cependant important de noter que ce rendement permet de prendre en compte à la fois le réel usage du convertisseur et son énergie grise et pourrait, selon nous, être employé pour comparer de façon encore plus globale tout système électrique.

On s'intéresse ensuite aux courbes de rendement des deux convertisseurs en fonction de la puissance délivrée en sortie (voir Figure 4-28). On remarque que le fait d'avoir effectué un éco-dimensionnement en prenant en compte un cycle de fonctionnement où le convertisseur est utilisé 2/3 du temps à 30% de sa puissance nominale conduit à un convertisseur dont le maximum de rendement est déplacé vers les faibles taux de charges. En outre, l'énergie grise supplémentaire dépensée pour le convertisseur éco-dimensionné implique moins de pertes quel que soit le point de puissance et donc un meilleur rendement.

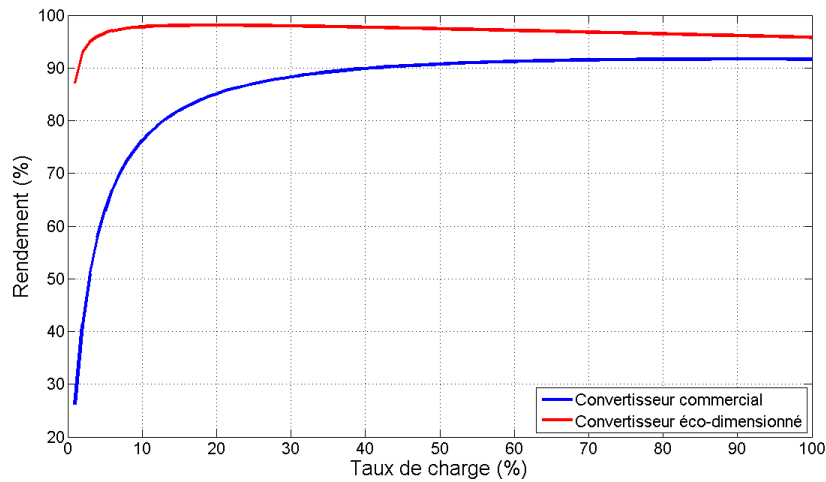


Figure 4-28 : Evolution du rendement instantané (en puissance) des convertisseurs éco-dimensionné et commercial en fonction du taux de charge du convertisseur (100% = 70W)

Nous avons vu dans les sections précédentes que l'éco-dimensionnement conduisait à un surdimensionnement des composants, il nous a donc paru important de comparer le volume des deux convertisseurs. On présente Figure 4-29, une représentation géométrique des deux convertisseurs : celui éco-dimensionné (gauche) et le « commercial » (droite). On peut voir globalement que l'augmentation de volume n'est pas significative, notamment suite à un choix judicieux des paramètres de commande qui permettent d'obtenir des pertes en fonctionnement relativement faible et donc de ne pas considérer des composants surdimensionnés par rapport au convertisseur commercial.

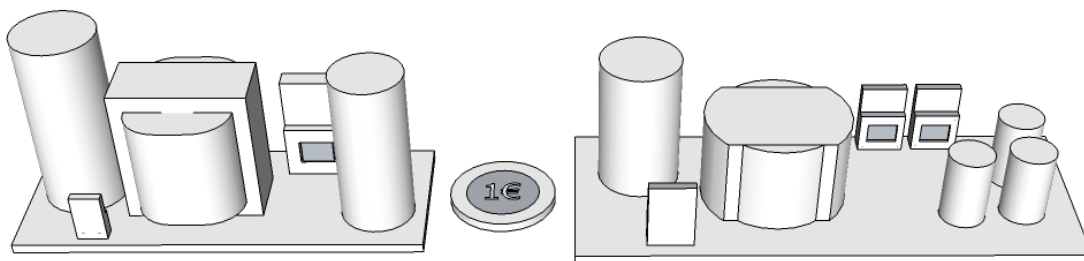


Figure 4-29 : Représentation géométrique des convertisseurs éco-dimensionné (gauche) et du « commercial » (droite)

4.1.6 Influence du niveau de tension d'entrée sur le GER du convertisseur DC/DC flyback

Dans l'optique de rechercher un éventuel niveau de tension optimale pour l'ensemble du système de distribution en courant continu au sein des bâtiments, on étudie maintenant l'influence de la tension d'entrée sur la consommation en énergie primaire du convertisseur éco-dimensionné (voir Figure 4-30). Pour chaque niveau de tension d'entrée, les paramètres de commande et les facteurs homothétiques des composants ont été optimisés pour minimiser le GER total. On remarque qu'il diminue assez sensiblement lorsque le niveau de tension d'entrée croît.

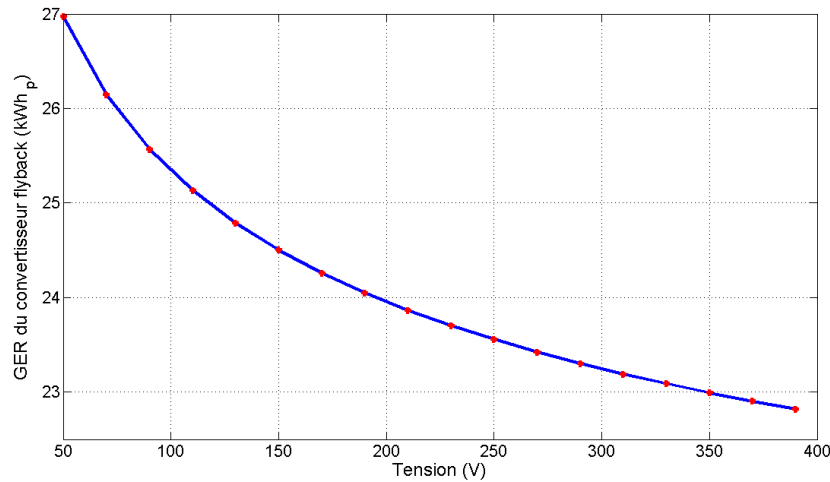


Figure 4-30 : Evolution du GER optimal en fonction du niveau de tension d'entrée du convertisseur DC-DC flyback

Pour expliquer cette tendance, on s'intéresse à l'évolution des paramètres de commande optimaux et du GER associé de chacun des composants pris indépendamment et de leur GER associé avec le niveau de tension d'entrée (voir Tableau 4-7). Seul le GER optimal des composants situés au primaire du composant magnétique augmente avec la diminution du niveau de tension à cause de l'augmentation du courant primaire. Les paramètres de commande optimaux restent, eux, inchangés. En effet, le fait que la topologie offre une isolation galvanique implique que l'influence de la tension de sortie ne se fait ressentir que sur les composants au primaire du composant magnétique (MOSFET et condensateur d'entrée). Concernant le composant magnétique, le fait de fonctionner en mode auto-oscillant implique une diminution du nombre de tours au primaire lorsque la tension d'entrée diminue. Par conséquent, l'augmentation du courant efficace avec la diminution de la tension est compensée par cette diminution du nombre de tour. Le secondaire n'est, quant à lui, pas impacté puisque le rapport de transformation évolue directement avec la tension d'entrée. Les pertes en fonctionnement et le GER du composant magnétique n'évoluent donc pas avec la tension d'entrée.

Tableau 4-7 : Evolution de la contribution des différents composants, pour leurs paramètres de commande optimaux, pour des valeurs de la tension d'entrée de 50 et 390V

	GER optimal		Paramètres de commande optimaux (F_{sw_nom} / α)
	50 V	390 V	
Tension	50 V	390 V	Indépendant du niveau de tension
MOSFET	3,7 kWh _p	3,1 kWh _p	20 kHz / 0,4
Diode Schottky	4,8 kWh _p		Indépendant de la fréquence / 0,35
Composant magnétique	1,6 kWh _p		300 kHz / 0,55
Condensateur _{in}	3,4 kWh _p	1,7 kWh _p	Indépendant de la fréquence / α_{max}
Condensateur _{out}	4,7 kWh _p		Indépendant de la fréquence / α_{min}

Par conséquent, le GER optimal du convertisseur diminue lorsque la tension d'entrée augmente. De plus, les paramètres de commande optimaux sont modifiés. La part de la contribution du MOSFET diminuant lorsque la tension augmente, la fréquence nominale de découpage optimale

augmente de façon à minimiser la contribution du composant magnétique. Vis-à-vis du rapport cyclique, au contraire, les contributions du MOSFET et du condensateur d'entrée diminuant lorsque la tension augmente, le rapport cyclique augmente de façon à diminuer la contribution des autres composants.

4.1.7 Etude de sensibilité

A l'image de l'étude que nous avons présentée dans le cas du câblage, nous allons ici étudier la robustesse et la sensibilité de l'éco-dimensionnement du convertisseur flyback à différents paramètres :

- le profil de consommation,
- la durée d'usage,
- les données d'énergie grise,
- la tension de sortie,

On évoquera également rapidement la sensibilité de l'éco-dimensionnement au choix du courant de commande de grille et de l'ondulation de tension maximale admissible ainsi que l'influence de la température de puce sur la résistance à l'état passant du MOSFET.

4.1.7.1 Sensibilité au profil de consommation

Pour étudier de façon plus générale l'influence du profil de consommation, il nous a semblé pertinent, en termes de paramétrage et de rapidité de calcul, de considérer un profil de consommation simplifié de forme rectangulaire. Un tel profil est facilement paramétrable pour traduire le caractère impulsionnel de la consommation en raisonnant à même énergie consommée.

Nous proposons tout d'abord d'analyser les effets de la simplification du profil de charge étudié jusqu'ici sur le GER optimal. Pour cela, nous allons comparer les résultats d'éco-dimensionnement obtenus à partir du profil « réel » (celui de la Figure 4-1) et à partir d'un profil simplifié. On présente, Figure 4-31, l'évolution du GER, en fonction de la tension d'entrée, pour deux convertisseurs dont les dimensionnements ont été optimisés, l'un sur la base du « profil réel », et l'autre sur la base d'un profil rectangulaire mais utilisé avec le « profil réel » :

- Le premier (courbe verte) a été éco-dimensionné en considérant un profil rectangulaire idéalisé correspondant à la consommation énergétique journalière et dont l'amplitude est égale à la puissance maximale consommée dans le cas du « profil réel » (voir Figure 4-31).
- Le second (courbe bleue) correspond à l'éco-dimensionnement obtenu avec le profil « réel » de la Figure 4-1.

On remarque une différence d'une dizaine de pourcents entre le GER des deux convertisseurs, ce qui peut justifier une simplification du profil lors du dimensionnement. Comme on l'illustre ici pour une tension de 390 V (voir Figure 4-31), le convertisseur éco-dimensionné nécessite cependant une énergie grise plus élevée et est donc plus volumineux que celui éco-dimensionné sur profil réel. En effet, le profil carré conduit à concevoir un convertisseur ayant un rendement à puissance maximale (unique point de fonctionnement) supérieur à celui optimisé sur le profil réel, utilisant donc des composants plus gros, le « profil réel » conduisant à faire fonctionner le convertisseur à sa puissance maximale seulement 15% du temps.

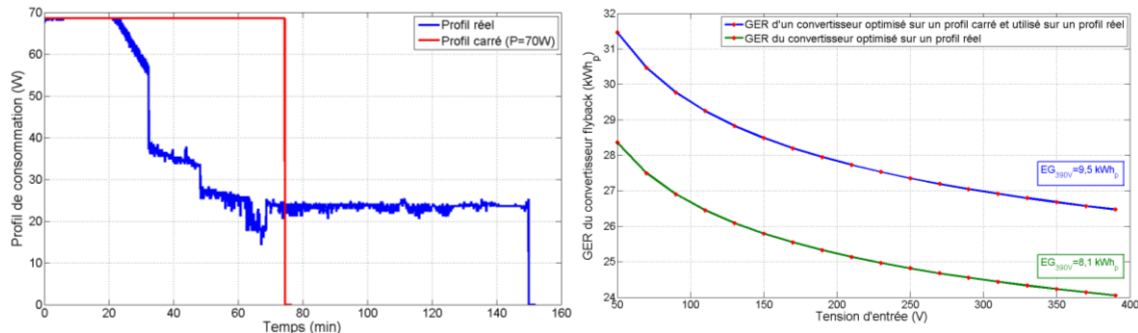


Figure 4-31 : Profil de consommation rectangulaire et « profil réel » (à même énergie convertie) (gauche) et Influence du profil de consommation considéré pour le dimensionnement sur le GER du convertisseur soumis au profil de la Figure 4-1

Le rendement sur cycle (sous 320 V) du convertisseur optimisé sur profil carré (97.5 %) est meilleur que celui du convertisseur optimisé sur profil réel (97 %). Ce résultat est une parfaite illustration d'un surdimensionnement du convertisseur optimisé sur profil carré. En effet, l'accroissement de l'énergie grise pour passer du convertisseur optimisé sur « profil réel » à celui optimisé sur profil carré (contenant plus de matière active) n'a pas permis d'économiser assez d'énergie sur les pertes en fonctionnement pour contrebalancer l'augmentation d'énergie grise. Le GER du convertisseur optimisé sur profil carré est donc plus important et le rendement sur cycle de vie est plus faible malgré un meilleur rendement sur cycle.

Nous allons maintenant étudier l'influence du caractère impulsionnel du profil. Pour cela, nous allons comparer les résultats du dimensionnement et le GER du convertisseur éco-dimensionné pour des profils carrés présentant la même énergie que celle du profil « réel » (toujours sous 320 V) mais avec des niveaux de puissance différents allant de 10 à 730 W (voir Figure 4-32).

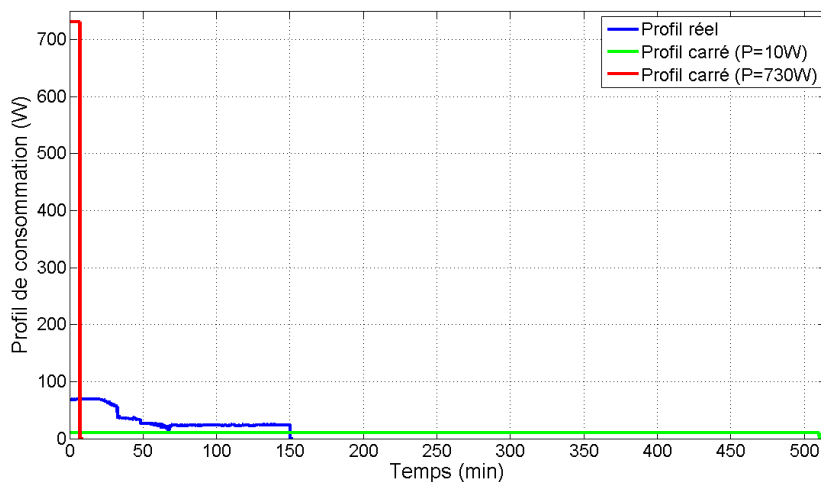


Figure 4-32 : Profils idéalisés rectangulaires utilisés pour l'étude du caractère impulsionnel du profil de consommation sur le dimensionnement et le GER d'un convertisseur flyback

On présente Figure 4-33, l'évolution du GER du convertisseur en fonction du niveau de puissance maximale. On remarque que plus le profil de consommation est impulsionnel plus le GER du convertisseur est important. En effet, une augmentation du niveau de puissance maximale augmente les pertes au sein du convertisseur, poussant donc à choisir des composants plus gros avec une énergie grise plus importante. Autrement dit, pour un besoin en énergie donné, plus la puissance sera faible, plus la consommation en énergie primaire du convertisseur sera faible.

Notons cependant, que pour des courtes durées de fonctionnement, un dimensionnement prenant en compte les échauffements en régime transitoire aurait sans doute permis de réduire la quantité d'énergie grise (comme cela a déjà été mis en évidence pour les convertisseur électromécaniques dans [3]). Mais cela se serait fait aux dépens des pertes cumulées et la différence sur le GER n'aurait pas nécessairement été significative.

La Figure 4-33 représente l'évolution du facteur homothétique optimal en fonction du niveau de puissance du profil carré (on rappelle que pour chaque niveau de puissance maximale, les composants de référence sont pré-dimensionnés). Pour les forts niveaux de puissance (>400 W dans cette étude), le facteur homothétique de l'inductance atteint 1. En d'autres termes, au-dessus de ce niveau de puissance, le dimensionnement minimisant la consommation en énergie primaire sur cycle de vie n'apporte rien de plus qu'un dimensionnement classique (sous contraintes thermiques) pour le composant magnétique puisqu'il conduit au même composant. Concernant les autres composants, leur facteur homothétique optimal tendra aussi vers 1.

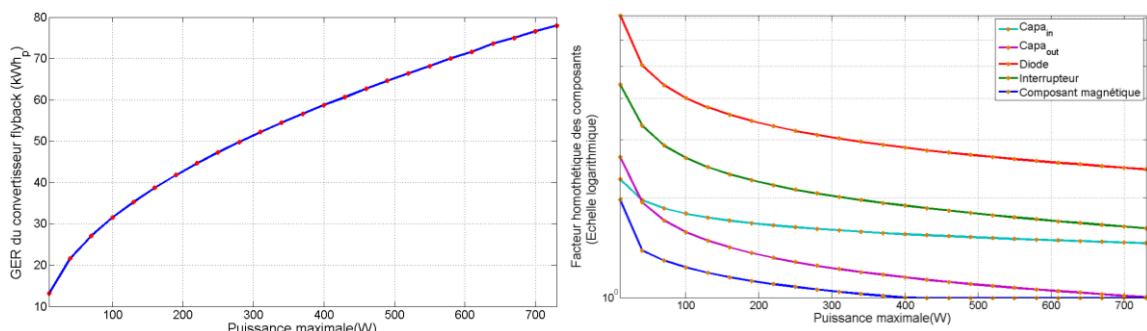


Figure 4-33 : Evolution du GER du convertisseur flyback (gauche) et évolution des facteurs homothétiques optimaux (droite) en fonction du niveau de puissance du profil carré

4.1.7.2 Sensibilité à la durée d'usage

Dans l'ensemble de l'étude sur le convertisseur flyback nous avons considéré une durée d'usage arbitraire de 5 ans. Dans l'optique d'une standardisation de l'alimentation des ordinateurs portables ou d'une augmentation de la durée de vie de ces mêmes ordinateurs il est intéressant d'étudier la sensibilité de l'éco-dimensionnement à une mauvaise estimation de la durée d'usage. Pour cela on présente Figure 4-34, l'évolution du GER de deux types de convertisseurs en fonction de la durée d'usage effective (pour une tension d'entrée de 320V et pour le profil de la Figure 4-1). La courbe bleue représente un seul et même convertisseur dimensionné pour une durée d'usage de référence de 5 ans et dont le GER est évalué *a posteriori* en considérant la durée d'usage effective. La courbe bleue représente le GER pour des convertisseurs optimisés en connaissant *a priori* la durée d'usage effective.

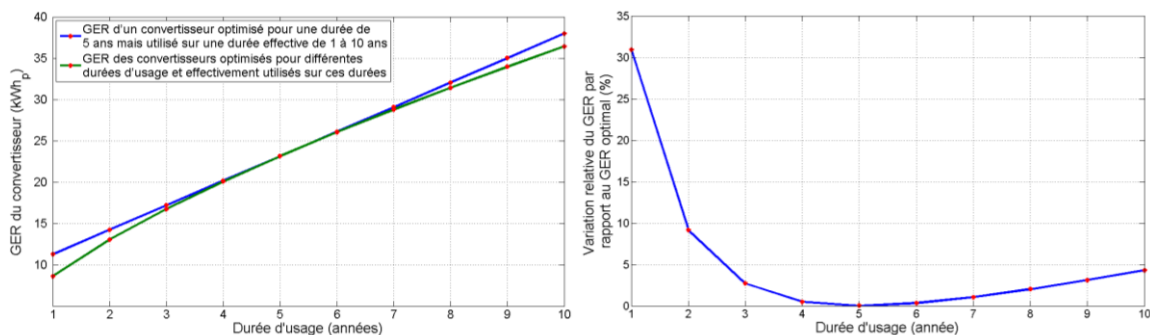


Figure 4-34 : Influence d'une différence entre durée d'usage effective et durée d'usage de référence, prise en compte lors du dimensionnement, sur l'optimalité du GER d'un convertisseur

On peut voir que pour une durée d'usage effective deux fois plus grande ou deux fois plus faible que la durée d'usage de référence considérée lors du dimensionnement, le GER du convertisseur diffère de moins de 5% par rapport au GER optimal. En d'autres termes l'éco-dimensionnement s'avère relativement robuste à la durée d'usage étant donné que l'augmentation de l'énergie grise nécessaire pour compenser l'augmentation des pertes compense une partie des pertes supplémentaires induites par une mauvaise estimation de la durée d'usage, à l'image de ce que nous avons déjà observé dans le cas du câblage.

Nous ne traiterons pas le cas de la sensibilité au coût en énergie primaire du kWh électrique qui agit de la même façon sur le GER du convertisseur que la durée d'usage. L'éco-dimensionnement sera donc relativement robuste au coût énergétique du kWh électrique à l'image de ce que nous venons de voir pour la durée d'usage.

4.1.7.3 Sensibilité aux données d'énergie grise

Comme nous l'avons mis en avant pour le câble, les données d'énergie grise constituent une image à l'instant t de la performance environnementale d'un composant que les progrès technologiques sont amenés à améliorer. A l'image de l'étude que nous venons de présenter pour la sensibilité à la durée d'usage, la Figure 4-35 présente l'évolution du GER d'un convertisseur optimisé pour les données d'énergie grise présentées au chapitre 2 (courbe bleue) et celle du GER d'un convertisseur éco-dimensionné en connaissant *a priori* les données d'énergie grise effectives (courbe verte). Ces nouvelles données d'énergie grise ($EG_{\text{effective}}$) sont caractérisées par un coefficient « correctif » les liant aux données de référence (EG_{ref}) établies au chapitre 2. Cette étude est réalisée pour une tension d'entrée de 320V et pour le profil de la Figure 4-1. La Figure 4-35 présente également l'écart relatif entre les deux GER. On peut remarquer que l'éco-dimensionnement est robuste à la modification des données d'énergie grise. Cela s'explique également par une compensation du surplus en énergie grise du convertisseur optimisé pour les données référence par une augmentation des pertes pour le convertisseur optimisé pour les données effectives (dans le cas d'une sous-estimation des données d'énergie grise) et inversement. On remarque également que l'influence des données d'énergie grise est légèrement inférieure à celle de la durée d'usage. En effet, comme nous l'avons vu dans la section 4.1.4, l'énergie grise représente une part plus faible que les pertes cumulées au sein du GER du convertisseur optimisé. Sachant que les données d'énergie grise représentent, pour l'énergie grise, ce que la durée d'usage représente pour les pertes en fonctionnement, leur influence sur le GER du convertisseur est donc plus faible que celle de la durée d'usage.

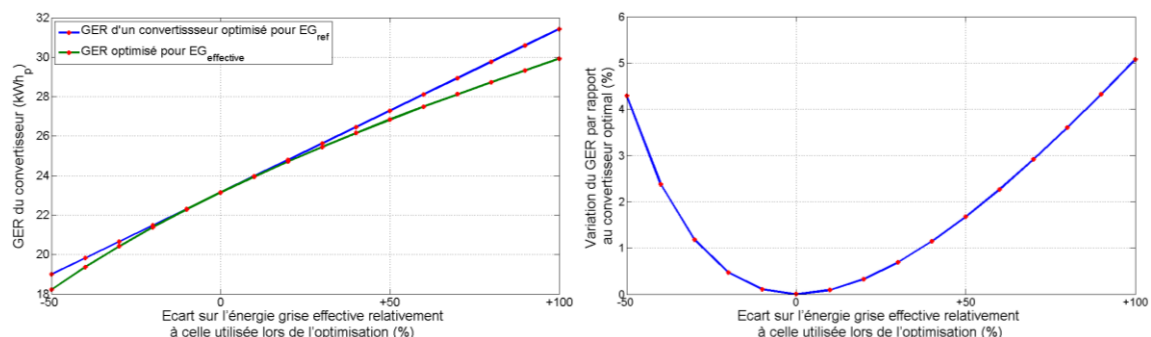


Figure 4-35 : Influence d'une différence entre l'énergie grise effective et celle de référence (prise en compte lors du dimensionnement) sur l'optimalité du GER d'un convertisseur flyback

Ici, nous n'avons pas cherché à dissocier l'influence des données d'énergie grise concernant chacun des composants. On peut cependant conclure que les données d'énergie grise

concernant les composants dominants (condensateurs d'entrée et de sortie) auront plus d'influence que les autres.

4.1.7.4 Sensibilité au niveau de tension de sortie

Dans cette étude, nous avons considéré une tension de sortie de 20 V, correspondant à la tension de sortie actuelle fournie par le chargeur commercial. On regarde ici l'influence de la tension de sortie sur le GER du convertisseur (voir Figure 4-36). Pour des tensions de sortie allant de 5 à 40 V et pour une tension d'entrée de 320 V, le convertisseur a été éco-dimensionné sur la base du profil de la Figure 4-1.

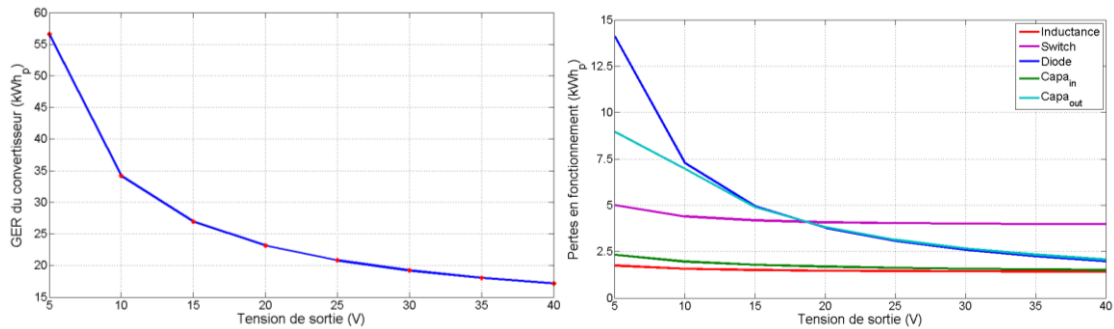


Figure 4-36 : Evolution du GER optimal (gauche) et évolution des pertes en fonctionnement optimales des différents composants (droite) en fonction de la tension de sortie du convertisseur

On remarque qu'une augmentation de la tension de sortie entraîne une diminution du GER minimal. En effet, une augmentation de la tension de sortie entraîne une diminution des pertes de l'ensemble des composants se situant au secondaire (diode et condensateur) du composant magnétique.

4.1.7.5 Autres influences

D'autres études de sensibilité ont été réalisées sur :

- le taux d'ondulation de la tension d'entrée et de sortie,
- l'influence de la température de jonction sur la résistance à l'état passant des semi-conducteurs,
- le courant de commande de grille.

Les résultats obtenus sont résumés ci-dessous.

La valeur d'ondulation de tension est utilisée uniquement pour déterminer les condensateurs de référence (l'effet de l'ondulation de tension sur les pertes des composants ayant été négligé). Plus le choix de l'ondulation sera contraignant, plus le composant de référence devra présenter une ESR faible et donc un volume et une énergie grise importante. Dès lors que l'énergie grise du composant de référence ne dépassera pas ses pertes en fonctionnement, le facteur homothétique pourra augmenter le volume du condensateur pour atteindre l'équilibre entre énergie grise et pertes en fonctionnement (voir §4.1.2.4) et donc minimiser le GER. Dans le cas contraire, la contrainte d'ondulation ne permettra pas d'atteindre le GER minimal. Par conséquent le choix de la valeur d'ondulation n'aura pas d'impact tant qu'elle n'atteindra pas une valeur critique en dessous de laquelle le composant optimal d'un point de vue du GER ne respectera plus la contrainte d'ondulation, l'optimisation conduira donc au choix du composant

de référence. Etant donné que les condensateurs éco-dimensionnés présentent des ESR relativement faibles (conduisant donc à des ondulations très faibles), l'influence de ce paramètre se fera rarement sentir.

Concernant l'influence de la température de jonction lors de l'évaluation des pertes des semi-conducteurs, le fait que les composants éco-dimensionnés soient surdimensionnés par rapport à ceux dimensionnés sur critères thermiques, implique des températures de puce plus basses. A titre d'exemple, le MOSFET éco-dimensionné produit 540 mW de pertes à puissance nominale pour les paramètres de commande optimaux contre 2,34 W pour le composant dimensionné sur contrainte thermique. Soit une division par 4 de l'élévation de température à même dispositif de refroidissement. L'erreur sur les pertes est donc faible et étant donné qu'elles ne représentent que 30 % du GER (pertes du MOSFET et de la diode), leur influence sur le GER est encore plus faible.

Finalement, le choix de la valeur du courant de commande de grille est un paramètre très influent sur le calcul des pertes de commutation du MOSFET. Son influence sera donc aussi importante sur le GER (même si les pertes en commutation dans le MOSFET ne présentent que 10 % du GER du convertisseur optimal). Une augmentation de cette valeur de courant entraînera une diminution du GER due à la réduction du temps de commutation du MOSFET. Mais cela peut conduire à la nécessité de filtres CEM pénalisants pour le GER.

4.1.8 Effet de l'inductance de fuites du composant magnétique

Nous avons choisi de ne pas considérer l'effet de l'inductance de fuites du composant magnétique, principalement car cette prise en compte aurait considérablement compliqué la méthodologie d'éco-dimensionnement globale de la structure flyback. Mais cette hypothèse, qui nous allons le voir, n'était pas forcément judicieuse, nous a permis de réaliser une première étude d'éco-dimensionnement suffisamment simple pour en comprendre les mécanismes. En effet, en négligeant cette inductance de fuites, nous avons pu faire abstraction d'un couplage entre les dimensionnements du composant magnétique et du transistor. Dans cette section, nous allons calculer les pertes introduites par cette inductance de fuite (L_f) dans le cas d'un écrêteur RCD dont le schéma est présenté Figure 4-37.

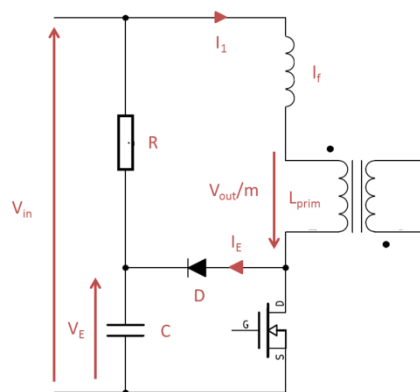


Figure 4-37 : Schéma d'un écrêteur RCD

Le principe de cette structure consiste à contrôler la valeur de la surtension engendrée, aux bornes du transistor, par l'évacuation de l'énergie stockée dans l'inductance de fuites. A l'ouverture de l'interrupteur, le courant passe par la diode D et l'énergie est dissipée dans la résistance R. Le condensateur est choisi pour filtrer le courant lors de l'écrêtage et la résistance pour fixer la valeur de la surtension. On décrit équation (4.21) l'expression des pertes dissipées

dans la résistance de l'écrêteur en fonction de l'énergie de fuites E_{lf} , et de la surtension que l'on souhaite imposer ΔV_k [1].

$$P_{\text{écrêteur}} = (V_E - V_{in}) I_E = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{out}}{m} + \Delta V_k \right) I_{1\max} t_E F_{sw} = \left(1 + \frac{V_{out}/m}{\Delta V_k} \right) E_{lf} F_{sw} \quad (4.21)$$

$$\text{avec } t_E = \frac{l_f I_{1\max}}{\Delta V_k} \quad \text{et} \quad E_{lf} = \frac{1}{2} l_f I_{1\max}^2$$

Pour compléter ce calcul, il est nécessaire de calculer la valeur de l'inductance de fuites. Nous ferons ce calcul dans le cas du convertisseur éco-dimensionné pour une tension d'entrée de 320V, pour une durée d'usage de 5 ans et pour le profil de la Figure 4-1 dont on trouvera les caractéristiques Tableau 4-5. On rappelle que la fréquence de découpage optimale est de 36 kHz et le rapport cyclique de 0,33. On présente équation (4.22) l'expression et la valeur de l'inductance de fuites au primaire [1] ainsi que la valeur des pertes dans l'écrêteur pour une surtension ΔV_k de V_{out}/m (soit un BV_{DS} de $2V_{in}$) et au point nominal de fonctionnement.

$$l_f = H_{mag} \pi \mu_0 N_{prim} \frac{(l_{Aw}^2 - l_{Ae}^2)}{12 h_{Aw}} = 124 \mu H \quad \text{soit} \quad P_{\text{écrêteur}} = 7,8 W \quad (4.22)$$

On remarque que les pertes dans l'écrêteur sont très élevées par rapport aux pertes dans les autres composants (même dans le cas d'une surtension infinie) qui sont de 2W tous composants confondus au point nominal de fonctionnement. Il existe cependant d'autres topologies d'écrêteur, qui réduisent significativement ces pertes, comme par exemple celle basée sur un enroulement auxiliaire [1]. Cependant, quelle que soit la topologie d'écrêteur utilisée, les pertes associées aux fuites doivent être prises en compte. Les différentes pistes pour réduire ces pertes seront :

- Une réduction de l'inductance de fuites en diminuant la taille du composant magnétique (l'inductance de fuites étant proportionnelle au facteur homothétique, d'après l'équation (4.22)) au détriment du GER du composant magnétique. Le choix d'un circuit magnétique plus haut que large pourrait également la réduire mais aux dépens de l'encombrement. Et finalement le choix d'un entrefer plus faible (tout en respectant la contrainte d'induction maximale) pour réduire le nombre de tours (et donc l'inductance de fuite) se fera au détriment de la minimisation de la somme des pertes fer et Joule.
- Le choix d'une surtension plus importante qui se fera au détriment du GER du transistor.
- La réduction de la fréquence de découpage qui ira dans le sens du GER du transistor mais dégradera celui du composant magnétique.

Si l'on s'intéresse maintenant à l'effet de cette inductance de fuites sur le GER des autres composants du convertisseur, elle touchera essentiellement le transistor. La surtension qu'elle induit vient modifier la tenue en tension nécessaire pour le transistor. La modification de cette tenue en tension modifiera la section de puce (voir §2.3.2.1), la résistance spécifique et le facteur de mérite (voir §2.3.2.3). Pour une augmentation de 50% de la tenue en tension, on peut montrer qu'une augmentation d'environ 50% du GER du transistor. La prise en compte de

l'inductance de fuites complexifiera donc l'éco-dimensionnement en liant le dimensionnement de l'inductance et le dimensionnement du transistor, qui est impacté par le biais de la surtension choisie. Cette surtension devra être considérée comme un nouveau paramètre d'optimisation.

4.1.9 Conclusion sur l'éco-dimensionnement du convertisseur flyback

Dans la première partie de ce chapitre nous avons étudié l'éco-dimensionnement de la structure DC/DC flyback classiquement utilisée dans les alimentations de charges électroniques. Cette étude nous a permis de montrer les possibilités d'optimiser le dimensionnement des composants ainsi que les paramètres de commande en vue de minimiser la consommation en énergie primaire du convertisseur. Nous avons également analysé et interprété en détail tous les résultats pour réduire les risques d'erreur lors de cette approche totalement nouvelle. Nous avons constaté que l'éco-dimensionnement pouvait permettre de réduire significativement le GER du convertisseur par rapport à un dimensionnement « classique » (sur contraintes thermiques). Les paramètres optimaux et le gain apporté par l'éco-dimensionnement sont évidemment dépendants du cas d'étude considéré mais également des technologies de composants et du mode de commande choisis.

La comparaison entre un convertisseur éco-dimensionné et un convertisseur commercial a également permis de mettre en évidence le potentiel de diminution de la consommation en énergie primaire du convertisseur.

Concernant l'intégration de ce type de convertisseur dans une distribution en courant continu, nous avons vu que plus le niveau de tension était élevé, plus la consommation en énergie primaire de ce type de convertisseur serait faible.

Finalement, nous avons étudié la sensibilité de la consommation en énergie primaire du convertisseur et sa robustesse vis-à-vis d'une « mauvaise » estimation de certains paramètres lors de l'éco-dimensionnement. Ces études nous ont permis de voir que, les paramètres agissant soit sur les pertes, soit sur l'énergie grise, l'erreur commise lors de l'éco-dimensionnement est en partie compensée par l'autre composante du GER. L'étude du contexte dans lequel sera fabriqué le convertisseur (de l'extraction des matières premières au recyclage) et comment il sera utilisé reste donc primordiale. En effet, nous avons montré que pour un même besoin en énergie, plus le besoin sera satisfait lentement (à faible puissance) plus le GER du convertisseur sera faible. Nous avons également mis en évidence que, dans certaines conditions où le dimensionnement est trop contraint (par exemple dans le cas de profil de consommation impulsionnelle), l'éco-dimensionnement conduit au même résultat que le dimensionnement classique, car les limites thermiques sont atteintes.

Il faut enfin avoir à l'esprit que tous les constituants, ainsi que divers phénomènes « parasites » n'ont pas été pris en compte et qu'ils modifieront sans doute les résultats de l'éco-dimensionnement. A ce titre, nous avons vu que le fait de ne pas avoir pris en compte l'énergie des fuites magnétiques a conduit à des pertes au sein de l'écrêteur bien supérieures à celle de l'ensemble des autres composants. Cette hypothèse, justifiée par notre volonté de simplifier suffisamment le problème (découplage de l'ensemble des composants), a permis de bien comprendre les mécanismes mis en jeu dans de tel dimensionnement. La prise en compte des différents aspects négligés complexifiera inévitablement le dimensionnement en introduisant des couplages des dimensionnements des composants et des paramètres d'optimisation supplémentaires comme la valeur de la surtension aux bornes de l'interrupteur.

4.2 Eco-dimensionnement d'une structure DC/DC de type buck

Après avoir étudié l'éco-dimensionnement d'une structure DC/DC flyback, nous nous intéressons ici à celui d'une structure buck. Contrairement à son homologue, elle ne présente pas d'isolation galvanique, elle est abaisseur et adaptée pour une tension de sortie proche à celle d'entrée. A l'image de l'étude que nous avons présenté pour le convertisseur flyback, on présentera dans un premier temps le cas d'étude et le synoptique d'éco-dimensionnement destiné au convertisseur buck. Des études paramétriques seront ensuite présentées, et porteront sur l'influence des facteurs homothétiques de chaque composant, de la fréquence nominale de découpage et du niveau de tension d'entrée sur le GER. Finalement, la sensibilité du dimensionnement au choix de l'ondulation de courant sera étudiée.

4.2.1 Cas d'étude et aspects méthodologiques

On définit ici la topologie, le mode de commande, la durée d'usage et le profil de consommation quotidien pour lesquels le convertisseur buck sera éco-dimensionné. De façon à pouvoir comparer l'éco-dimensionnement des deux convertisseurs, le profil de consommation et la durée d'usage seront identiques :

- Nous avons retenu une structure à redressement synchrone comprenant deux MOSFET en commande complémentaire, principalement pour des raisons de rendement, qui présentent en outre la particularité de toujours fonctionner en régime de conduction continue. On présente Figure 4-38, le schéma électrique et les notations utilisées par la suite. Comme pour le convertisseur flyback, on ne prendra pas en compte les éventuels dissipateurs des interrupteurs, ni les circuits de commande, ni les filtres CEM.
- Du point de vue de la commande, nous avons opté pour une commande en modulation de largeur d'impulsions à fréquence fixe. Dans ce type de commande, l'ondulation de courant au sein de l'inductance (ΔI_L) varie avec le rapport cyclique. Par conséquent, en négligeant les chutes de tensions aux bornes des composants et dans le cas de tensions d'entrée et de sortie constante, elle restera inchangée quelle que soit la puissance demandée par la charge. Nous ferons l'hypothèse d'une tension de sortie constante égale à 20 V. On trouvera en annexe 3 l'ensemble des formes d'ondes et des expressions régissant le fonctionnement de ce convertisseur.

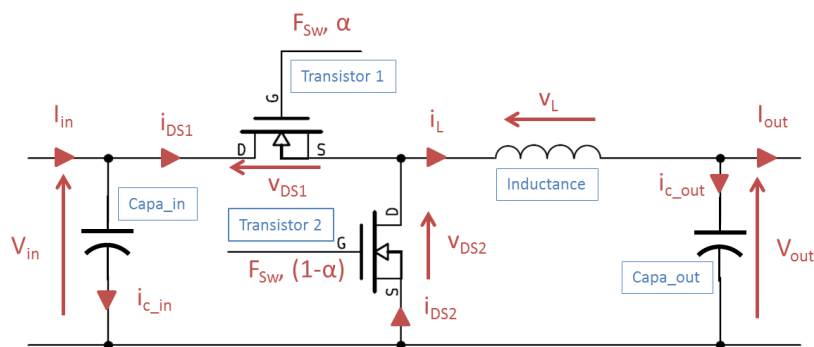


Figure 4-38 : Schéma électrique du convertisseur buck synchrone et notations associées

Le synoptique d'éco-dimensionnement correspondant au convertisseur buck est décrit Figure 4-4. Pour cette topologie, le rapport cyclique α n'est plus un paramètre d'optimisation, car il est imposé par le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, dans la mesure où nous

négligeons les chutes de tension et que le montage fonctionne en conduction continue. Ces différentes hypothèses éliminent les couplages de dimensionnement entre les composants du convertisseur et permettent l'optimisation globale en optimisant indépendamment chaque composant, pour une fréquence de découpage fixée. Les composants seront éco-dimensionnés grâce à une démarche homothétique modifiant un composant de référence (déterminé pour chaque fréquence de découpage testée et sous contraintes thermiques et électriques). La fréquence sera ensuite optimisée pour minimiser le GER de l'ensemble du convertisseur.

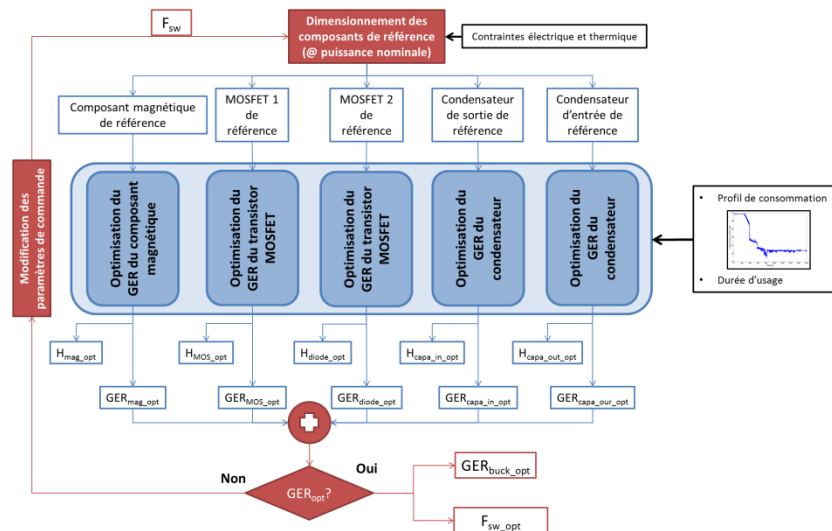


Figure 4-39 : Synoptique d'éco-dimensionnement d'un convertisseur buck

4.2.2 Influence des facteurs homothétiques des composants sur leur GER

Avant d'éco-dimensionner chacun des composants du convertisseur, nous réalisons une étude paramétrique portant sur l'effet de leurs facteurs homothétiques sur leur GER. L'ensemble de ces études paramétriques se fera, à titre d'exemple, pour une fréquence nominale de 100 kHz et une tension d'entrée du convertisseur de 50 V (cette tension a été choisie de façon à correspondre à une utilisation raisonnable de cette topologie pour une tension de sortie de 20 V). Avec cette dernière hypothèse, le rapport cyclique vaut 0,4 (20/50). Nous avons choisi d'imposer, un peu arbitrairement, la valeur de l'ondulation de courant dans l'inductance à 30 % du courant nominal de sortie pour réduire le nombre de variables à optimiser. L'effet de la valeur de l'ondulation sur le GER du convertisseur sera étudié plus loin. Dans l'ensemble des calculs, la contribution de l'ondulation de courant sera prise en compte lors du calcul des différentes valeurs efficaces des courants (voir annexe 3).

4.2.2.1 Inductance de filtrage

Dans le cas de l'inductance, le fait d'avoir fixé la fréquence et la tension d'entrée impose sa valeur (L) ainsi que la valeur efficace du courant la traversant (I_{Leff}). On donne, équation (4.23), l'expression et la valeur de l'inductance pour garantir une ondulation (ΔI_L) correspondant à 30 % du courant moyen nominal ainsi que celles relatives à la valeur efficace du courant. Cette expression est établie en fonction du rapport cyclique (α), de la fréquence de découpage (F_{sw}), du courant moyen de sortie nominal (I_{out_nom}) et de la tension d'entrée (V_{in}).

$$L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_{in}}{\Delta I_L \times F_{Sw}} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_{in}}{0.3I_{out_nom} \times F_{Sw}} = 115\mu H \quad I_{Leff} = \sqrt{I_{out_nom}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} = 3.51A \quad (4.23)$$

On présente Figure 4-40, l'évolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise de l'inductance de filtrage en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence. On rappelle que l'inductance de référence est constituée du plus petit composant magnétique, toujours basé sur les proportions du circuit E10/5.5/5 (vois annexe 1), permettant de respecter les contraintes thermiques (température du bobinage <120°C et température du noyau magnétique <100°C). On rappelle également que pour chaque facteur homothétique évalué, l'entrefer du circuit magnétique est optimisé de façon à minimiser les pertes cumulées sur la durée d'usage de l'inductance.

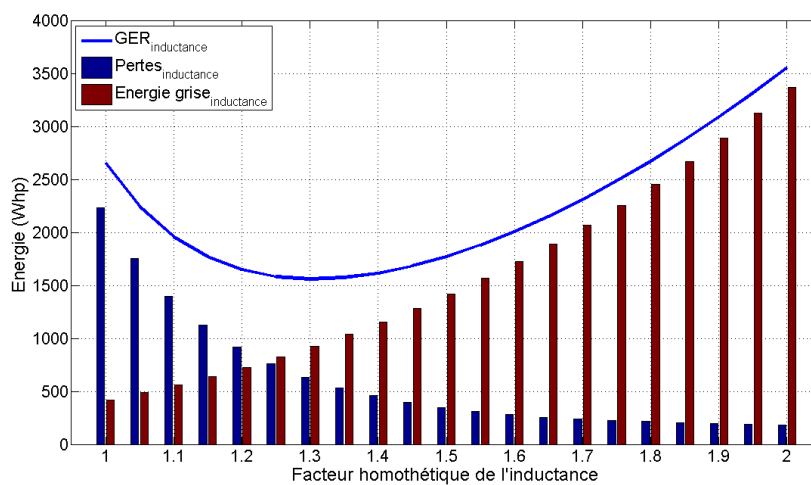


Figure 4-40 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise de l'inductance en fonction du facteur homothétique appliqué sur le composant de référence

De la même manière que pour le convertisseur flyback, l'ondulation d'induction étant proportionnel à sa valeur maximale, les pertes en fonctionnement diminuant et l'énergie grise augmentant lorsque le facteur homothétique croît, il existe un facteur homothétique optimal. Ce facteur optimal est ici de 1,3 avec un GER de 1560 Wh_p, une énergie grise de 940 Wh_p et des pertes en fonctionnement de 620 Wh_p. A titre de comparaison, on présente, dans le Tableau 4-8, les caractéristiques et le GER du composant magnétique de référence et du composant éco-dimensionné. On peut voir que l'éco-dimensionnement de l'inductance de filtrage a permis de réduire de 40 % la consommation en énergie primaire du composant par rapport à un dimensionnement classique en investissant 2 fois plus d'énergie grise.

Tableau 4-8 : Caractéristiques du composant magnétique éco-dimensionné et du composant de référence

	Entrefer	Nombre de tours	Section du circuit magnétique	Surface bobinable	Section du conducteur	GER (EG/Pertes)
Composant de référence	0,77 mm	48	32 mm ²	70 mm ²	1,2 mm ²	2,65 kWh _p (0,42/2,23)
Composant optimal	0,45 mm	28	55 mm ²	120 mm ²	3,4 mm ²	1,55 kWh _p (0,93/0,62)

La Figure 4-41 présente maintenant la contribution des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise au sein du GER, ainsi que la part des pertes fer et Joule au sein des pertes totales cumulées. L'énergie grise de l'inductance est ici supérieure à ses pertes en fonctionnement. Concernant ces mêmes pertes en fonctionnement, on remarque que la part des pertes fer est négligeable. Cela s'explique, dans un premier temps, par le fait que le ratio entre ondulation de courant et valeur efficace conduit à de faibles pertes fer (voir annexe 3). Le choix d'un entrefer plus faible aurait pu permettre de rééquilibrer les pertes fer et Joule. Cependant, l'entrefer du composant éco-dimensionné a atteint la butée correspondant à la contrainte d'induction maximale (saturation magnétique), sa valeur ne peut donc plus diminuer pour minimiser les pertes en fonctionnement par rééquilibrage des deux composantes de pertes. Etant donné que, pour le facteur homothétique optimal, l'entrefer du circuit magnétique a atteint la contrainte d'induction maximale, les répartitions que l'on présente ici ne sont pas généralisables.

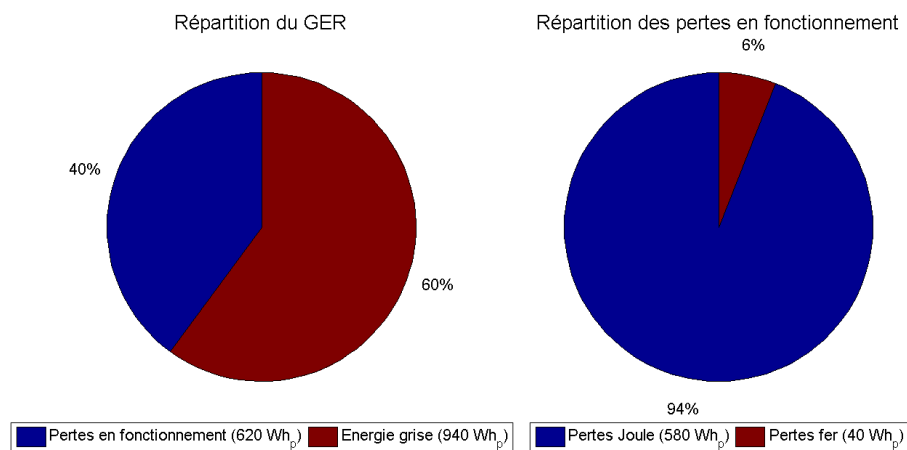


Figure 4-41 : Répartition du GER entre pertes en fonctionnement et énergie grise (gauche) et Répartition des pertes en fonctionnement entre pertes Joule et pertes fer (droite)

4.2.2.2 MOSFETs

Au sein de cette topologie, les deux transistors sont soumis à la même contrainte de tenue en tension et commutent tous les deux les courants minimaux et maximaux de l'inductance I_{Lmin} et I_{Lmax} (à la fermeture ou à l'ouverture selon le transistor). Si l'on considère la même puce pour chacun des deux transistors, les pertes en commutation seront égales. Hypothèse importante, on travaillera ici à courant de commande de grille, durant le plateau de Miller, fixé à 0,5 A quelles que soient les puces considérées (calibres courant ou tension).

Dans le cas des deux MOSFETs, pour une tension d'entrée donnée et au point nominal, la tenue en tension des transistors (BV_{DS}) et les valeurs efficaces (I_{DS1eff} , I_{DS2eff}), maximales (I_{Lmax}) et minimales (I_{Lmin}) des courants qu'ils commutent seront constants. On donne, équation (4.24), l'expression et la valeur de ces grandeurs en fonction de la tension d'entrée (V_{in}), du courant nominal de sortie (I_{out}), de l'ondulation de courant (ΔI_L) et du rapport cyclique (α).

$$\begin{aligned}
 BV_{DS1} &= BV_{DS2} = V_{in} = 50V \\
 I_{DSmin} &= I_{Lmin} = I_{out_nom} - \frac{\Delta I_L}{2} = 3A & I_{DSmax} &= I_{Lmax} = I_{out_nom} + \frac{\Delta I_L}{2} = 4A & (4.24) \\
 I_{DS1eff} &= \sqrt{\alpha \left(I_{out_nom}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} = 2.2A & I_{DS2eff} &= \sqrt{(1-\alpha) \left(I_{out_nom}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} = 2.7A
 \end{aligned}$$

On présente, Figure 4-42, l'évolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise des deux transistors en fonction du facteur homothétique appliqué sur les composants de référence. A l'image de ce que nous avons vu dans le cas du convertisseur flyback, la part de l'énergie grise au sein du GER est négligeable. On retrouve également l'existence d'un facteur homothétique minimisant le GER des interrupteurs. Dans ce cas d'étude, le facteur homothétique optimal de l'interrupteur 1 vaut 2,42 pour un GER de 2,4 kWh_p (pertes en fonctionnement de 2,3 kWh_p et énergie grise de 100 Wh_p). Pour l'interrupteur 2, le facteur homothétique optimal vaut également 2,42 avec un GER de 2,94 kWh_p (pertes en fonctionnement de 2.82 kWh_p et énergie grise de 120 Wh_p).

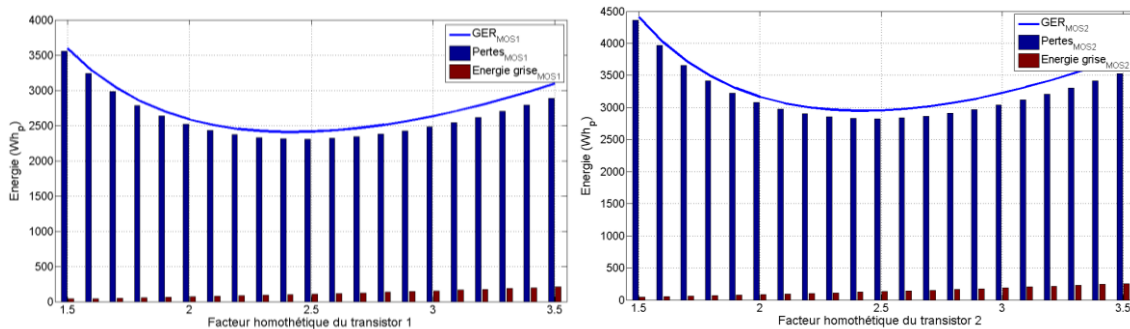


Figure 4-42 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise des deux MOSFETs (MOSFET1 à gauche et MOSFET2 à droite) en fonction du facteur homothétique appliqué sur les composants de référence

Le fait que les facteurs homothétiques optimaux soient les mêmes pour les deux transistors s'explique par le lien de proportionnalité qui existe entre les pertes de conduction et les pertes de commutation des deux composants. En effet, pour un rapport cyclique de 0,4 le courant efficace du transistor 2 est 1,22 fois plus important que celui du transistor 1. Par conséquent la surface de puce du composant de référence associée au transistor 2 est 1,22 fois plus importante que celle du composant de référence associé au transistor 1 (la surface de puce du composant de référence étant directement proportionnelle au calibre en courant du transistor). Par conséquent les pertes en conduction du composant de référence associé au transistor 2 sont 1,22 fois plus importantes que celle du composant de référence associé au transistor 1 et idem pour les pertes en commutation. Ce lien de proportionnalité étant conservé lorsque l'on applique le facteur homothétique, les facteurs homothétiques optimaux sont donc identiques. Etant donné que l'énergie grise des transistors est négligeable par rapport aux pertes en fonctionnement, les GER optimaux sont, eux aussi, liés par ce même lien de proportionnalité.

Tableau 4-9 : Caractéristiques et GER du composant de référence et du composant éco-dimensionné pour les deux transistors

	Tenue en tension	Calibre en courant	Surface de puce	R_{DSon}	Q_{GD}	GER (EG/Pertes)
Transistor 1						
Composant de référence	50 V	2,2 A	0,60 mm ²	290 mΩ	1,3 nC	7,1 kWh _p (0,019/7,1)
Composant optimal	50 V	13 A	3,6 mm ²	50 mΩ	8 nC	2,4 kWh _p (0,1/2,3)
Transistor 2						
Composant de référence	50 V	2,7 A	0,75 mm ²	235 mΩ	1,6 nC	8,7 kWh _p (0,021/8,7)
Composant optimal	50 V	15,5 A	4,4 mm ²	40 mΩ	10 nC	2,94 kWh _p (0,12/2,82)

A titre de comparaison, on présente maintenant, Tableau 4-9, les caractéristiques et le GER des deux composants de référence avec les deux composants éco-dimensionnés. On remarque que la proportionnalité entre les caractéristiques des transistors 1 et 2 est effectivement conservée. On remarque également que l'éco-dimensionnement de ces composants a permis de réduire de 66 % leur consommation en énergie primaire par rapport au composant de référence.

4.2.2.3 Condensateurs électrochimiques de filtrage

Concernant les condensateurs de filtrage, le fait d'avoir fixé la tension d'entrée impose la tenue en tension du condensateur d'entrée ainsi que les ondulations et la valeur efficace des courants les traversant. On présente, équation (4.25), au point nominal, les expressions et les valeurs numériques de ces différentes grandeurs en fonction de la tension d'entrée (V_{in}), de la puissance nominale (P_{nom}), du courant moyen de sortie (I_{out_nom}), de la tension de sortie (V_{out}) et de l'ondulation de courant dans l'inductance (ΔI_L). L'ondulation de courant est donc beaucoup plus faible dans le cas du condensateur de sortie et l'on peut s'attendre à ce que son GER optimal soit plus faible.

$$\begin{aligned}
 U_{r_in} &= V_{in} = 50V \\
 \Delta I_{c_in} &= I_{L\max} = 4A \\
 I_{c_in_eff} &= \sqrt{\alpha \left(I_{out_nom}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) - \left(\frac{P_{nom}}{V_{in}} \right)^2} = 1.72A \\
 U_{r_out} &= V_{out} = 20V \\
 \Delta I_{c_out} &= \Delta I_L = 1.05A \\
 I_{c_out_eff} &= \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} = 0,3A
 \end{aligned}
 \tag{4.25}$$

La Figure 4-43 présente l'évolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise des condensateurs de filtrage d'entrée et de sortie en fonction du facteur homothétique. Dans ce cas d'étude particulier, le facteur homothétique optimal appliqué au condensateur d'entrée vaut 1,7 avec un GER de 5,5 kWh_p (pertes en fonctionnement de 2,3 kWh_p et énergie grise de 3,2 kWh_p). Pour le condensateur de sortie, le facteur homothétique optimal vaut 2,7 avec un GER de 890 Wh_p (pertes en fonctionnement de 490 Wh_p et énergie grise de 400 Wh_p).

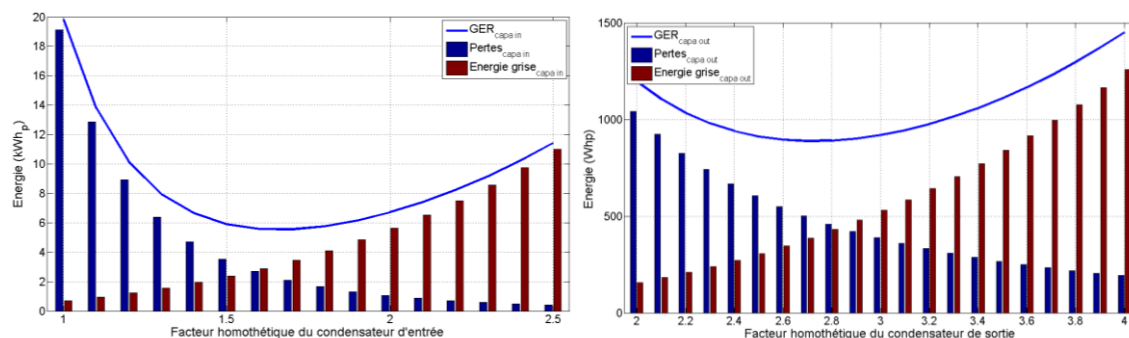


Figure 4-43 : Evolution du GER, des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise des condensateurs de filtrage en entrée (gauche) et en sortie (droite) en fonction du facteur homothétique appliqué sur leurs composants de référence respectifs

Contrairement au convertisseur flyback, c'est ici le condensateur de sortie qui présente le GER optimal le plus faible grâce à une forme de courant plus favorable que celle du condensateur d'entrée (aussi bien d'un point de vue ondulation que valeur efficace). Malgré cela et des pertes en fonctionnement beaucoup plus faibles, le condensateur de sortie se révèle plus surdimensionné que celui d'entrée par rapport à sa référence. En effet, si l'on s'intéresse aux expressions de l'ESR des condensateurs d'entrée et de sortie, qui sont rappelées équation (4.26), un même facteur homothétique appliqué sur les deux condensateurs entraînera une diminution plus importante des pertes au sein du condensateur d'entrée. Par conséquent l'équilibre entre pertes et énergie grise est atteint plus rapidement dans le cas du condensateur d'entrée.

$$ESR_{in} = 367 \times \frac{V_{capa}^{1.23}}{Vol_{capa}^{1.39}} \quad ESR_{out} = 73.5 \times \frac{V_{capa}^{0.09}}{Vol_{capa}^{0.81}} \quad (4.26)$$

A titre de comparaison, on présente dans le Tableau 4-10, les caractéristiques et le GER des composants de référence et des composants éco-dimensionnés pour les deux condensateurs. On remarque que l'éco-dimensionnement a permis de réduire, respectivement, de 70 % et de 85 % la consommation en énergie primaire des condensateurs d'entrée et de sortie.

Tableau 4-10 : Caractéristiques et GER du composant de référence et du composant éco-dimensionné pour les deux condensateurs

	Tenue en tension	ESR	Volume	GER (EG/Pertes)
Condensateur d'entrée				
Composant de référence	50 V	1,39 Ω	1,75 cm ³	20 kWh _p (0,330/20)
Composant optimal	50 V	150 mΩ	8,6 cm ³	5,5 kWh _p (3,2/2,3)
Condensateur de sortie				
Composant de référence	20 V	3,9 mΩ	52 mm ³	5,6 kWh _p (0,02/5,6)
Composant optimal	20 V	340 mΩ	1 cm ³	890 Wh _p (400/490)

4.2.2.4 Conclusion sur l'étude paramétrique

A l'image de ce que nous avons déjà mis en avant dans l'étude du convertisseur flyback, la modification des composants par un facteur homothétique permet d'atteindre des composants à plus faible GER. De plus, cette réduction est très significative (réduction de 40 à 85 % du GER des composants) par rapport à un dimensionnement classique (sur contraintes thermiques et électriques). Cette réduction dépendra cependant du cas d'étude.

4.2.3 Evolution du GER du convertisseur et des composants en fonction de la fréquence de découpage à niveau de tension d'entrée fixe

Après avoir analysé en détail l'éco-dimensionnement des composants, on propose maintenant de s'intéresser à l'influence des paramètres de commande. Contrairement au cas du convertisseur flyback, le rapport cyclique ne peut pas être utilisé ici comme un degré de liberté pour modifier la consommation en énergie primaire du convertisseur. L'étude paramétrique portera donc seulement sur l'influence de la fréquence de découpage sur le GER du convertisseur. Cette étude a été réalisée pour une tension d'entrée de 50 V et donc avec un rapport cyclique de 0,4. La plage de fréquences considérée sera au-delà de 20 kHz.

4.2.3.1 GER du convertisseur

La Figure 4-44 présente l'évolution du GER du convertisseur buck en fonction de la fréquence de découpage. On rappelle que pour chacun des points, l'ensemble des facteurs homothétiques a été optimisé de façon à minimiser le GER total. Dans cet exemple, le GER présente un minimum de 12,9 kWh_p pour une fréquence de 55 kHz (pertes en fonctionnement de 7,5 kWh_p et énergie grise de 5,4kWh_p).

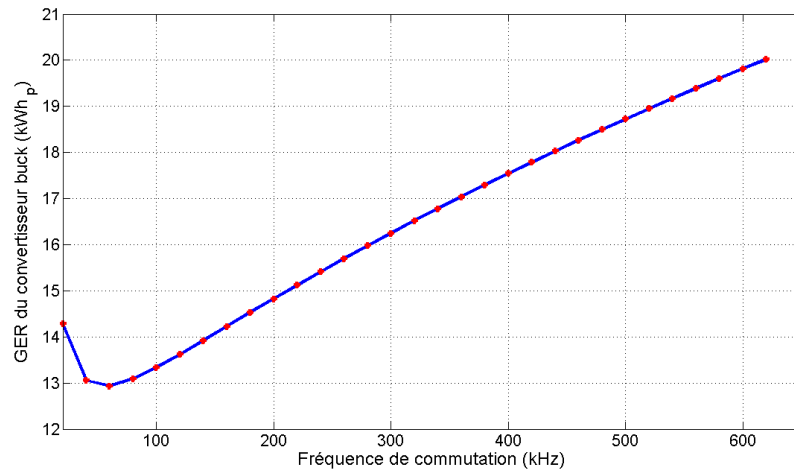


Figure 4-44: Evolution du GER du convertisseur buck en fonction de la fréquence de découpage sous une tension d'entrée de 50 V

Pour analyser la valeur de cette fréquence optimale, nous allons maintenant étudier l'évolution du GER de chacun des composants en fonction de la fréquence. Etant donné que nous avons négligé l'ondulation capacitive de tension ainsi que la variation de l'ESR dans la plage de fréquences considérée, le GER des condensateurs est indépendant de la fréquence de découpage. Par conséquent, seuls les dimensionnements de l'inductance de filtrage et des deux MOSFETs seront sensibles à la fréquence.

4.2.3.2 GER de l'inductance de lissage

On présente, Figure 4-45, l'évolution du GER de l'inductance de lissage en fonction de la fréquence, et on peut remarquer la présence d'un minimum. Dans le présent cas d'étude, la fréquence optimale est de 520 kHz avec un GER d'environ 740 Wh_p.

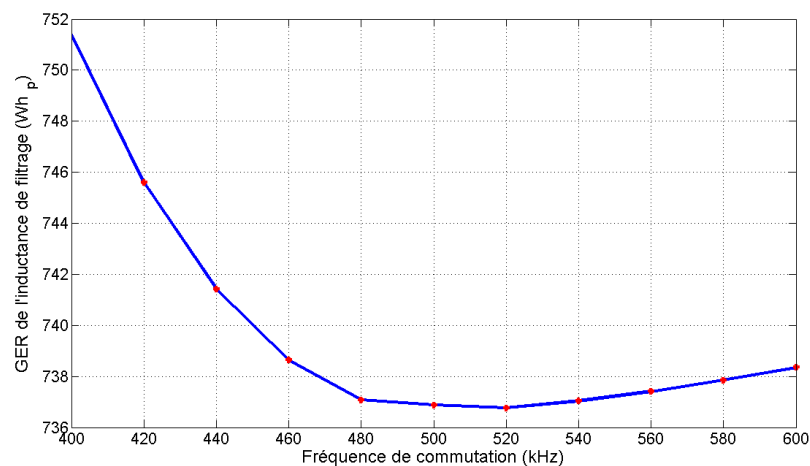


Figure 4-45 : Evolution du GER de l'inductance de filtrage en fonction de la fréquence de découpage

Pour comprendre ce minimum on s'intéresse à l'évolution de l'énergie grise et des pertes fer et Joule avec la fréquence de découpage (voir Figure 4-46). Pour faciliter les explications nous travaillerons dans un premier temps à facteur homothétique constant. Notons tout d'abord qu'à ondulation de courant donnée, la valeur requise de l'inductance est d'autant plus faible (et donc l'énergie maximale stockée) que la fréquence est élevée. Par conséquent le volume de l'inductance de lissage, et donc son énergie grise, diminue lorsque la fréquence de découpage croît. Il est également important de noter que, jusqu'à une fréquence de 500 kHz, la contrainte d'induction maximale est atteinte. Dans ces conditions, et en considérant que toute l'énergie est stockée dans l'entrefer, la valeur de l'entrefer peut être reliée simplement à la fréquence par le biais de l'équation (4.27).

$$e = \frac{\mu_0 L I_{L,max}^2}{B_{max}^2 A_e} \propto \frac{1}{F_{Sw}} \quad \text{avec} \quad L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_{in}}{\Delta I_L \times F_{Sw}} \quad (4.27)$$

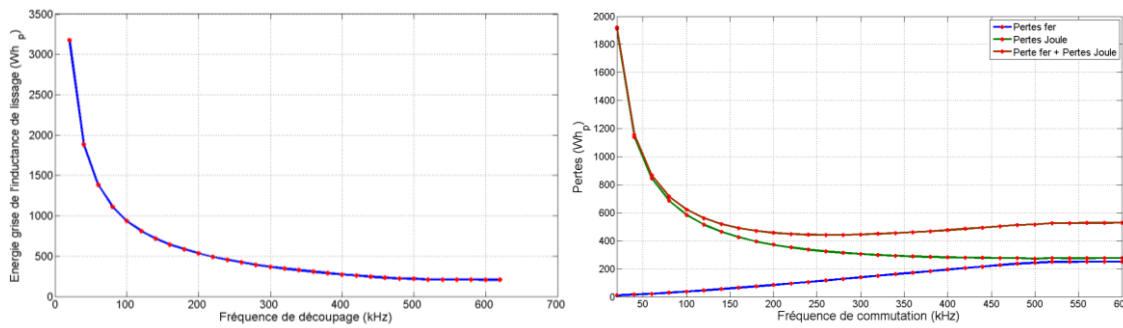


Figure 4-46 : Evolution de l'énergie grise et donc du facteur homothétique au cube (gauche) et évolution des pertes fer et Joule (droite) en fonction de la fréquence de découpage

Par conséquent, dans un raisonnement à dimensions fixées, au vu de l'expression des pertes Joule et du nombre de spires (voir (4.28)), les pertes Joule décroissent lorsque la fréquence augmente. L'ondulation d'induction étant proportionnelle à l'induction maximale (car le taux d'ondulation est maintenu constant dans cette analyse), les pertes fer croissent avec la fréquence.

$$P_J = \frac{\rho N^2 l_{moy}}{A_w k_b} I_{Leff}^2 \propto \frac{1}{F_{Sw}^2} \quad \text{avec} \quad N^2 = \frac{e}{\mu_0 A_e} L \quad (4.28)$$

Jusqu'à 250 kHz les pertes Joule sont dominantes et les pertes en fonctionnement diminuent lorsque la fréquence croît, au-delà les pertes fer ne sont plus négligeables et les pertes en fonctionnement augmentent.

Au-delà de 500 kHz, il est intéressant de réduire l'induction maximale (on quitte la contrainte) en augmentant la valeur de l'entrefer, alors les pertes fer augmentent moins rapidement ce qui permet de minimiser la somme des pertes Joule et fer. Dans ces conditions, les pertes fer apparaissent à nouveau sensiblement égales aux pertes Joule. De plus, on peut remarquer sur la Figure 4-46 que l'énergie et donc le volume ne varie pas. En partant de ces constats, et de l'hypothèse que les pertes fer volumiques sont sensiblement proportionnelles au carré du

produit $\Delta B \cdot F_{sw}$, on peut exprimer, en raisonnant à volume constant, l'évolution des pertes fer et des pertes Joule hors de la zone de contrainte d'induction (voir (4.29)). On remarque que dans cette zone les pertes fer et Joule n'évoluent plus avec la fréquence (les effets de proximités et les effets de peau n'ayant pas été pris en compte).

$$P_J = \frac{\rho N^2 l_{moy}}{A_w k_b} I_{Leff}^2 \propto \frac{e}{F_{sw}} \quad P_{fer} \propto (\Delta B F_{sw})^2 \propto \frac{F_{sw}}{e} \quad \text{avec} \quad \Delta B = \frac{L \Delta I_L}{N A_e} \propto \frac{1}{\sqrt{e F_{sw}}} \quad (4.29)$$

$$P_{fer} = P_J \Leftrightarrow e \propto F_{sw} \quad \Rightarrow P_{fer} = P_J = cte$$

En conclusion, au-delà de 250 kHz, l'énergie grise diminue alors que les pertes en fonctionnement augmentent (après avoir diminué jusque-là). Il existe donc une fréquence de commutation optimale. L'emplacement de cette fréquence optimale variera évidemment en fonction de la tension d'entrée, du choix de l'ondulation de courant, de la durée totale d'usage etc...

4.2.3.3 GER des MOSFETs

La Figure 4-47 présente l'évolution du GER des deux MOSFETs qui sont strictement croissants avec la fréquence. Etant donné que nous avons considéré des fréquences supérieures à 20 kHz, la fréquence optimale pour les deux transistors est de 20 kHz avec des GER de 1250 Wh_p pour le premier et 1500 Wh_p pour le second.

On rappelle que la tension d'entrée ayant été fixée, le rapport cyclique, la contrainte de tenue en tension et les valeurs efficaces et commutées des courants sont fixes. Par conséquent, à tailles de puce fixées, seules les pertes en commutation vont augmenter avec la fréquence. Pour atteindre le facteur optimale, pour lequel les pertes en conduction et en commutation sont presque égales (voir §4.1.3.3), la surface de puce va diminuer. Malgré la diminution de l'énergie grise, le GER des deux transistors augmente avec la fréquence.

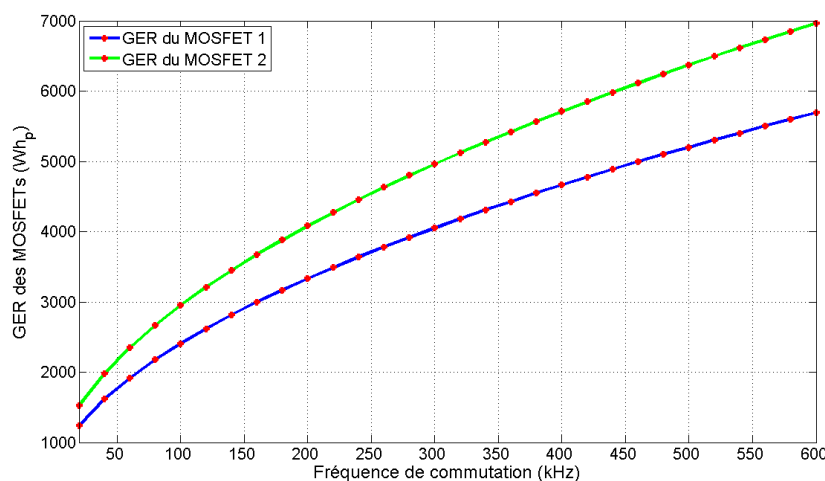


Figure 4-47 : Evolution du GER optimal des deux MOSFETs en fonction de la fréquence de découpage

Pour les fréquences, le composant éco-dimensionné correspond au composant de référence, le facteur homothétique ne pouvant descendre en dessous de 1 (pour des considérations thermiques). Par conséquent, l'énergie grise et les pertes en conduction restent constantes alors que les pertes en commutation et donc le GER deviennent directement proportionnels à la fréquence.

4.2.3.4 Conclusion sur la fréquence de découpage optimale

Suite à ce que nous venons de voir pour les transistors et l'inductance, la fréquence optimale minimisant le GER résulte d'un compromis entre la fréquence optimale des transistors et celle du composant magnétique. Les MOSFETs ayant tendance à faire diminuer la fréquence alors que le composant magnétique tend à l'augmenter. Etant données les valeurs du GER des composants, à leurs fréquences de découpage optimales respectives (1250 Wh_p pour le MOSFET 1, 1500 Wh_p pour le MOSFET 2 à 20 kHz et 740 Wh_p à 520 kHz pour le composant magnétique) la fréquence optimale (55 kHz) tend plutôt vers celle minimisant le GER des MOSFETs. En fonction de l'évolution de ces fréquences optimales et de leur GER associé (suite à une modification du cas d'étude ou du niveau de tension), la fréquence nominale évoluera.

4.2.4 Répartition de la contribution des composants à la fréquence optimale

On présente Tableau 4-11, les caractéristiques des composants optimaux ainsi que leur facteur homothétique, représentatif du surdimensionnement par rapport au dimensionnement classique, pour la fréquence optimale minimisant le GER du convertisseur (55 kHz). On remarque que les MOSFETs et le condensateur de sortie ont subi un surdimensionnement important.

Tableau 4-11 : Caractéristiques et facteurs homothétiques des composants optimaux pour la fréquence de découpage minimisant le GER du convertisseur buck

Composants	Caractéristiques	Facteur homothétique
MOSFET 1	$BV_{DS}=50 \text{ V} / I_{DS}=16 \text{ A} / R_{DSon}=37,5 \text{ m}\Omega / Q_{GD}=10 \text{ nC} / I_{GMiller}=0.5 \text{ A} / S_{MOS}=4,7 \text{ mm}^2$	$H_{MOS1}=2,76$
MOSFET 2	$BV_{DS}=50 \text{ V} / I_{DS}=20 \text{ A} / R_{DSon}=31 \text{ m}\Omega / Q_{GD}=13 \text{ nC} / I_{GMiller}=0.5 \text{ A} / S_{MOS}=5,8 \text{ mm}^2$	$H_{MOS2}=2,76$
Composant magnétique	$A_e A_w=11840 \text{ mm}^4 / e=0,6 \text{ mm} / N=38 / R_L=14 \text{ m}\Omega$	$H_{mag}=1.28$
Condensateur d'entrée	$V_{capa}=50 \text{ V} / ESR=150 \text{ m}\Omega / Vol_{capa}=8,5 \text{ cm}^3$	$H_{capa_in}=1,66$
Condensateur de sortie	$V_{capa}=20 \text{ V} / ESR=340 \text{ m}\Omega / Vol_{capa}=1 \text{ cm}^3$	$H_{capa_out}=2,73$

On présente maintenant Figure 4-48 la répartition entre énergie grise au sein du GER. On peut voir que les pertes en fonctionnement sont majoritaires avec 58 % du GER. Les détails de la contribution de chacun des composants montrent que le condensateur de sortie est le plus consommateur d'énergie primaire avec presque 45% du GER. On trouve ensuite les contributions des interrupteurs et de l'inductance qui contribuent chacun à hauteur de 15 à 20 %. Grâce à une moindre sollicitation en ondulation de courant (relativement au condensateur d'entrée), le condensateur de sortie est le plus faible contributeur.

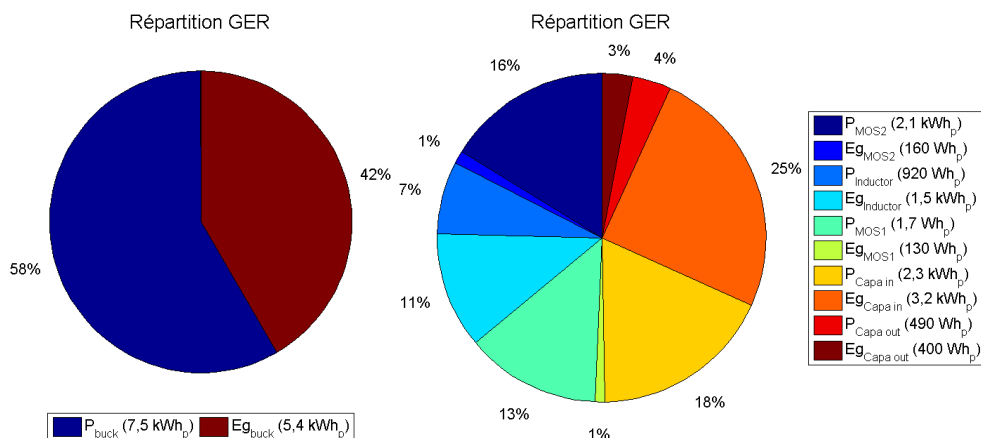


Figure 4-48 : Répartition entre pertes et énergie grise (gauche) et contribution de chacun des composants au GER (droite) : Cas du convertisseur buck éco-dimensionné sous une tension d’entrée de 50 V

La Figure 4-49 présente la contribution de chacun des composants à l’énergie grise et aux pertes en fonctionnement. On peut voir que le condensateur de sortie représente 60 % de l’énergie grise suivi par l’inductance qui représente 27 %. Comme nous l’avons vu précédemment, la contribution des deux interrupteurs est négligeable. Finalement celle du condensateur de sortie est faible grâce au faible besoin de filtrage en sortie du convertisseur. Concernant les pertes en fonctionnement, les interrupteurs et le condensateur de sortie représentent à eux trois 80 % des pertes. Les contributions de l’inductance et du condensateur de sortie sont, elles, très faibles (respectivement 12 et 7%).

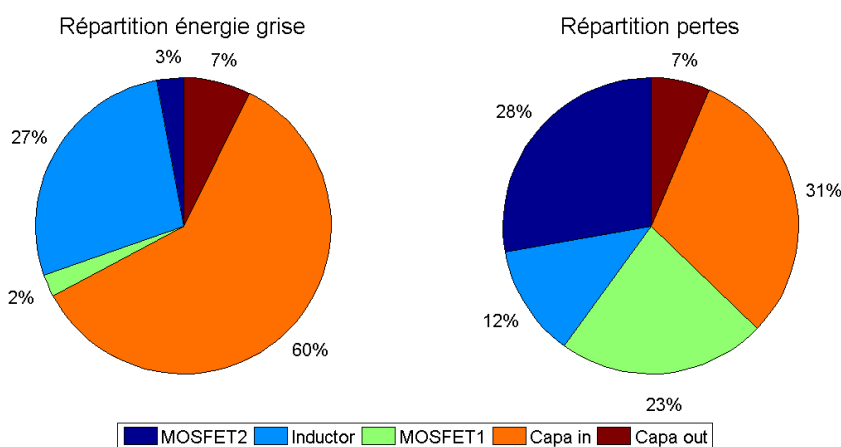


Figure 4-49: Contribution de chacun des composants à l’énergie grise (gauche) et aux pertes en fonctionnement (droite) : Cas du convertisseur buck éco-dimensionné

4.2.5 Influence du niveau de tension d’entrée sur le GER du convertisseur buck

Toujours dans l’optique d’étudier l’influence du niveau de tension sur la consommation en énergie primaire du système de distribution en courant continu, on étudie maintenant celle sur le GER de la structure buck. La Figure 4-50 présente l’évolution du GER optimal de la structure buck en fonction de la tension d’entrée. Pour chaque valeur de la tension, la fréquence et les facteurs homothétiques ont été optimisés pour minimiser le GER. Contrairement à ce qui a été observé avec la structure flyback, le GER optimal de la structure buck augmente avec la tension d’entrée.

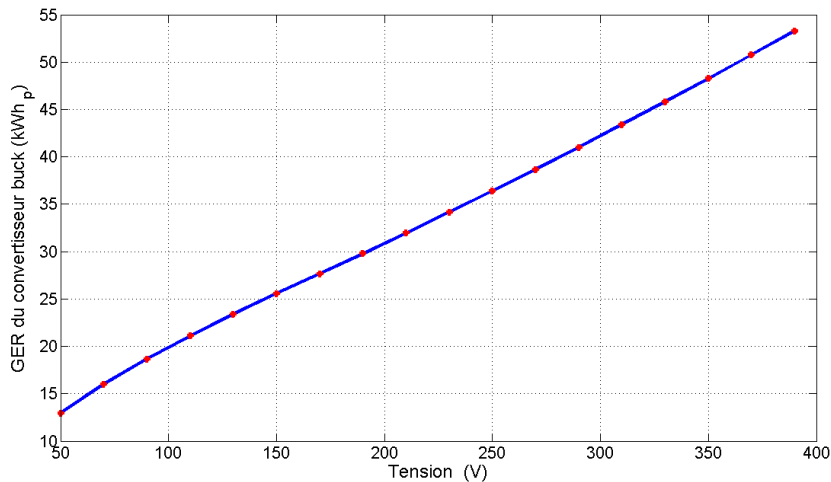


Figure 4-50 : Evolution du GER minimal de la structure buck optimisée en fonction du niveau de tension d'entrée (à tension de sortie et profil d'usage donnés)

En effet, cette augmentation du niveau de tension a pour première conséquence d'augmenter les pertes de commutation au sein des deux interrupteurs (les valeurs maximales et minimales des courants commutés restant inchangées). En outre, plus la valeur de la tension d'entrée augmente, plus le rapport cyclique du MOSFET 1 diminue et celui du MOSFET 2 augmente, ce qui a pour conséquence d'augmenter la valeur efficace de son courant. La valeur de l'inductance, à une ondulation de courant constante (30 %), est également affectée car sa valeur augmente avec la tension. Tout ceci conduit à un accroissement des pertes de conduction dans le transistor 2 et des pertes fer et Joule dans l'inductance (à circuit magnétique fixe). De plus, l'augmentation de la tenue en tension du condensateur d'entrée entraîne une augmentation de l'ESR à même volume. En contrepartie il y a une réduction des pertes en conduction du transistor 1 et une réduction du courant efficace dans le condensateur d'entrée. Le condensateur de sortie ne subit, quant à lui, aucune modification puisque l'ondulation de courant est maintenue ainsi que la tension de sortie. Pour résumer ces modifications, on présente, Tableau 4-12, les GER associés à chacun des composants ainsi que leur fréquence optimale pour une tension d'entrée de 50 et 320 V.

Tableau 4-12 : GER minimal et fréquence optimale associés à chacun des composants (optimisés indépendamment) pour des tensions d'entrée de 50 et 320V

Tension d'entrée	50V		320V	
	GER (kWh _p)	Fréquence optimale (kHz)	GER (kWh _p)	Fréquence optimale (kHz)
Inductance	0.74	500	2	230
Transistor 1	1.24	20	5.9	20
Transistor 2	1.5	20	23	20
Cond. in	5.5	Pas d'influence	7.9	Pas d'influence
Cond. out	0.9	Pas d'influence	0.9	Pas d'influence

On voit donc que l'élévation du niveau de tension a entraîné une augmentation du GER optimal de l'ensemble des composants (exception faites du condensateur de sortie qui n'a pas changé), avec une modification très importante du GER du transistor 2. On remarque également que la fréquence optimale associée à l'inductance de filtrage a diminué.

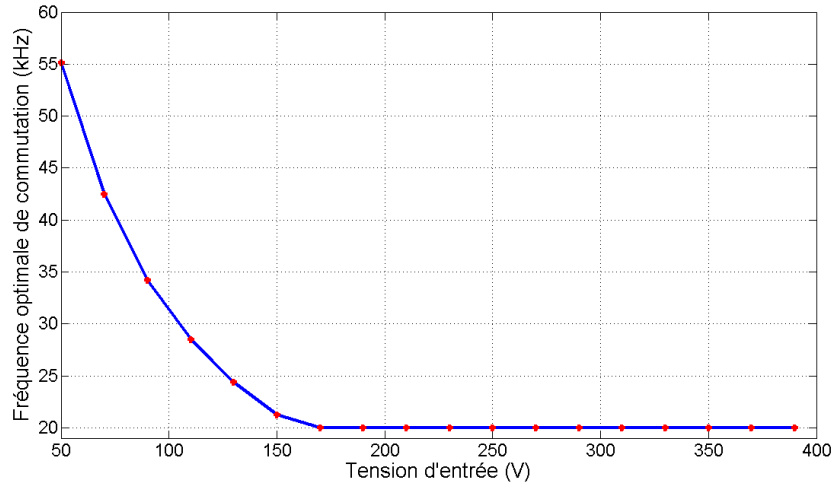


Figure 4-51: Evolution de la fréquence optimale de découpage en fonction de la tension d'entrée du convertisseur buck éco-dimensionné

Par conséquent, la fréquence optimale de l'inductance se rapprochant de celle des interrupteurs et le poids de ces mêmes composants ayant plus augmenté que celui de l'inductance de filtrage, la fréquence optimale pour l'ensemble du convertisseur diminue lorsque la tension d'entrée est plus élevée (voir Figure 4-51). A partir d'un certain niveau de tension d'entrée, la fréquence optimale devient d'ailleurs inférieure à la limite de 20 kHz que nous nous sommes fixée, la fréquence optimale sature donc à 20kHz.

On s'intéresse finalement à la contribution de chacun des composants au GER total du convertisseur pour 3 niveaux de tension 50, 150 et 320 V (voir Figure 4-52). Comme nous l'avons souligné précédemment, l'augmentation du niveau de tension d'entrée affecte en premier lieu le transistor 2 qui voit à la fois ses pertes en commutation et ses pertes en conduction augmenter. Par conséquent, il devient de plus en plus dominant au sein du GER du convertisseur.

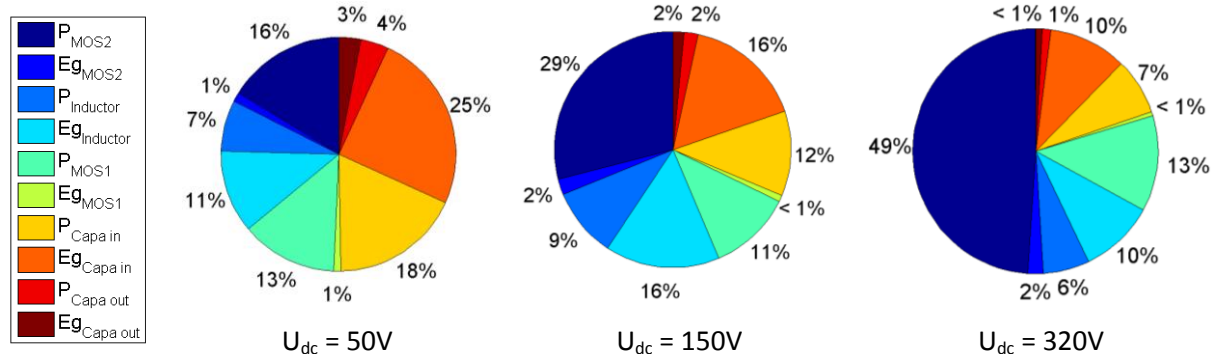


Figure 4-52 : Evolution de la contribution des composants au sein du GER du convertisseur en fonction du niveau de tension d'entrée du convertisseur buck éco-dimensionné

4.2.6 Importance de l'ondulation de courant maximale admissible

Dans cette section, nous nous intéresserons à l'effet de l'ondulation de courant sur le GER. Lors de la réalisation d'un convertisseur buck, il est d'usage de considérer, une ondulation de courant de l'ordre de quelques dizaines de pourcents [4]. Ce choix résulte plutôt d'un optimum économique et d'encombrement dans lequel on préfère, à contrainte d'ondulation de tension de sortie donnée, donc à produit $L.C_{out}$ donné, une inductance faible et une capacité élevée.

Dans le contexte de l'éco-dimensionnement, on peut s'attendre à l'existence d'un optimum sur la valeur de l'ondulation de courant. La Figure 4-53 présente l'évolution du GER du convertisseur buck éco-dimensionné pour différentes valeurs d'ondulation de courant (pour une tension d'entrée de 50V). Dans ce cas d'étude, l'ondulation de courant minimisant la consommation en énergie primaire vaut 35 %.

Pour expliquer cet optimum on s'intéresse à l'évolution de la contribution de chaque composant en fonction de l'ondulation de courant (voir Figure 4-53). En augmentant l'ondulation de courant, on augmente les besoins en filtrage pour les tensions d'entrée et de sortie d'où une augmentation de la part des condensateurs au sein du GER du convertisseur. A l'inverse, on diminue le volume de l'inductance et donc sa contribution au GER.

La valeur de l'ondulation optimale dépendra bien sûr du cas d'étude, mais également du niveau de tension. Par exemple, pour le même cas d'étude mais avec une tension d'entrée de 320 V, l'ondulation optimale de courant minimisant le GER monte à 45 %.

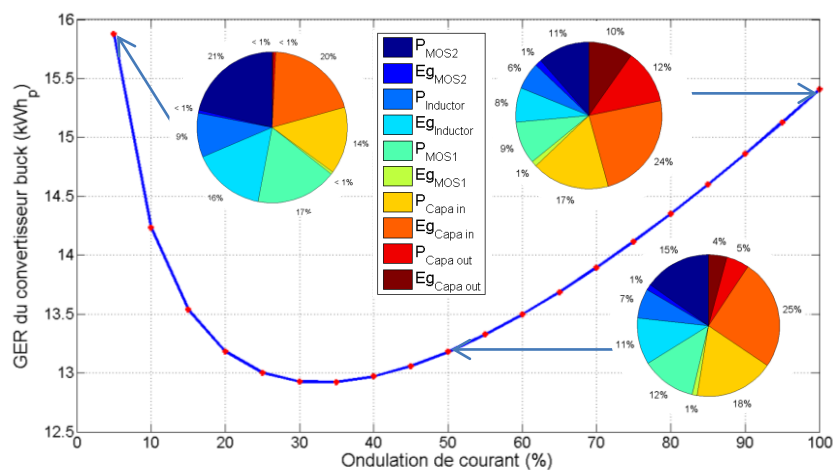


Figure 4-53 : Evolution du GER optimal du convertisseur buck en fonction de l'ondulation de courant au sein de l'inductance de filtrage

4.2.7 Conclusion sur l'éco-dimensionnement de la structure buck

Dans cette section nous avons étudié les résultats de l'éco-dimensionnement d'une structure buck. A l'image de ce que nous avons vu pour le convertisseur flyback, nous avons mis en évidence qu'il existait, pour l'ensemble des composants pris individuellement, un dimensionnement permettant de minimiser leur consommation en énergie primaire. Il en est de même pour la fréquence de découpage, seul paramètre de contrôle, dont le choix permet de trouver un compromis entre la minimisation du GER de l'inductance et des MOSFETs.

Concernant maintenant l'intégration de ce type de convertisseur dans une distribution en courant continu, nous avons vu que plus bas sera le niveau de tension du réseau DC, plus faible sera la consommation en énergie primaire de ce type de convertisseur (bien entendu, à condition que la tension de sortie reste inférieure à celle d'entrée). Cette tendance provient des

valeurs du rapport cyclique associée au niveau de tension d'entrée. Globalement, les fortes valeurs de tension sont contraignantes pour la plupart des composants. Cette topologie semble plutôt adaptée à une distribution en courant continu basse tension.

L'optimisation de l'ondulation de courant a été traitée sous forme d'une analyse paramétrique pour différentes raisons. Comme on pouvait le supposer, un optimum est bien apparu et il serait opportun, dans une procédure d'optimisation du dimensionnement, de traiter l'ondulation comme une variable à part entière, par exemple au même titre que la fréquence de découpage.

Concernant la sensibilité aux paramètres que nous avons étudiés dans le cas de la structure flyback, les tendances resteront même pour la structure buck. La seule différence proviendra de la répartition entre pertes et énergie grise au sein du GER du convertisseur éco-dimensionné qui accentuera l'influence des paramètres influençant l'énergie grise et réduira celle des paramètres influençant les pertes (la part d'énergie au sein du convertisseur buck éco-dimensionné étant plus importante que dans le cas du flyback).

4.3 Comparaison des résultats d'éco-dimensionnement des structures flyback et buck

Dans cette ultime chapitre nous avons souhaité étudier l'éco-dimensionnement des deux topologies DC/DC flyback (isolée) et buck (abaisseuse et non isolée) sur un exemple particulier de profil de consommation et de durée d'usage. La Figure 4-54 permet de comparer l'évolution du GER optimal des structures buck et flyback en fonction du niveau de tension d'entrée.

Dans cet exemple, pour une tension d'entrée inférieure à 150V, le convertisseur buck présente le GER le plus faible et inversement pour les niveaux de tension plus élevés. Autrement dit, lors de l'écoconception d'une alimentation DC/DC pour une distribution en courant continu dont le niveau de tension sera inférieur à 150 V, la topologie buck pourra être choisie (en l'absence de contraintes d'isolation galvanique) pour minimiser la consommation en énergie primaire sur cycle de vie. Et inversement pour une distribution en courant continu dont le niveau de tension serait supérieur à 150 V et pour laquelle la topologie flyback sera mieux adaptée.

Ainsi le GER peut devenir un critère très objectif de comparaison du dimensionnement de structures entre elles. Il est évident que le changement de profil de consommation, la modification de la durée d'usage, le coût énergétique du kWh primaire, les données d'énergie grise (liées par exemple aux matériaux) ... viendront modifier les résultats mais il n'empêche que la comparaison sous cet angle apportera des informations très utiles.

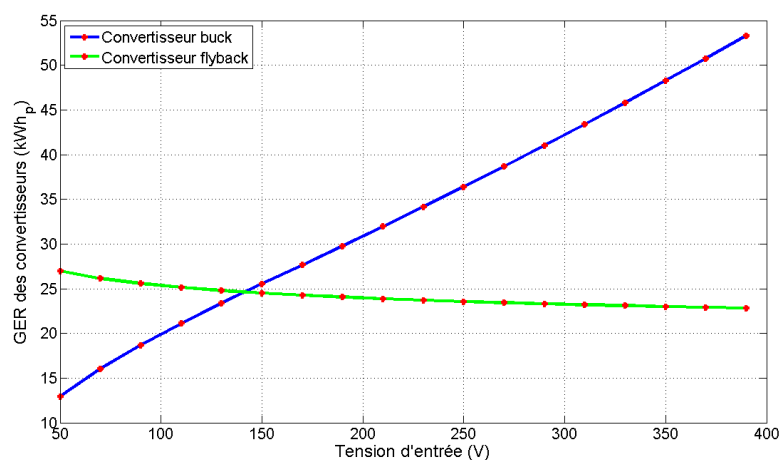


Figure 4-54 : Comparaison du GER minimal des structures DC-DC flyback et buck éco-dimensionnés en fonction du niveau de tension d'entrée (pour une tension de sortie de 20 V et un profil d'usage particulier)

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons analysé les résultats de l'éco-dimensionnement de deux topologies de convertisseur DC/DC sur un profil d'usage particulier, celui de l'alimentation d'un ordinateur portable, simple prétexte pour poser le problème. Ce dimensionnement a montré qu'il était possible de réduire significativement la consommation en énergie primaire des convertisseurs en utilisant des composants un peu plus gros que ceux issus d'un dimensionnement « classique » (principalement réalisé sur la base de contraintes thermiques) et en choisissant judicieusement les paramètres de commande. En partant du principe que le coût d'investissement économique d'un convertisseur est corrélé avec sa consommation en énergie primaire, le coût sur l'ensemble de son cycle de vie s'en trouvera donc réduit. La méthodologie d'éco-dimensionnement peut d'ailleurs parfaitement s'appliquer sur la base de critères économiques pour peu que des fonctions de coût soient élaborées pour les composants. On peut cependant se demander si le consommateur serait prêt à payer le surcoût d'investissement d'un tel produit...

Le niveau de tension continue du réseau de distribution influe manifestement sur le GER et les sens de variation dépendent des structures mais il est encore tôt pour conclure de façon très générale. En ce qui concerne l'influence des convertisseurs sur le GER total d'un système de distribution DC et sur un éventuel optimum de la tension, il est clair que le nombre de convertisseurs, les types de structures envisageables, les profils d'usage mais aussi les matériaux et les technologies vont intervenir. Il reste donc encore du travail...

Il faut bien être conscient que les résultats présentés ici sont avant tout qualitatifs. En effet, les données d'énergie grise disponibles actuellement étant génériques (de façon à pouvoir servir dans une multitude de cas), il est difficile de bien prendre en compte les nombreuses variantes technologiques. Il est également important de rappeler que certaines parties du convertisseur n'ont pas été considérées (capteurs, dissipateurs, protections, drivers, circuits de contrôle, filtre CEM...) et devront être incluses dans de futures études pour pouvoir tirer des conclusions plus fines et plus complètes.

Conclusions et perspectives

Le contexte énergétique, décrit au chapitre 1, met en avant la nécessité de réduire nos consommations d'énergie et d'utiliser des sources d'énergie renouvelables pour satisfaire les besoins de l'humanité. Ainsi, nous avons apporté une contribution à l'étude de la distribution en courant continu des bâtiments équipés d'un système photovoltaïque en toiture, dans l'optique d'améliorer l'efficacité énergétique électrique dans les bâtiments.

Dans un souci d'efficacité énergétique globale, nous avons proposé un dimensionnement fondé sur la minimisation de la consommation en énergie primaire sur l'ensemble du cycle de vie (ou GER pour Global Energy Requirement), c'est-à-dire en considérant la somme des pertes en fonctionnement et de l'énergie grise. Ce critère a été utilisé pour éco-dimensionner à la fois les câbles et deux types de convertisseurs DC/DC flyback et buck destinés à l'alimentation de charges électroniques. Nous avons mis en place une méthodologie spécifique de dimensionnement des composants d'une distribution électrique fondée sur une approche homothétique et nous avons développé des modèles permettant d'évaluer leur énergie grise et leurs pertes en fonction de leurs dimensions caractéristiques.

Pour la plupart des composants (sauf pour les MOSFET), l'étude paramétrique modifiant leurs dimensions a permis de mettre en avant que leurs pertes diminuent lorsque les quantités de matières actives augmentent mais que leur énergie grise augmente. Cela implique l'existence d'un facteur homothétique optimal minimisant la consommation en énergie primaire. Au-dessus de ce facteur homothétique, l'augmentation de l'énergie grise ne conduit plus à une réduction suffisante des pertes en fonctionnement pour compenser l'investissement en énergie grise. Il en résulte que le composant éco-dimensionné présente des pertes cumulées sur sa durée d'usage très proches de son énergie grise. Dans le cas des transistors MOSFET, l'existence d'un facteur homothétique optimal est liée à un compromis entre pertes de conduction et pertes de commutation et l'énergie grise du composant optimal se révèle négligeable devant ses pertes cumulées.

Avec les cas d'étude traités ici (câble ou convertisseur DC/DC), nous avons mis en évidence que l'éco-dimensionnement peut permettre, d'autant plus que les durées cumulées de fonctionnement sont élevées, de réduire significativement la consommation en énergie primaire sur cycle de vie de ces systèmes par rapport à ceux actuellement commercialisés ou préconisés par les normes. Dans la plupart des cas, les systèmes éco-dimensionnés présentent plus d'énergie grise et seront donc potentiellement plus coûteux que ceux utilisés actuellement ; mais sur l'ensemble de leur cycle de vie, ils coûteront moins cher grâce à une plus faible consommation. Le problème est donc similaire à celui de l'isolation des bâtiments, aussi bien du point de vue financier que du point de vue de l'énergie grise.

Pour les convertisseurs, nous avons également optimisé les paramètres de commande. Là encore, nous avons mis en évidence l'importance de l'optimisation des paramètres de commande pour minimiser la consommation en énergie primaire. De façon surprenante (sur les cas étudiés), contrairement à la tendance actuelle qui consiste à augmenter les fréquences de découpage pour réduire l'encombrement des convertisseurs électroniques, la fréquence de découpage optimale s'est révélée relativement basse de l'ordre de la dizaine de kHz. La réduction du volume des composants passifs et donc de l'énergie grise avec l'augmentation de la fréquence ne permettant pas, *a priori*, de compenser l'augmentation des pertes au sein des semi-conducteurs. Mais ces résultats manquent encore de maturité pour être généralisés, notamment à des technologies plus performantes de matériaux et de semi-conducteurs de puissance.

Certaines données des problèmes d'éco-dimensionnement, telles que la durée d'usage, les données d'énergie grise, le coût en énergie primaire du kWh électrique, etc. sont, par définition, dépendantes des usages, des choix technologiques, du lieu de fabrication et/ou d'utilisation du produit. C'est pourquoi nous avons étudié la sensibilité et la robustesse des éco-

dimensionnements à ces données. Il en est ressorti que même si les éco-dimensionnements y sont sensibles, ils n'en sont pas moins robustes (les données n'influent à la fois que sur l'une des deux composantes de l'énergie primaire totale : l'énergie grise ou les pertes en fonctionnement). En effet, le GER résultant d'un dimensionnement optimisé sur la base de données de référence différentes se révèle *in fine* proche du GER calculé avec les données effectives. Partant de ce constat il apparaît plus intéressant de sous-estimer la durée d'usage du produit de façon à réduire sa consommation en ressources minérales. Nous avons cependant remarqué que, dans les situations de consommation impulsionnelle, les éco-dimensionnements de certains composants conduisent au même résultat qu'un dimensionnement classique (sur contraintes thermique et électrique), dans la mesure où les aspects transitoires n'ont pas été pris en compte.

Nos études permettent d'amener des premiers éléments de réponse concernant le choix du niveau de tension pour la distribution en courant continu dans les bâtiments. Dans le cas des câbles et des convertisseurs flyback, plus le niveau de tension sera élevé plus leur GER sera faible, à même conditions d'usage. Ce n'est pas le cas pour le convertisseur buck mais n'oublions pas qu'il est mal adapté aux grands écarts entre niveaux de sortie et d'entrée. De plus, dès lors que cet écart n'est pas trop important, la consommation en énergie primaire du convertisseur buck est plus faible que celle du flyback. En faisant abstraction des systèmes de protection des matériels et des personnes, malheureusement non étudiés dans cette thèse, dans l'hypothèse où les normes imposeraient une isolation galvanique entre le réseau de distribution et la charge, il serait *a priori* plus intéressant de considérer une tension élevée (valeur sans doute limitée par des contraintes de sécurité) pour la distribution en courant continu. Cependant, l'ensemble des autres convertisseurs qui constitueront la distribution en courant continu (redresseur bidirectionnel en tête d'installation, onduleur photovoltaïque, onduleur pour charge électromécanique...), les différents systèmes de protection et les câbles pourront influencer sur le choix d'un niveau de tension optimum d'un point de vue de la consommation en énergie primaire. La problématique du choix du niveau de tension le plus pertinent est donc encore loin d'être résolu...

Concernant les perspectives de nos travaux, il faut être conscient que les résultats présentés tout au long de ce mémoire sont surtout méthodologiques et qu'ils sont pour l'instant plutôt qualitatifs que quantitatifs. Un travail important est aujourd'hui nécessaire pour disposer de données d'énergie grise spécialisées, notamment pour comparer les nombreuses variantes technologiques des différents composants et matériaux. Une prise de conscience des fabricants ou éventuellement des réglementations sont donc nécessaires pour divulguer ces données, qui pourraient leur servir, entre autres, à communiquer sur les performances environnementales de leurs produits. Il est également important de travailler sur le comportement des utilisateurs pour prédire au mieux leurs profils d'usage.

En ce qui concerne les convertisseurs électroniques, pour cette première approche d'éco-dimensionnement (à notre connaissance, totalement novatrice), nous avons fait le choix de quelques approximations dont certaines peuvent être critiquables. Pour aller plus loin dans les éco-dimensionnements, il serait nécessaire de restreindre les hypothèses et d'accroître le périmètre de l'étude en considérant les nombreuses parties non considérées, comme les circuits auxiliaires (écrêteurs, filtres CEM...), les circuits de commande, les éléments de protection et de dissipation thermique, le circuit imprimé, le boîtier... La réduction des hypothèses et la prise en compte de l'ensemble de ces éléments ne permettra plus de découpler aussi aisément les sous-dimensionnement des composants et complexifiera le problème. Mais le fait que le sujet ait été préalablement « débroussaillé » permettra de mieux formaliser le problème d'un éco-dimensionnement plus complet et des outils d'optimisation plus performants. Les paramètres dimensionnels des différents composants ainsi que les matériaux pourront notamment

constituer des degrés de liberté supplémentaires permettant d'aller au-delà des méthodes homothétiques développées dans cette thèse.

Nous nous sommes également restreints à un unique critère environnemental, la consommation en énergie primaire sur cycle de vie. Nous avons vu que selon ce critère, l'énergie grise optimale et donc la quantité de matière active nécessaire, était plus importante que celle utilisée aujourd'hui. Compte tenu des limitations en matières premières minérales, il paraît judicieux de considérer d'autres critères tels que la consommation en ressources minérales non renouvelables et d'inclure les possibilités du recyclage. Ces travaux pourront donc se poursuivre par des éco-dimensionnements multicritères qui conduiront alors à des solutions sous forme de front de Pareto (à l'image de ce qui a déjà été fait pour les convertisseurs électromagnétiques dans [1]). Ces résultats permettraient ensuite d'aiguiller les concepteurs de convertisseurs en fonction de l'importance qu'ils souhaitent donner à tel ou tel critère.

Dans la section 1.3.3 nous avons défini la différence, selon nous, entre les termes éco-dimensionnement et écoconception. Pour tendre vers une réelle écoconception, par exemple incluant le choix d'une topologie de convertisseur, nos travaux pourraient se poursuivre en diversifiant les architectures et les technologies considérées pour chacun des composants. Il serait également intéressant d'étudier différentes stratégies de commandes et de les comparer selon ces mêmes critères environnementaux. Et, dans le contexte de la distribution en courant continu, il serait nécessaire d'étendre le problème à la production photovoltaïque, en passant par les protections et en incluant les différents types de charges électriques, pour aller jusqu'au véhicule électrique et sa connexion « intelligente » au réseau.

D'une façon générale, nos travaux pourraient être utilisés pour élargir les critères de comparaison des systèmes électriques et plus particulièrement ici des convertisseurs statiques, à plusieurs impacts environnementaux plutôt que sur le seul critère du rendement sur cycle ou du rendement au point nominal de fonctionnement utilisé aujourd'hui.

Avec ces travaux, nous avons contribué à l'introduction d'un nouveau concept d'éco-dimensionnement des convertisseurs statiques et des réseaux de câblage. Cette approche s'inscrit dans l'objectif de réduire les consommations énergétiques et, en l'étendant à d'autres critères, les impacts environnementaux en général, en prenant en compte l'ensemble du cycle de vie des dispositifs électriques, même s'il est évident que la sobriété reste la première source d'économie.

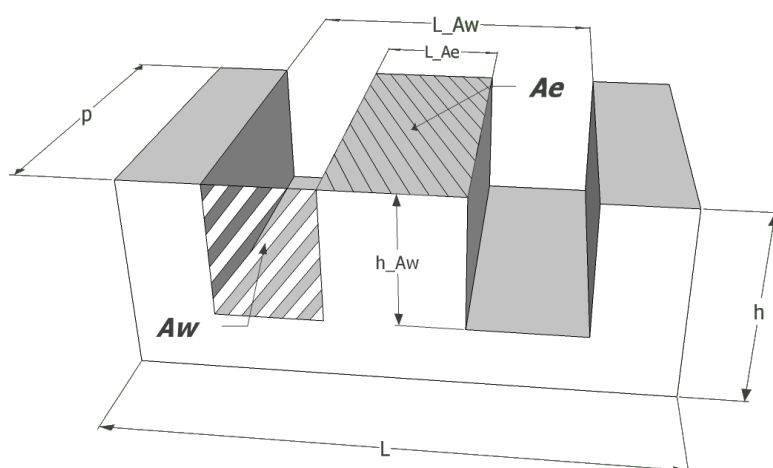
Annexes

Annexe 1 : Caractéristiques du circuit magnétique de référence et éléments de calculs des composants magnétiques (inductance couplée et inductance de lissage)

Au sein de cette annexe, on trouvera les caractéristiques du noyau EPCOS E10/5,5/5 qui nous a servis de référence dans les travaux de cette thèse. L'ensemble des composants magnétiques considérés sont obtenus par homothétie de ce noyau dont deux parties identiques associées à une carcasse support de bobinage constituent un circuit magnétique complet. On présentera également quelques éléments de calcul du dimensionnement des composants magnétiques (inductance à deux enroulements de la structure flyback et inductance de lissage de la structure buck) afin notamment de présenter les différentes hypothèses considérées.

A1.1 Dimensions du circuit E 10/5,5/5

On présente Figure A1-1 le schéma du noyau en E E10/5,5/5 ainsi que ses dimensions caractéristiques. Ce noyau possède un entrefer localisé au niveau de la jambe centrale.



p (mm)	L_{Aw} (mm)	L_{Ae} (mm)	h_{Aw} (mm)	h (mm)	L (mm)	A_e (mm ²)
4,8	7,95	2,35	4,25	5,5	10,2	10,9

Figure A1-1 : Schéma et dimensions caractéristiques du noyau magnétique de référence E10/5,5/5

Pour réaliser les éco-dimensionnements, nous avons besoin de connaître la section de la fenêtre bobineable, le volume de cuivre, la section et de volume du circuit magnétique, les longueurs moyennes de fer et de cuivre et les surfaces d'échanges thermiques. Par la suite, on présentera l'expression de ces différentes dimensions et leurs valeurs pour le circuit magnétique complet (noyau double E). Ces valeurs seront ensuite modifiées par le facteur homothétique pour les longueurs, par son carré pour les sections et par son cube pour les volumes.

A1.1.1 Calcul de la section de la fenêtre bobineable et du volume du circuit magnétique complet

L'équation (1), présente les expressions de la section de la fenêtre bobineable A_w et du volume du circuit magnétique V_{fer} . Pour le calcul du volume, nous avons négligé la contribution de l'entrefer.

$$V_{fer} = (L \times p \times 2h) - ((L_{Aw} - L_{Ae}) \times p \times 2h_w) = 310 \text{ mm}^3$$

$$A_w = \frac{L_{Aw} - L_{Ae}}{2} \times 2h_{Aw} = 24 \text{ mm}^2 \quad (1)$$

A1.1.2 Calcul des longueurs moyennes de fer et de cuivre, du volume de cuivre et des surfaces d'échange thermique

Sur ce circuit magnétique nous pouvons être amenés à bobiner un ou deux enroulements, selon qu'il est utilisé pour faire une inductance de lissage ou pour une inductance couplée (flyback). On présente, Figure A1-2, l'emplacement des bobinages dans ces deux cas de figures. Dans le cas de l'inductance couplée, nous faisons l'hypothèse que les densités de courant et le coefficient de remplissage primaire et secondaire sont égaux et que le bobinage secondaire est bobiné, de façon concentrique, sur le bobinage primaire. On a donc la section occupée par le bobinage primaire égale à celle occupée par le secondaire et une longueur moyenne de spire plus importante pour le secondaire que pour le primaire.

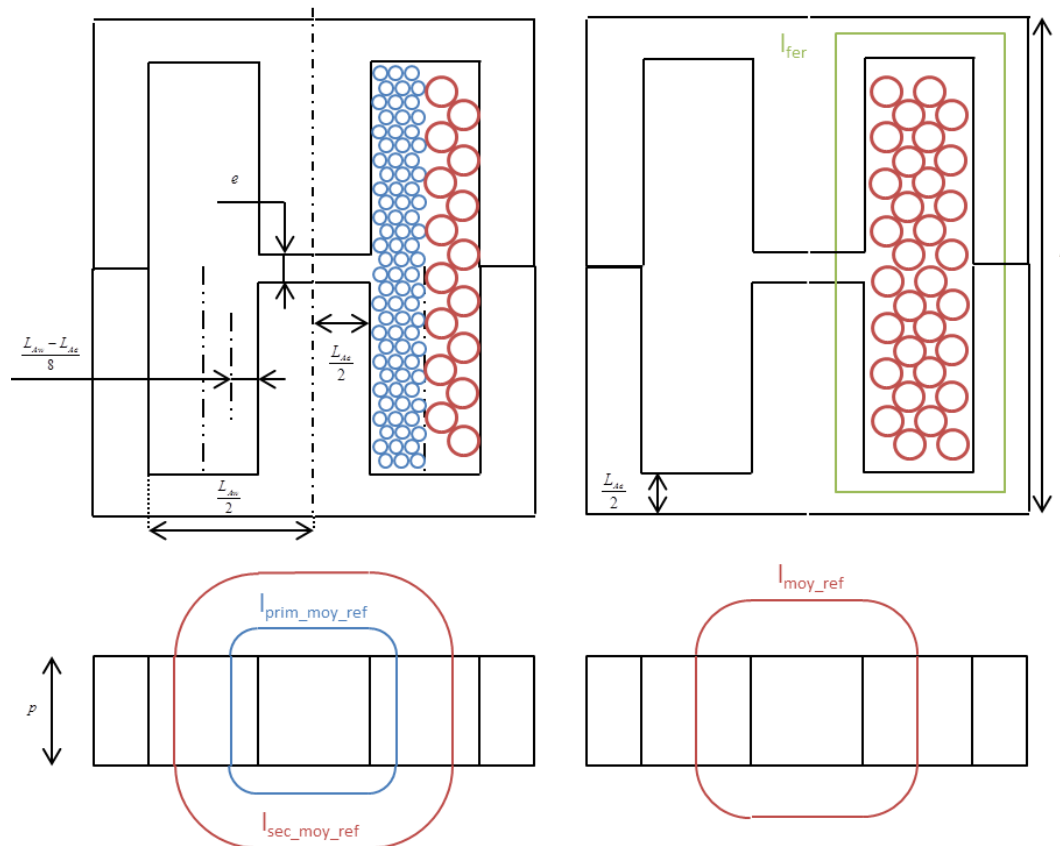


Figure A1-2 : Disposition des enroulements et dimensions caractéristiques (cas du flyback à gauche et de l'inductance de lissage, à droite)

Dans les deux cas nous avons besoin de connaître la longueur moyenne des enroulements pour calculer leur résistance. Il nous faut également la longueur du circuit magnétique pour estimer sa reluctance. On donne, équation (2), le calcul approché des longueurs moyennes primaire (I_{prim_moy}) et secondaire (I_{sec_moy}) et, dans le cas d'un bobinage unique, la longueur moyenne (I_{moy}) ainsi que le calcul de la longueur moyenne du circuit magnétique (I_{fer}).

$$\begin{aligned}
 l_{prim_moy} &= 2p + 2L_{Ae} + 2\pi \frac{L_{Aw} - L_{Ae}}{8} = 18.7 \text{ mm} \\
 l_{sec_moy} &= 2p + 2L_{Ae} + 2\pi \frac{3(L_{Aw} - L_{Ae})}{8} = 27.5 \text{ mm} \\
 l_{moy} &= 2p + 2L_{Ae} + 2\pi \frac{2(L_{Aw} - L_{Ae})}{8} = 23 \text{ mm} \\
 l_{fer} &= 2 \left(\frac{L_{Aw}}{2} + 2 \left(h - \frac{L_{Aw}}{4} \right) \right) = 22 \text{ mm}
 \end{aligned} \tag{2}$$

Il nous reste ensuite à calculer les surfaces d'échanges thermiques et le volume de cuivre. Pour cela on représente Figure A1-3 le composant magnétique une fois bobiné.

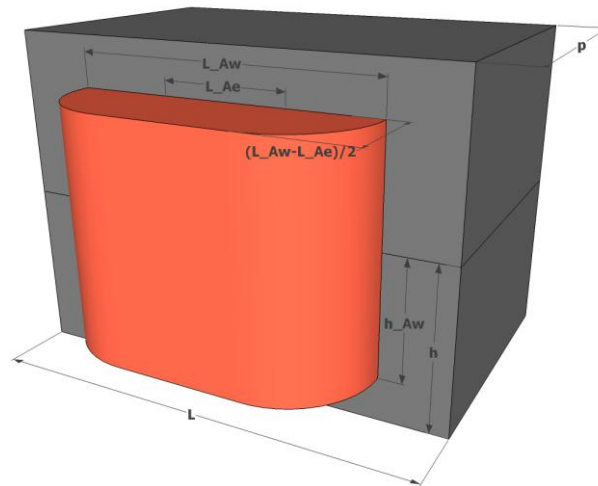


Figure A1-3 : Paramètres géométriques du composant magnétique bobiné

On présente maintenant équation (3), les expressions des surfaces d'échanges ($A_{bob/air}$ et $A_{fer/air}$) et du volume de cuivre (V_{Cu}). Pour l'expression du volume de cuivre nous avons considéré un coefficient de bobinage (k_b) de 0,8 (certes un peu optimiste).

$$\begin{aligned}
 A_{Wire/Air} &= 2 \left[2 \left(\frac{L_{Aw} - L_{Ae}}{2} \times L_{Ae} \right) + (2h_{Aw} \times L_{Ae}) \right. \\
 &\quad \left. + 2 \left(\frac{2\pi}{4} \times \frac{L_{Aw} - L_{Ae}}{2} \times 2h_{Aw} \right) + \left(\pi \left(\frac{L_{Aw} - L_{Ae}}{2} \right)^2 \right) \right] = 216 \text{ mm}^2 \\
 A_{Iron/Air} &= 2 \left[(2h \times L - 2h_{Aw} \times L_{Aw}) + (p \times L) + (p \times 2h) \right] = 293 \text{ mm}^2
 \end{aligned} \tag{3}$$

$$V_{Cu} = A_W k_b L_{av} = 690 \text{ mm}^3$$

L'ensemble des dimensions que nous venons de calculer seront modifiées par les facteurs homothétiques, comme précisé plus haut.

A1.2 Quelques éléments de calcul pour les composants magnétiques

On présente maintenant les expressions que nous avons utilisées lors du dimensionnement des composants magnétiques. On partira de la valeur de l'inductance de lissage, L , ou de l'inductance magnétisante de l'inductance couplée, L_{prim} , (relative aux contraintes d'ondulation ou à la puissance transférable en régime auto-oscillant pour le flyback) et d'un circuit magnétique donné (avec un entrefer e) pour aller jusqu'au calcul des pertes et à la vérification de la contrainte d'induction (ΔB , B_{max} , S_{fil}).

Dans un premier temps, on détermine la valeur de la réluctance du circuit magnétique pour ensuite calculer le nombre de tours. On présente équation (4), leurs expressions.

$$\mathfrak{R} = \frac{e}{\mu_0 A_e} + \frac{l_{fer}}{\mu_0 \mu_r A_e} \quad (4)$$

$$N = \sqrt{\mathfrak{R}L} \quad \text{ou} \quad N_{prim} = \sqrt{\mathfrak{R}L_{prim}} \quad \text{et} \quad N_{sec} = m \times N_{prim}$$

A partir de ces éléments, on peut maintenant calculer la variation d'induction (ΔB) et la section de cuivre des conducteurs de l'inductance de lissage (S_{fil}) ou des enroulement primaire et secondaire de l'inductance couplée (S_{1fil} , S_{2fil}), qui nous permettront de calculer les pertes, et l'induction maximale (B_{max}) relative à la contrainte d'induction (voir équation (5)). A partir des pertes, l'échauffement du circuit magnétique et du bobinage pourront être évalués.

$$\Delta B = \frac{L \Delta I_L}{N A_e} \quad B_{max} = \frac{L \Delta I_{Lmax}}{N A_e} \quad S_{fil} = \frac{A_w \times k_b}{N} \quad (5)$$

$$\Delta B = \frac{L_{prim} \Delta I_{Lprim}}{N_{prim} A_e} \quad B_{max} = \frac{L_{prim} \Delta I_{Lprim max}}{N_{prim} A_e} \quad S_{1fil} = \frac{A_w \times k_b}{2 N_{prim}} \quad S_{2fil} = \frac{A_w \times k_b}{2 N_{sec}}$$

En fonction des méthodes de dimensionnement, on cherchera à modifier ensuite la valeur de l'entrefer et les dimensions du circuit magnétique pour respecter les différentes contraintes (thermique, induction maximale...).

Annexe 2 : Données constructeur ayant servies à la modélisation

On présente au sein de cette annexe l'ensemble des données qui ont servies à établir les modèles développés au cours de la thèse.

A2.1 Données relatives aux transistors MOSFET

Les données que nous présentons ici sont issues à la fois de la documentation du fabricant IXYS, portant sur les caractéristiques de puces nues [1], associée à l'ensemble des documentations des transistors fabriqués sur la base de ces puces (on trouvera l'ensemble des références dans [1]). Nous avons choisi de considérer la gamme de transistors *planar* HiperFET Power MOSFET. On présente, tableau 1, l'ensemble des transistors de cette gamme et leurs caractéristiques suivantes : calibre en courant (I_{DS}), tenue en tension (BV_{DS}), surface de puce, résistance à l'état passant (R_{DSon}) et part de la charge stockée associée au plateau de Miller (Q_{GD}). Le calibre en courant est spécifié pour une température de boîtier de 25°C (équivalent à un radiateur infini), la résistance à l'état passant pour une température de jonction de 25°C et une tension V_{GS} correspondant à la moitié de la valeur maximale. Finalement, la part de charge stockée lors du plateau de Miller est définie pour la moitié de la tenue en tension du transistor. Nous avons choisi de ne pas considérer les transistors de tenue en tension inférieure ou égale à 100V et les transistors contenant la mention Q2 dans leur référence (références rayées dans le tableau Tableau A2-1). En effet ces derniers présentaient des caractéristiques en dehors des tendances générales, certainement à cause de l'utilisation d'une technologie ou d'un process de fabrication différent.

Tableau A2-1 : Données relatives aux transistors MOSFET

N° d'échantillon	Référence Puce	BV_{DS} (V)	I_{DS} (A)	R_{DSon} (m Ω)	Q_{GD} (nC)	Section (mm ²)
	IXFD180N07-9X	70	180	7	210	151
	IXFD340N07-9Y	70	340	5	300	226
	IXFD180N085-9X	85	180	7	160	151
	IXFD280N085-9Y	85	280	5	300	226
	IXFD80N10Q-8X	100	80	18	90	88
	IXFD170N10-9X	100	170	11	257	151
	IXFD230N10-9Y	100	230	7	345	226
1	IXFD88N20Q-82	200	88	35	73	87
2	IXFD120N20-9X	200	120	20	150	151
3	IXFD180N20-9Y	200	180	14	330	226
4	IXFD40N30Q-72	300	40	95	47	64
5	IXFD52N30Q-82	300	52	75	125	87
6	IXFD73N30Q-8Y	300	73	50	95	126
7	IXFD90N30-9X	300	90	40	180	151
8	IXFD130N30-9Y	300	130	28	190	226
9	IXFD40N50Q-82	500	40	150	65	87
	IXFD40N50Q2-84	500	40	150	55	87
10	IXFD48N50Q-8Y	500	48	110	95	126

11	IXFD55N50-9X	500	55	100	165	151
	IXFD66N50Q2-94	500	66	85	100	151
	IXFD80N50Q2-95	500	80	70	130	198
12	IXFD80N50-9Y	500	80	60	190	226
13	IXFD23N60Q-72	600	23	350	45	64
14	IXFD30N60Q-82	600	30	250	67	87
15	IXFD36N60Q-8Y	600	36	170	162	126
16	IXFD44N60-9X	600	44	140	165	151
	IXFD52N60Q2-94	600	52	130	100	151
	IXFD70N60Q2-95	600	70	90	132	198
17	IXFD60N60-9Y	600	60	90	190	226
18	IXFD23N80Q-82	800	23	440	65	87
19	IXFD27N80Q-8Y	800	27	350	85	126
20	IXFD34N80-9X	800	34	250	135	151
	IXFD38N80Q2-94	800	38	250	95	151
	IXFD50N80Q2-95	800	50	170	130	198
21	IXFD44N80-9Y	800	44	160	190	226
22	IXFD24N90Q-8Y	900	24	500	85	126
23	IXFD26N90-9X	900	26	330	120	151
24	IXFD39N90-9Y	900	39	220	195	226
25	IXFD6N100Q-5U	1000	6	2000	24	46
26	IXFD10N100-7Y	1000	10	1200	60	64
	IXFD14N100Q2-7F	1000	14	1000	40	64
27	IXFD14N100-8X	1000	14	750	110	88
28	IXFD21N100Q-8Y	1000	21	520	85	126
	IXFD21N100F-8F	1000	21	520	80	126
29	IXFD24N100-9X	1000	24	420	97	151
	IXFD38N100Q2-95	1000	38	280	125	198
30	IXFD36N100-9Y	1000	36	270	190	226
31	IXFD3N120-4U	1200	3	4500	20	29

A2.2 Données relatives aux diodes Schottky

Les données présentées ici sont également issues à la fois de la documentation technique concernant les puces nues Vishay [2] et de documentations techniques des différentes diodes Schottky employant ces puces (on trouvera l'ensemble des références dans [2]). Nous avons considéré la gamme « high performance Schottky » constituée de 37 références. Les calibres en tension de cette série vont de 15V à 150V et les calibres en courant de 1A à 150A. Le Tableau A2-2 représente les références utilisées et leurs caractéristiques suivantes : tenue en tension (V_{RM}), calibre en courant (I_F), surface de puce, résistance dynamique (R_F), chute de tension sous I_F (V_{Fmax}). Comme pour le transistor MOSFET, le calibre en courant est défini pour une température de boîtier de 25°C. La résistance dynamique n'est pas directement spécifiée par le constructeur. Elle a été établie en considérant un modèle linéaire par parties à deux segments et en utilisant la chute de tension maximale précisée par le constructeur lorsque le courant nominal transite dans la diode (pour une température de boîtier de 25°C). On rappelle que, par la suite, nous avons fixé une tension de seuil constante de 0,1V quelle que soit la tenue en tension de la diode.

Tableau A2-2 : Données relatives aux diodes Schottky

Référence puce	V_{RM} (V)	I_F (A)	Surface (mm ²)	R_F (m Ω)	V_{Fmax} @ I_F (V)
SC036S020S5B	15	1	0,81	150	0,25
SC125R015S5B	15	15	9,8	23	0,31
SC036S020S5B	20	1	0,81	350	0,45
SC125S020A5BT	20	15	9,8	10	0,51
SC036S030A5B	30	1	0,81	400	0,5
SC170S030A5B	30	20	12,2	19	0,48
SC200S030S5B	30	25	25	15	0,48
SC275S030S5B	30	150	47,3	3	0,55
SC036S045A5B	45	1	0,81	450	0,55
SC060S045S5P	45	3	2,3	143	0,53
SC070H045A5B	45	6	4	41	0,71
SC105H045A5P	45	10	8,2	35	0,62
SC105H045S5B	45	8	8,2	35	0,62
SC105S045S5B	45	15	8,2	22	0,76
SC125H045A5P	45	15	9,8	35	0,62
SC170H045A5P	45	18	12,2	28	0,6
SC180H045S5P	45	30	16,9	20	0,61
SC180S045A5P	45	20	16,9	17	0,49
SC200S045S5P	45	50	25	9	0,56
SC036S045S5B	60	1	0,81	530	0,63
SC060S060A5B	60	3	2,25	170	0,61
SC105S060A5P	60	15	8,2	33	0,6
SC125S060A5BT	60	15	9,8	33	0,6
SC180S060A5B	60	20	16,9	22	0,53
SC036H100S5B	100	1	0,81	750	0,85
SC050H100A5F	100	2	1,6	345	0,79
SC060H100S5B	100	3	2,3	237	0,81
SC070H100A5B	100	6	4	71	0,95
SC105H100A5B	100	15	8,2	51	0,86
SC125H100S5B	100	15	9,8	51	0,86
SC180H100S5P	100	20	16,9	34	0,77
SC200H100S5P	100	30	25	22	0,77
SC275H100S5B	100	60	47,3	11	0,77
SC070H150A5B	150	5	4	100	1,1
SC105H150A5B	150	10	8,2	43	0,96
SC105H150A5F	150	15	8,2	43	0,96
SC200H150A5B	150	40	25	18	0,83

A2.3 Données relatives aux condensateurs électrochimiques

On présente dans les Tableau A2-3 et 4, les données ayant permis d'établir les modèles concernant les condensateurs électrochimiques. Ces modèles ont été construits sur la base des condensateurs de la gamme 058/059 PLL-SI du fabricant Vishay. Ces condensateurs sont de types aluminium à électrolyte liquide de forme cylindrique. Ces gammes contiennent initialement 130 références pour des tenues en tension allant de 10V à 100V pour la gamme 058PLL-SI et 200V à 400V pour la gamme 059PLL-SI. Lors de la construction des modèles nous

avons choisi de mélanger les deux séries pour constituer des données pour les condensateurs « basse tension » (de 10 à 63V, Tableau A2-3) et des données pour les condensateurs « haute tension » (de 100V à 400V, Tableau A2-4) en accord avec nos cas d'études. On présente ci-dessous, dans les deux tableaux 3 et 4, l'ensemble des données : capacité (C), tenue en tension (U_R), valeur efficace admissible ($I_{AC,R}$), résistance équivalente série (ESR) et volume. Lorsqu'un condensateur présente un volume plus important pour une valeur d'ESR plus importante ou équivalente nous ne l'avons pas pris en compte (références rayées dans les Tableaux A2-3 et A2-4).

Tableau A2-3 : Donnée relatives aux condensateurs électrochimiques « basse tension »

N° d'échantillon	C (μ F)	U_R (V)	$I_{AC,R}$ @10kHz 105°C (A)	ESR_{max} @10kHz 20°C (m Ω)	Volume (cm ³)
1	4700	10	2.3	57	9.5
2	6800	10	2.88	44	11.4
3	10000	10	3.32	42	14.7
4	10000	10	3.88	32	15.2
	15000	40	4.17	34	21.2
5	15000	10	4.46	30	19.6
	22000	40	5.45	25	28.3
6	22000	10	5.52	24	24.5
	33000	40	6.08	24	38.5
7	33000	10	6.73	21	35.3
	47000	40	7.35	24	48.1
8	3300	16	2.24	57	9.5
9	4700	16	2.78	44	11.4
10	6800	16	3.25	42	14.7
11	6800	16	3.75	32	15.2
	10000	46	4.06	34	21.2
12	10000	16	4.32	30	19.6
	15000	46	5.37	25	28.3
13	15000	16	5.37	24	24.5
	22000	46	5.98	24	38.5
14	22000	16	6.69	21	35.3
	33000	46	7.35	24	48.1
15	2200	25	2.08	57	9.5
16	3300	25	2.63	44	11.4
17	4700	25	3.07	42	14.7
18	4700	25	3.54	32	15.2
	6800	25	3.85	34	21.2
19	6800	25	4.12	30	19.6
	10000	25	5.16	25	28.3
20	10000	25	5.16	24	24.5
	15000	25	5.79	24	38.5
21	15000	25	6.41	21	35.3
	22000	25	7.16	24	48.1
22	1500	40	2.01	65	9.5
23	2200	40	2.49	50	11.4
24	3300	40	2.99	45	14.7
25	3300	40	3.39	37	15.2
	4700	40	3.64	40	21.2
26	4700	40	3.9	32	19.6
	6800	40	4.84	29	28.3

27	6800	40	5	26	24.5
	10000	40	5.1	29	38.5
28	10000	40	6.08	24	35.3
	15000	40	6.36	24	48.1
29	1000	50	1.83	69	9.5
30	1500	50	2.29	54	11.4
31	2200	50	2.77	47	14.7
32	2200	50	3.11	38	15.2
	3300	50	3.43	44	21.2
33	3300	50	3.75	33	19.6
	4700	50	4.6	30	28.3
34	4700	50	4.7	27	24.5
	6800	50	4.89	30	38.5
35	6800	50	5.78	24	35.3
	10000	50	6.15	24	48.1
36	680	63	1.43	69	9.5
37	1000	63	1.78	54	11.4
38	1500	63	2.15	47	14.7
39	1500	63	2.44	38	15.2
	2200	63	2.77	44	21.2
40	2200	63	2.93	33	19.6
	3300	63	3.75	30	28.3
41	3300	63	3.75	27	24.5
	4700	63	4.45	30	38.5
42	4700	63	4.73	24	35.3
	6800	63	5.59	24	48.1

Tableau A2-4: Données relatives aux condensateurs électrochimiques « haute tension »

N° d'échantillon	C (µF)	U _R (V)	I _{AC,R} @100Hz 105°C (A)	ESR _{max} @10kHz 20°C (mΩ)	Volume (cm ³)
1	330	100	1.12	250	9.5
2	470	100	1.39	190	11.4
3	680	100	1.65	140	14.7
	680	100	1.92	140	15.2
	1000	100	2.4	115	21.2
4	1000	100	2.26	115	19.6
	1500	100	2.99	85	28.3
5	1500	100	2.9	85	24.5
	2200	100	3.72	65	38.5
6	2200	100	3.82	65	35.3
7	3300	100	4.68	50	48.1
8	100	200	0.53	730	9.5
9	150	200	0.67	540	11.4
10	220	200	0.86	430	13.3
	220	200	0.87	430	14.7
	330	200	1.12	300	21.2
11	330	200	1.12	300	19.6
	470	200	1.46	225	24.7
12	470	200	1.25	225	24.5
13	680	200	1.87	155	31.8
	680	200	1.85	155	33.7
14	1000	200	2.45	125	48.1
15	68	250	0.49	760	9.5

16	100	250	0.62	570	11.4
17	150	250	0.82	440	13.3
	150	250	0.82	440	14.7
18	220	250	1.03	300	17.2
	220	250	1.06	300	21.2
	330	250	1.43	225	24.7
19	330	250	1.40	225	24.5
20	470	250	1.79	155	31.8
	470	250	1.79	155	33.7
21	680	250	2.25	125	43.3
22	33	385	0.32	3000	9.5
23	47	385	0.41	2100	11.4
24	68	385	0.53	1460	13.3
	68	385	0.52	1460	14.7
	100	385	0.72	1010	21.2
25	100	385	0.72	1010	19.6
	150	385	0.99	675	28.3
26	150	385	0.99	675	24.5
	220	385	1.31	465	38.5
27	220	385	1.31	465	35.3
28	330	385	1.75	320	48.1
29	47	400	0.3	3490	11.4
30	68	400	0.38	2420	13.3
	68	400	0.41	2420	14.7
	100	400	0.55	1660	21.2
31	100	400	0.55	1660	19.6
	150	400	0.68	1110	24.7
32	150	400	0.78	1110	24.5
	220	400	0.94	760	38.5
33	220	400	0.94	760	35.3
34	330	400	1.25	510	48.1

Annexe 3 : Formes d'onde et expressions caractéristiques des convertisseurs étudiés

Dans cette annexe, nous présentons les formes d'ondes et les différentes expressions des structures de convertisseur que nous avons éco-dimensionnés : celles de type flyback et buck synchrone. Pour établir l'ensemble de ces expressions nous avons fait les hypothèses suivantes :

- Les pertes énergétiques sont négligées au premier ordre devant la puissance convertie ;
- Les valeurs moyennes des tensions d'entrée et de sortie sont supposées constantes (des contraintes d'ondulation relatives au découpage seront considérées, mais les effets de ces ondulations sur le fonctionnement resteront négligeables) ;
- les chutes de tension sont négligées également au premier ordre devant les tensions d'entrée et de sortie mais les pertes énergétiques qui leur sont associées seront prises en compte.

A3.1 Convertisseur DC/DC flyback commandé en mode auto-oscillant

Le schéma électrique d'une structure flyback est présenté à la Figure A3-1 ainsi que les grandeurs électriques et les variables de commande qui le caractérisent.

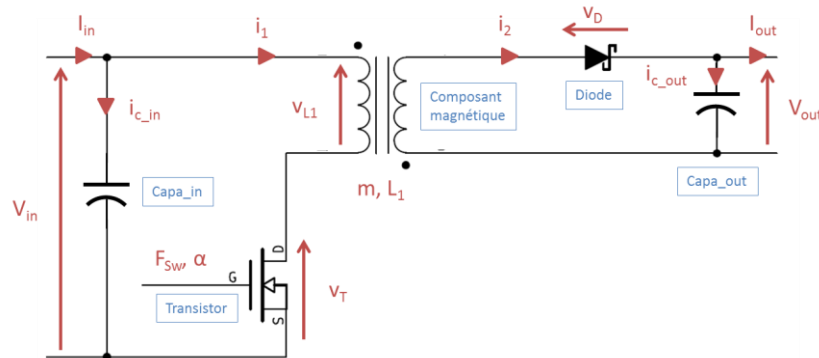


Figure A3-1: Schéma électrique d'une structure DC/DC flyback

Ce convertisseur sera piloté en mode auto-oscillant, c'est-à-dire en limite des régimes continu et discontinu [1]. L'interrupteur sera amorcé à la fin de la démagnétisation c'est-à-dire lors du passage à zéro du courant secondaire (i_2) ou de l'annulation de la tension au primaire ou au secondaire, et bloqué sur une consigne de courant primaire (i_1) crête issue du régulateur de la boucle de tension.

A3.1.1 Principe de fonctionnement

- Pour $t \in [0, \alpha T]$ (phase de stockage)

L'interrupteur se ferme, on a donc la tension aux bornes du primaire du composant magnétique qui est égale à V_{in} . Au secondaire, la tension aux bornes de la diode est négative et vaut $-m \cdot V_{in} - V_{out}$ (en négligeant la chute de tension dans l'interrupteur). On assiste donc à une croissance du courant au primaire du composant magnétique selon l'expression (1)

$$i_1(t) = \frac{V_{in} \times t}{L_1} \quad (1)$$

- Pour $t = \alpha T$

L'interrupteur s'ouvre et l'inductance de fuites de l'inductance couplée induit une surtension ΔV_k aux bornes de l'interrupteur. Dans notre étude nous avons choisi de négliger cette surtension ainsi que l'écrêteur associé nécessaire pour dissiper cette énergie. Nous sommes conscients que cette hypothèse n'est pas réaliste, notamment du point de vue des pertes d'écrêtage et de la surtension requise, mais la prise en compte de ce phénomène compliquait très significativement l'optimisation dans ce contexte d'une approche de dimensionnement relativement novatrice. La commutation est alors supposée instantanée et la conservation de l'énergie dans l'inductance couplée au moment du blocage du transistor conduit à un courant dans la diode défini par l'équation (2).

$$i_2(\alpha T) = I_{2\max} = \frac{i_1(\alpha T)}{m} = \frac{I_{1\max}}{m} \quad I_{1\max} = \frac{V_{in} \times \alpha T}{L_1} \quad (2)$$

- Pour $t \in [\alpha T, (1-\alpha)T]$

La diode étant passante on retrouve aux bornes du secondaire de l'inductance couplée $-V_{out}$ (en négligeant la chute de tension dans la diode et en supposant la capacité du condensateur de sortie suffisamment élevée pour que la tension soit bien lissée). Le courant i_2 décroît et l'interrupteur voit à ses bornes la somme de la tension d'entrée et de la tension secondaire ramenée au primaire. On donne, équation (3), l'expression de ces deux grandeurs.

$$i_2(t) = \frac{-V_{out} \times (t - \alpha T)}{m^2 L_1} + \frac{i_1(\alpha T)}{m} \quad V_k = V_{in} + \frac{V_{out}}{m} \quad (3)$$

On arrive donc aux formes d'onde présentées sur la Figure A3-2.

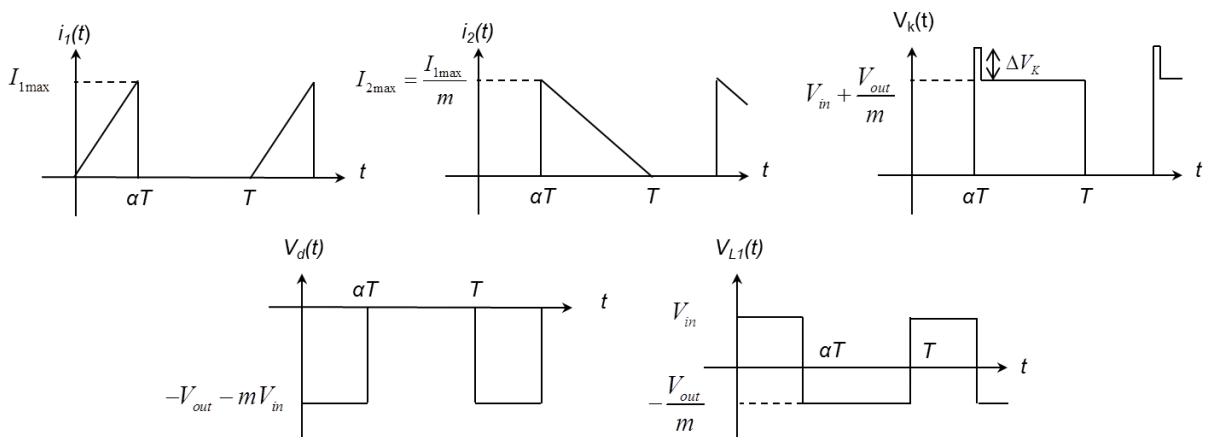


Figure A3-2 : Formes d'onde dans une structure flyback commandée en mode auto-oscillant

A partir de ces formes d'onde, on peut déterminer la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie. Pour trouver cette relation on peut exploiter le fait qu'en régime permanent la valeur moyenne de la tension aux bornes du primaire (ou du secondaire) du composant magnétique est nulle. Ainsi en résolvant l'équation (4), où toutes les chutes de tension sont négligées, on arrive à la relation (1.4).

$$\int_0^T V_{L1}(t).dt = 0 \Leftrightarrow V_{in} \times \alpha T - \frac{V_{out} \times (1-\alpha)T}{m} = 0 \Leftrightarrow V_{out} = \frac{m \times \alpha}{(1-\alpha)} V_{in} \quad (4)$$

Nous allons maintenant fournir les différentes expressions de courant et de tension permettant de dimensionner les composants et de calculer leurs pertes.

A3.1.2 Expressions caractéristiques

A3.1.2.1 Composant magnétique

On rappelle que, dans le cas d'une commande en mode auto-oscillant, l'inductance couplée doit être choisie pour garantir un fonctionnement en limite des régimes continu/discontinu. Pour cela, l'inductance couplée doit stocker exactement (aux pertes près, négligées) l'énergie à transmettre pour se démagnétiser complètement à la fin de chaque période de découpage. On présente, équation (5), l'expression de l'inductance primaire (L_1) en fonction de la puissance nominale du convertisseur P_{nom} et de la fréquence de commutation souhaitée à puissance nominale (F_{sw_nom}). On présente également l'expression du rapport de transformation (m) en fonction du rapport cyclique de commutation α .

$$\frac{1}{2} L_1 I_{max}^2 = \frac{P_{max}}{F} \Leftrightarrow L_1 = \frac{(\alpha V_{in})^2}{2P_{max} \times F_{sw_nom}} \quad m = \frac{(1-\alpha)V_{out}}{\alpha V_{in}} \quad (5)$$

Hormis la valeur de l'inductance primaire (ou magnétisante) et la valeur du rapport de transformation, nous avons besoin des valeurs maximales et efficaces des courants primaire et secondaire (I_{1max} , I_{1eff} , I_{2max} et I_{2eff}), pour dimensionner l'inductance et calculer ses pertes. On exprime, équation (6), l'ensemble de ces grandeurs à partir de la valeur moyenne des courants d'entrée et de sortie (I_{in} et I_{out}).

$$I_{in} = \int i_1(t)dt = \frac{\alpha I_{1max}}{2} \Leftrightarrow I_{1max} = \frac{2I_{in}}{\alpha} \quad I_{1eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} I_{1max} = \frac{2I_{in}}{\sqrt{3}\alpha} \quad (6)$$

A3.1.2.2 MOSFET

Pour dimensionner le MOSFET nous avons besoin de connaître la tension qu'il aura à supporter, la valeur efficace et la valeur maximale du courant qu'il aura à commuter. On présente équation (7) l'ensemble de ces expressions. On rappelle que lors de notre étude nous n'avons pas pris en compte la surtension ΔV_T provenant de l'écrêtage des fuites lors de l'ouverture du transistor. La fermeture de l'interrupteur se faisant à zéro de courant avec un pilotage en mode auto-oscillant, les pertes en commutation à la fermeture de l'interrupteur seront nulles.

$$BV_{ds} = \frac{V_{in}}{1-\alpha} \quad I_{K_{eff}} = I_{I_{eff}} = \frac{2I_{in}}{\sqrt{3\alpha}} \quad I_{K_{max}} = I_{I_{max}} = \frac{2I_{in}}{\alpha} \quad (7)$$

A3.1.2.3 Diode Schottky

Contrairement aux MOSFET, les diodes sont plutôt dimensionnées par rapport à leur courant moyen (responsable de la majorité des pertes). Il est également nécessaire de connaître la tension maximale inverse qu'elles devront supporter (V_{RM}). On présente équation (8), leurs expressions.

$$I_D = I_{out} \quad V_{RM} = -mV_{in} - V_{out} = -\frac{mV_{in}}{1-\alpha} \quad (8)$$

A3.1.2.4 Condensateurs de filtrage

On présente Figure A3-3 les formes d'ondes des courants dans les condensateurs d'entrée et de sortie. En fonction de la fréquence de découpage, l'ondulation de tension, dimensionnante pour les condensateurs de filtrage, sera d'origine soit résistive, soit capacitive.

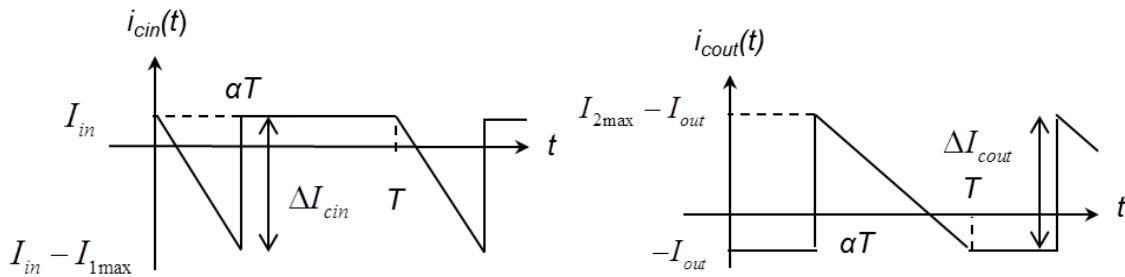


Figure A3-3 : Formes d'onde du courant au sein des condensateurs d'entrée et de sortie

La capacité minimale des condensateurs sera choisie de façon à ce que l'ondulation de courant induise une ondulation de tension capacitive inférieure à la contrainte.

$$C_{in} = \frac{\Delta Q_{in}}{\Delta V_{in}} \quad \text{avec } \Delta Q_{in} = I_{in}(1-\alpha)T + \frac{1}{2}I_{in} \frac{L_1 I_{in}}{V_{in}} \quad (9)$$

$$C_{out} = \frac{\Delta Q_{out}}{\Delta V_{out}} \quad \text{avec } \Delta Q_{out} = I_{out} \alpha T + \frac{1}{2}I_{out} \frac{mL_1 I_{out}}{V_{out}}$$

Ensuite, c'est l'ESR des condensateurs qui sera déterminée de façon à ce que la composante résistive de l'ondulation de tension reste inférieure à la contrainte. Au vu des fréquences et de la technologie de condensateur considérée, la part résistive de l'ondulation se révèle prépondérante vis-à-vis de la composante capacitive. Par conséquent, nous avons utilisé la seconde formulation (équation (10)).

$$\begin{aligned}
 ESR_{in} &= \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_{cin}} \quad \text{avec } \Delta I_{cin} = I_{1max} = \frac{2I_m}{\alpha} \\
 ESR_{out} &= \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{cout}} \quad \text{avec } \Delta I_{cout} = I_{2max} = \frac{2I_{out}}{1-\alpha}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

On doit également s'assurer, pour des raisons d'échauffement, que le courant efficace ne dépasse pas les préconisations du constructeur. A ce titre on donne équation (11) les expressions des valeurs efficaces des courants des condensateurs d'entrée et de sortie.

$$\begin{aligned}
 I_{Cin_eff}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T (i_{Cin}(t))^2 .dt = I_{1eff}^2 - I_{in}^2 = \frac{\alpha}{3} I_{1max}^2 - I_{in}^2 \\
 &\Rightarrow I_{Cin_eff} = \sqrt{\frac{4-3\alpha}{3\alpha}} I_{in} \\
 I_{Cout_eff}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T (i_{Cout}(t))^2 .dt = I_{2eff}^2 - I_{out}^2 = \frac{1-\alpha}{3} I_{outmax}^2 - I_{out}^2 \\
 &\Rightarrow I_{Cout_eff} = \sqrt{\frac{1+3\alpha}{3(1-\alpha)}} I_{out}
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

A3.2 Structure DC/DC buck synchrone commandée à fréquence fixe

Nous allons maintenant résumer les différentes expressions qui régissent le fonctionnement d'un convertisseur buck (abaisseur) synchrone. Dans un hacheur à redressement synchrone, on remplace la diode de roue libre par un interrupteur commandé complémentaires par rapport à l'interrupteur principal, ce qui conduit ce montage à fonctionner toujours en régime de conduction continue, y compris aux faibles charges. Cela permet, surtout, de réduire les pertes de conduction en phase de roue libre grâce à une plus faible chute de tension. La fréquence de découpage est maintenue constante quelle que soit la consommation de la charge et le rapport cyclique est ajusté pour réguler la tension de sortie. On présente Figure A3-4 le schéma électrique du convertisseur ainsi que grandeurs électriques et de commande qui le caractérise.

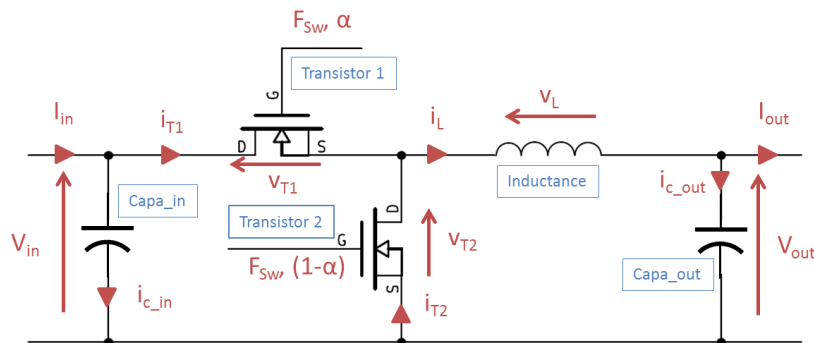


Figure A3-4 : Structure du convertisseur buck synchrone

A3.2.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de ce convertisseur élémentaire ne sera pas décrit ici. Pour plus de précision on se reportera à l'ouvrage [1]. On présente cependant les formes d'onde caractéristiques de ce convertisseur lorsque le niveau du courant de sortie est relativement élevé devant l'ondulation du courant dans l'inductance de lissage (voir Figure A3-5). A faible charge, l'absence de phénomène de conduction discontinue conduit aux mêmes formes d'onde pour les tensions.

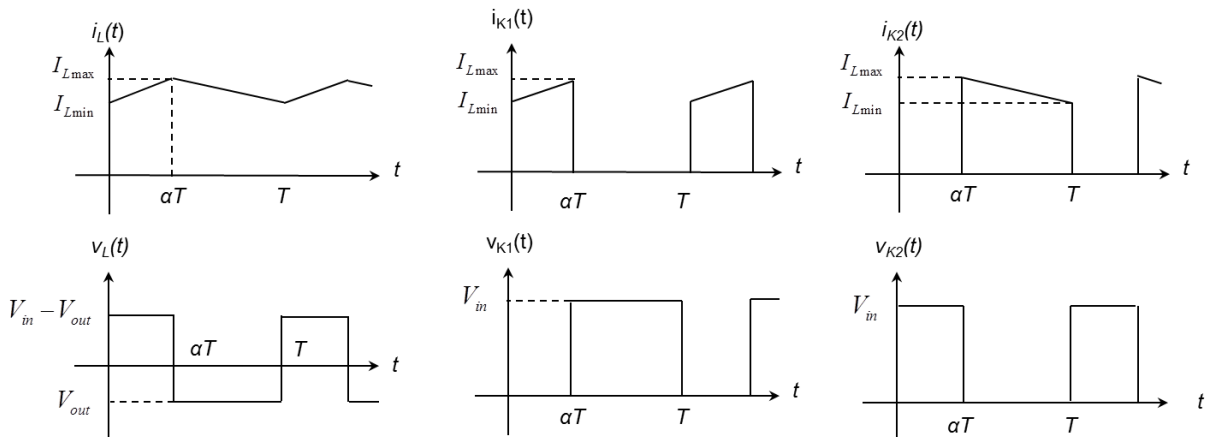


Figure A3-5 : Formes d'onde caractéristiques d'un convertisseur buck synchrone

A partir de ces formes d'onde on peut déterminer la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie, que l'on donne équation (12) dans le cadre des hypothèses précisées en début d'annexe.

$$V_{out} = \alpha V_{in} \quad (12)$$

Nous allons maintenant fournir les différentes expressions de courant et de tension permettant de dimensionner les composants et de calculer leurs pertes.

A3.2.2 Expressions caractéristiques du convertisseur DC/DC buck synchrone

A3.2.2.1 Inductance de lissage

Dans la structure buck le composant magnétique lisse le courant de sortie contribuant ainsi au filtrage de la tension de sortie. Le choix de la valeur de l'inductance sera lié à la valeur de l'ondulation de courant, paramètre intermédiaire de calcul pour respecter la contrainte d'ondulation de tension de sortie. On donne équation (13), l'expression liant la valeur de l'inductance à l'ondulation de courant Δi_L , à la fréquence de commutation (F_{sw}) et au rapport cyclique lui-même fonction du rapport des tensions de sortie et d'entrée.

$$L = \frac{(1-\alpha)V_{in}}{\Delta i_L F_{sw}} \quad (13)$$

Afin de calculer les pertes au sein de l'inductance, on exprime maintenant les valeurs minimale, maximale et efficace du courant circulant dans l'inductance (voir équation (14)).

$$I_{L\min} = I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad I_{L\max} = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad I_{Leff} = \sqrt{I_{out}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (14)$$

A3.2.2.2 Transistors MOSFET

Les tenues en tension nécessaires pour les deux transistors sont égales. On donne leur expression équation (15), en l'absence de toute marge de sécurité.

$$BV_{ds1} = BV_{ds2} = V_{in} \quad (15)$$

Afin de calculer les pertes en conduction et en commutation on exprime maintenant équation (16), les valeurs maximale, minimale et efficace des courants circulant dans chacun des transistors. Les valeurs maximale et minimale sont les mêmes pour les deux transistors.

$$I_{K\min} = I_{L\min} = I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad I_{K\max} = I_{L\max} = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{K1eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3} (I_{k\max}^2 + I_{k\max} \times I_{k\min} + I_{k\min}^2)} = \sqrt{\alpha \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (16)$$

$$I_{K2eff} = \sqrt{\frac{1-\alpha}{3} (I_{k\max}^2 + I_{k\max} \times I_{k\min} + I_{k\min}^2)} = \sqrt{(1-\alpha) \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)}$$

A2.2.2.3 Condensateurs

Avant de rappeler les expressions caractéristiques, on présente Figure A3-6 les formes d'ondes relatives aux condensateurs de découplage (en entrée) et de filtrage (en sortie).

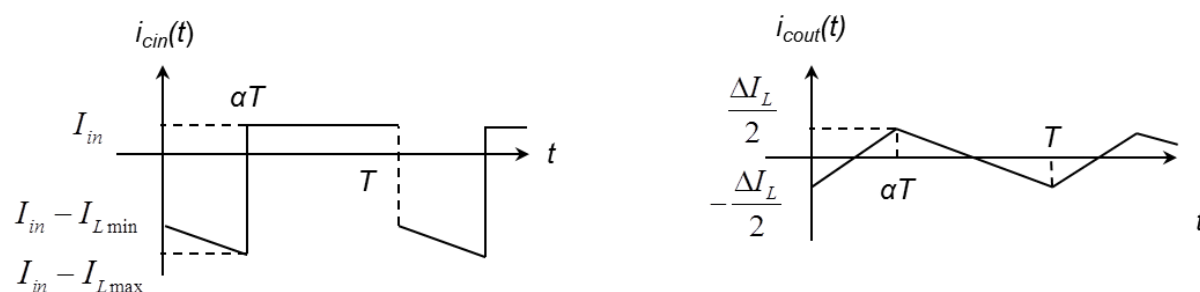


Figure A3-6 : Formes d'onde des courants dans les condensateurs

Avec les fréquences et la technologie (électrochimique aluminium) considérées, comme dans le cas de la structure flyback, l'ondulation de tension sera essentiellement résistive. Par

conséquent, nous avons choisi des condensateurs en fonction de la valeur de leur ESR selon les expressions présentées équation (17).

$$\begin{aligned}
 ESR_{in} &= \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_{cin}} && \text{avec } \Delta I_{cin} = I_{Lmax} = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \\
 ESR_{out} &= \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{cout}} && \text{avec } \Delta I_{cout} = \Delta I_L
 \end{aligned} \tag{17}$$

Nous avons également vérifié que les valeurs efficaces des courants, présentées équation (18), étaient compatibles avec les spécifications constructeurs.

$$I_{cineff} = \sqrt{I_{k1eff}^2 - I_{in}^2} = \sqrt{\alpha \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) - I_{in}^2} \quad I_{couteff} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} \tag{18}$$

Annexe 4 : Caractéristiques du convertisseur commercial DC/DC DELL ADP-90FB

Afin de comparer le convertisseur flyback éco-dimensionné avec ce que l'on trouve actuellement dans le commerce, nous avons étudié une alimentation d'ordinateur portable DELL ADP-90FB contenant un étage flyback. Nous présentons ici les caractéristiques de cette alimentation et des composants qui la constituent.

A4.1 Généralités

Le convertisseur commercial est conçu pour les spécifications présentées Tableau A4-1. Il est important de remarquer que ce convertisseur est compatible à la fois avec les tensions réseau de 110 ou 230V. Par conséquent, les composants sont dimensionnés pour supporter à la fois les tensions sous 230V et les courants sous 110V.

Tableau A4-1 : Spécifications du chargeur DELL ADP-90FB

	Entrée	Sortie
Tension	100-240V	20V
Courant	1,5A	4,5A
Puissance	90W	

Le chargeur commercial est composé d'un redresseur à filtre à capacité en tête suivi d'un convertisseur DC-DC flyback. On présente Figure A4-1 une photographie du convertisseur. La partie gauche du chargeur contient les éléments de filtrage d'entrée et la partie redresseur (non considérés dans l'éco-dimensionnement). La partie droite contient le convertisseur DC/DC flyback où sont identifiés les différents composants : (1) condensateur d'entrée, dimensionné surtout pour le filtrage du redresseur (couché), (2) transistor MOSFET, (3) inductance couplée, (4) diode Schottky (2 diodes en parallèle), (5) condensateur de filtrage de la tension de sortie (3 condensateurs en parallèle).

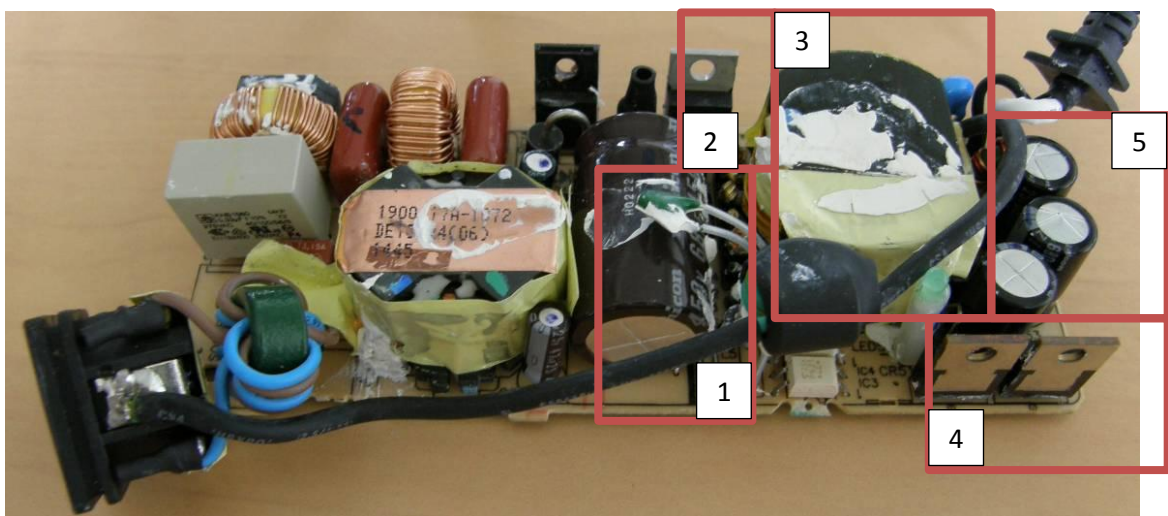


Figure A4-1 : Photographie du convertisseur DELL ADP-90FB et identification des principaux composants de l'étage flyback DC-DC

Le convertisseur DC/DC flyback du chargeur est commandé en mode auto-oscillant avec une fréquence de commutation nominale de 75kHz et un rapport cyclique de 0,15 lorsqu'il est alimenté sous 230V_{AC} (soit 320V_{DC} sur le bus continu).

A4.2 Composants

Dans cette section nous présentons les caractéristiques des différents composants du convertisseur flyback. Nous donnons également une estimation de l'énergie grise de ces composants basée sur données d'énergie grise que nous avons utilisées (voir chapitre 2).

A4.2.1 Condensateur d'entrée

Le fabricant a choisi de mettre en entrée un condensateur de 68μF ayant une tenue en tension de 450V (serie PB du fabricant Nichicon). Ce condensateur présente une valeur d'ESR de 362mΩ à 10kHz pour un diamètre de 18mm et une hauteur de 30mm, soit un volume de 7.6cm³. Ce condensateur présente une meilleure ESR spécifique (Ω/m³) que celle ayant servi lors de la modélisation, ce qui lui permet, à même énergie grise, de présenter de plus faible pertes.

Selon les données d'énergie grise considérées, ce condensateur présente une énergie grise de 2870 Wh_p.

A4.2.2 MOSFET

L'interrupteur principal est un transistor MOSFET STP10NK60Z (fabricant ST). Ses calibres en courant et en tension sont respectivement de 10A et 600V. Il présente une valeur typique de la résistance à l'état passant de 650mΩ à 25°C et une valeur typique de la charge totale stockée lors du plateau de Miller de 25nC.

Concernant l'énergie grise, nous avons utilisé les modèles établis précédemment pour déterminer la surface de la puce et en déduire une énergie grise de 816Wh_p.

A4.2.3 Composant magnétique

Les références du composant magnétique n'ont pu être déterminées. Nous avons donc réalisé une série de mesure afin de déterminer les différentes grandeurs caractéristiques. Il présente, à 25°C, une résistance primaire de 0.5 Ω, une résistance secondaire de 36 mΩ, une inductance magnétisante de 732 μH. Ces valeurs ont été établies suite à une mesure à l'impédance-mètre de l'impédance du primaire, secondaire en court-circuit et inversement pour l'impédance du secondaire. A défaut de connaître les noyaux magnétiques utilisés pour réaliser le composant magnétique, nous avons considéré un pot RM12 qui présente des dimensions semblable à celle du composant utilisé dans le convertisseur commercial et le même matériau ferrite que celui employé précédemment (N97). A partir de cette hypothèse, on estime à 108 le nombre de tour au primaire du composant magnétique. Du point de vue des dimensions, nous avons conservé celle du pot RM12, à savoir une section du circuit magnétique est de 1,5 cm² et une surface bobinable est de 1 cm², pour un volume de Fer de 8,3 cm³ et un volume de cuivre de 4,7 cm³ (avec un coefficient de remplissage de 0,8).

Pour l'énergie grise, elle se répartit entre le cuivre (420 Wh_p), le matériaux ferrite (310 Wh_p), la carcasse (205 Wh_p) et l'émaillage (150 Wh_p). Soit, en négligeant comme indiqué en section §2.3.1.4 l'énergie consommée par le process d'assemblage, un total de 1085 Wh_p.

A4.2.4 Diode Schottky

Le constructeur a choisi de mettre deux composants en parallèle afin de diminuer les pertes en conduction. Son choix s'est porté sur le composant STPS20150CT (fabricant ST) qui contiennent lui-même, deux diodes en parallèle (soit un total de quatre diodes en parallèle). Les calibres en courant et en tension du composant sont respectivement de 20A et 150V. Il présente une

résistance à l'état passant de $10\text{m}\Omega$ avec une tension de seuil de $0,59\text{V}$. D'un point de vue des pertes les deux composants en parallèles seront équivalentes à une diode ayant une tension de seuil de 0.59V avec une résistance dynamique de $5\text{m}\Omega$.

Pour déterminer l'énergie grise des composants, on a utilisé le modèle liant la surface de puce avec le calibre en courant pour aboutir à une énergie grise de 625Wh_p (pour les deux composants).

A4.2.5 Condensateur de sortie

Le condensateur de sortie est constitué par la mise en parallèle de 3 condensateurs électrochimiques de $3 \times 680\mu\text{F}$ avec chacun une ESR de $24\text{m}\Omega$ à 10kHz . Leur diamètre est de 10mm pour une hauteur de 16mm soit un volume $1,3\text{cm}^3$. D'un point de vue des pertes la mise en parallèles des trois condensateurs aura pour effet de diviser par trois l'ESR.

L'évaluation de l'énergie grise totale du condensateur équivalent a conduit à une valeur de 1420Wh_p .

Annexe 5 : Récapitulatif des modèles et des caractéristiques des matériaux et composants du câblage et des convertisseurs

Cette annexe récapitule l'ensemble des modèles établis ou utilisés au cours de cette thèse. Pour plus de détails, on se reportera au chapitre 2

A5.1 Câblage

A5.1.1 Modèles liant la section du câble (de l'âme) avec la section de l'isolant

$$S_{isolant} (mm^2) = 0.3e^{-3} \times S_{Cu}^3 - 28e^{-3} \times S_{Cu}^2 + 1.39 \times S_{Cu} + 2.27 \quad (1)$$

A5.1.2 Caractéristiques d'énergie grise du cuivre et de l'isolant

$$EG_{câble} = (S_{Cu} \times EG_{Cu}^{Vol} + S_{isolant} \times EG_{PVC}^{Vol}) \times L_{câble} \quad (2)$$

avec $EG_{Cu}^{Vol} = 112 \text{ kWh}_p / m^3$ et $EG_{PVC}^{Vol} = 24 \text{ MWh}_p / m^3$

A5.2 Composants magnétiques

A5.2.1 Modèles de calcul des pertes fer pour une induction triangulaire et pour un rapport cyclique différent de 0,5, et paramètres de pertes du matériau magnétique N97 (EPCOS)

$$P_{vol} = P_r \times \gamma \times \frac{f}{f_r} \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{\beta_1} + P_r \times (1-\gamma) \times \left(\frac{f}{f_r} \right)^\delta \times \left(\frac{\Delta B}{2\hat{B}_r} \right)^{\beta_2} \times 2^\delta \times (\alpha^{1-\delta} + (1-\alpha)^{1-\delta}) \times K(\delta)$$

$$\text{avec } K(\delta) = \frac{1}{(2\pi)^\delta \times \int_0^{2\pi} |\cos(\vartheta)|^\delta d\vartheta} \quad \beta_1 = 3,4 \quad (3)$$

$$\beta_2 = 2,15 \quad \delta = 2,31 \quad P_r = 300 \text{ kW} / m^3 \quad f_r = 100 \text{ kHz} \quad \hat{B}_r = 200 \text{ mT}$$

A5.2.2 Caractéristiques d'énergie grise pour les composants magnétiques

$$EG_{mag} = m_{Cu} \times (EG_{Cu}^m + EG_{émail}^m) + m_{ferrite} \times (EG_{ferrite}^m + EG_{carcasse}^m) \quad (4)$$

avec $EG_{Cu}^m = 12.6 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Cu}$ $EG_{émail}^m = 3.6 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Cu}$

$EG_{ferrite}^m = 8 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Ferrite}$ $EG_{carcasse}^m = 5.25 \text{ kWh}_p / \text{kg}_{Ferrite}$

A5.3 MOSFETs (HiperFET d'IXYS)

A5.3.1 Modèle liant la section de puce des MOSFET à leurs calibres en tension et en courant

$$S_{MOS} (mm^2) = (5.10^{-6} + 5,7.10^{-3} \times BV_{DS}) I_{DS\text{eff}} \quad (5)$$

A5.3.2 Modèle liant la résistance spécifique et le facteur de mérite des MOSFET à leur tenue en tension

$$R_{DSon} \cdot S_{MOS} (m\Omega \cdot mm^2) = 0.086 \times BV_{DS}^{1.95} \quad FOM (m\Omega \cdot nC) = 0.15 \times BV_{DS}^{1.83} \quad (6)$$

A5.3.3 Caractéristique d'énergie grise des MOSFET

$$EG_{MOS} = \frac{S_{MOS}}{S_{TO220}} \times EG_{TO220} \quad \text{avec } S_{TO220} = 22mm^2 \text{ et } EG_{TO220} = 522Wh_p \quad (7)$$

A5.4 Diodes Schottky (Vishay)

A5.4.1 Modèle liant la section de puce à son calibre en courant

$$S_{diode} (mm^2) = 0.68 \times I_D \quad \forall V_{RM} \quad (8)$$

A5.4.2 Modèle liant la résistance dynamique à sa surface de puce et sa tenue en tension

$$R_f (m\Omega) = \frac{34 \times V_{RM}^{0.53}}{S_{diode} (mm^2)} \quad (9)$$

A5.4.3 Caractéristique d'énergie grise d'une diode Schottky

$$EG_{diode} = \frac{S_{diode}}{S_{TO220}} \times EG_{TO220} \quad \text{avec } S_{TO220} = 22mm^2 \text{ et } EG_{TO220} = 522Wh_p \quad (10)$$

(par défaut, nous avons considéré les mêmes données que pour un MOSFET, cette valeur est sans doute surestimée)

A5.5 Condensateurs électrochimiques (séries 058 et 059 PLL-SI du fabricant Vishay)

A5.5.1 Modèle liant la résistance équivalente série (ESR) avec le volume et la tenue en tension

$$ESR_{<63V} = 74 \times \frac{V_{capa}^{0.1}}{Vol_{capa}^{0.8} (mm^3)} \quad ESR_{>100V} = 370 \times \frac{V_{capa}^{1.2}}{Vol_{capa}^{1.4} (mm^3)} \quad (11)$$

A5.5.2 Caractéristiques d'énergie grise

$$EG_{capa} = Vol_{capa} \times \rho_{capa} \times EG_{capa}^m \quad (12)$$

avec $\rho_{capa} = 1400 \text{ kg} / m^3$ $EG_{capa}^m = 261 \text{ kWh}_p / \text{kg}$

Bibliographie

- [1] International Energy Agency (IEA), "Manuel sur les statistiques de l'énergie," 2005.
- [2] R. Dones et al., "EcoInvent report n°5 : Life Cycle Inventories of Energy Systems : Results for Current Systems in Switzerland and other UCTE Countries," 2007.
- [3] International Energy Agency (IEA), "World energy outlook 2009," 2009.
- [4] International Energy Agency (IEA), "2011 Key World Energy Statistics," 2011.
- [5] Association négaWatt, "Scénario négaWatt 2011 : Dossier de synthèse," 2011.
- [6] D. J. MacKay, *L'énergie durable — Pas que du vent !* 2009, p. 443.
- [7] Institut Français du Pétrole (IFP), "Panorama 2010 : Un point sur les ressources en hydrocarbures (part 1) Les liquides pétroliers," 2009.
- [8] M. King Hubbert, "Energy from fossil fuels," *Science*, vol. 109, no. 2823, pp. 103-109, 1949.
- [9] Energy Watch Group (EWG), "Coal : Ressources and future production," 2007.
- [10] Institut Français du Pétrole (IFP), "Panorama 2010 : Un point sur les ressources en hydrocarbures (part2) Le gaz naturel," 2009.
- [11] World Energy Council (WEC), "2007 Survey of Energy Resources," 2007.
- [12] Organization for Economic Co-operation and Development (OECD) and International Atomic Energy Agency (IAEA), *Forty Years of Uranium Resources, Production and Demand in Perspective*. 2006, p. 280.
- [13] Commissariat Général au Développement Durable (CGDD), "Bilan énergétique de la France 2010," *Références*, p. 74, 2011.
- [14] Commissariat Général au Développement Durable (CGDD), "La structure du parc de logements en 2010," *Chiffres & statistiques*, vol. 238, no. août, p. 5, 2011.
- [15] Agence Locale de l'Energie de l'agglomération lyonnaise (ALE), "L'ancien c'est l'avenir ! Ou comment rendre économe en énergie un logement existant," *Lettre d'information de l'Agence Locale de l'Energie*, no. 23, p. 8, 2008.
- [16] N. Jungbluth, "Rapport EcoInvent n°6: Inventaires du cycle de vie des systèmes énergétiques (Part IV): Pétrole (en allemand)," 2007.
- [17] Agence De l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie (ADEME), "Site Web du logiciel Bilan Produit." [Online]. Available: http://www.ademe.fr/internet/bilan_produit/login.a, visité en mars 2012.
- [18] Agence De l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie (ADEME), "Stratégie utilisation rationnelle de l'énergie chapitre II : Les bâtiments," 2005.
- [19] Institut National de l'Energie Solaire (INES) Education, "Site Web du logiciel CALSOL," <http://ines.solaire.free.fr/>. [Online]. Available: <http://ines.solaire.free.fr/>, visité en mars 2012.
- [20] NégaWatt, "Présentation du scénario négaWatt 2011." p. 56, 2011.
- [21] B. Baccaïni, F. Sémécurbe, and G. Thomas, "Les déplacements domicile-travail amplifiés par la périurbanisation," *INSEE Première*, vol. Mars, no. 1129, p. 4, 2007.
- [22] Institut National de la Statistique et des Etudes Economiques (INSEE), "Tableau de l'économie française," 2011.
- [23] W. Kempton, "Electric vehicles as a new power source for electric utilities," *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, vol. 2, no. 3, pp. 157-175, Sep. 1997.
- [24] F. Berthold, B. Blunier, D. Bouquain, S. Williamson, and A. Miraoui, "PHEV control strategy including vehicle to home (V2H) and home to vehicle (H2V) functionalities," in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011, p. 6.
- [25] V. Debusschere, "Contributions méthodologiques à l'éco-conception des convertisseurs électromagnétiques d'énergie," Mémoire de thèse de doctorat, ENS de Cachan, 2009.
- [26] J.-C. Le Bunetel, G. Benabdelaziz, J.-C. Guignard, F. Guitton, Y. Raingeaud, and A. Schellmanns, "Perturbations électromagnétiques conduites dans l'environnement domestique (D1330)," *Techniques de l'ingénieur*. p. 21, 2011.
- [27] B. Multon, H. Ben Ahmed, N. Bernard, and P.-emmanuel Cavarec, "Les moteurs électriques pour applications de grande série," *Revue 3EI*, vol. 21, p. 10, 2000.

- [28] H. Nasution and M. N. Wan Hassan, "Potential electricity savings by variable speed control of compressor for air conditioning systems," *Clean Technologies and Environmental Policy*, vol. 8, no. 2, pp. 105-111, Mar. 2006.
- [29] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Jun. 2007.
- [30] D. Salomonsson, L. Soder, and A. Sannino, "Protection of Low-Voltage DC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1045-1053, Jul. 2009.
- [31] Y. Pelenc, "Interruption des circuits alimentés en courant continu," *Techniques de l'ingénieur*. p. 18, 2002.
- [32] A. Pratt, P. Kumar, and T. V. Aldridge, "Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency," in *29th International TELEcommunications Energy Conference (INTELEC 07)*, 2007, pp. 32-39.
- [33] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, and H. Piquet, "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord," *Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, vol. 4, p. 8, 2005.
- [34] B. Multon, G. Moine, J. Aubry, and H. Ben Ahmed, "Ressources énergétiques et solutions pour l'alimentation en électricité des populations isolées," in *Electrotechnique du Futur*, 2011, p. 12.
- [35] K. Engelen et al., "The Feasibility of Small-Scale Residential DC Distribution Systems," in *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON 2006)*, 2006, pp. 2618-2623.
- [36] A. Sannino, G. Postiglione, and M. H. J. Bollen, "Feasibility of a DC network for commercial facilities," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1499-1507, Sep. 2003.
- [37] M. Sechilariu, F. Locment, and C. Demian, "Production décentralisée d'énergie électrique d'origine renouvelable et éclairage basse consommation," in *International Building Performance Simulation Association France (IBPSA)*, 2008, p. 8.
- [38] B. Multon et al., "Expériences de recherche en éco-conception dans le domaine du Génie Electrique," in *CONFérence FRancophone sur l'Eco-conception en Génie Electrique (CONFREGE)*, 2010, p. 8.
- [39] H. Häberlin, "Rendement des onduleurs Photovoltaïques," *Le monteur électricien*, pp. 10-14, 2005.
- [40] J. L. Schanen, J.-P. Ferrieux, J. M. Guichon, J. Barbaroux, J. P. Keradec, and A. Maurel, "Flyback converter surface minimization: Design procedure and formulas," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 465-471.
- [41] P. Rousseaux, "Analyse du Cycle de Vie (ACV)," *Techniques de l'ingénieur*. p. 4, 2005.
- [42] Dassault Système, "Site Web du logiciel SolidWorks Sustainability." [Online]. Available: <http://www.solidworks.fr/sustainability/life-cycle-assessment.htm> visité en mars 2012.
- [43] M. Goedkoop and R. Spriensma, "The Eco-indicator 99, a damage oriented method for life cycle impact assessment," *Methodology*. p. 144, 2000.
- [44] D. Malec and D. Mary, "Compte rendu de la CONFérence FRancophone sur l'Eco-conception en Génie Electrique (CONFREGE-2010)," *Bulletin de liaison de la Société de l'Electricité et de l'Electronique (SEE)*, no. 124, p. 1, 2011.
- [45] V. Debusschere, B. Multon, H. Ben Ahmed, and P. E. Cavarec, "Life cycle design of a single-phase induction motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 5, p. 348, 2010.
- [46] Association négaWatt, *Manifeste Négawatt - Réussir la transition énergétique*. 2012, p. 376.
- [47] Centre Scientifique et Technique du Bâtiment (CSTB), Agence De l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie (ADEME), and Ministère de l'écologie de l'énergie du développement Durable et de l'aménagement du territoire, "Réglementation thermique 2005, Fascicule 2/5 : Matériaux, détermination des caractéristiques thermiques 'utiles' des matériaux." 2005.
- [48] "Norme NF C 32-201 : Conducteurs et câbles isolés au polychlorure de vinyle, de tension assignée au plus égale à 450/750V, MAJ 2009." 1998.
- [49] L. Tikana, H. Sievers, and A. Klassert, "Life Cycle Assessment of Copper Products." European copper institute report, 2005, p. 73.
- [50] R. Hischier, "EcoInvent report n°11: Life Cycle Inventories of Packaging and Graphical Papers (part II) : Plastics," 2007.

- [51] D. Serre, "Installations électriques BT Choix et mise en œuvre des canalisations," *Techniques de l'ingénieur*. p. 22, 2007.
- [52] "NFC 15-100 : Installation électrique basse tension." MAJ en 2005, 2002.
- [53] W. Boughanmi, D. Roger, J. P. Manata, J. F. Brudny, and P. H. Frezel, "Analyse comparative de l'imprégnation d'un bobinage et de diverses solutions de Thermo collage," in *CONFérence FRancophone sur l'Eco-conception en Génie Electrique (CONFREGE)*, 2010, p. 7.
- [54] EPCOS, "Ferrites and accessories, SIFERRIT material N97." p. 7, 2006.
- [55] Vishay, "Aluminum Capacitors Power Long Life Snap-In (series 058/059 PLL-SI)." p. 11, 2011.
- [56] EPCOS, "Ferrites and accessories : E10/5.5/5 core." p. 4, 2006.
- [57] A. P. Van den Bossche, D. M. Van de Sype, and V. C. Valchev, "Ferrite Loss Measurement and Models in Half Bridge and Full Bridge Waveforms," in *36th Conference on Power Electronics Specialists*, 2005, pp. 1535-1539.
- [58] EcoInvent, "Site Web de la base de données EcoInvent." [Online]. Available: <http://www.ecoinvent.ch/> visité en mars 2012.
- [59] M. Lehmann and R. Hischier, "EcoInvent report n°18: Life Cycle Inventories of Electric and Electronic Equipment : Production, Use and Disposal (Part III) : Electronic devices," 2007.
- [60] Centre for Environmental Assessment of Product and Material Systems (CPM), "Site Web de la base de données du CPM." [Online]. Available: <http://cpmdatabase.cpm.chalmers.se/> visité en mars 2012.
- [61] IXYS, "URL des documentations techniques sur les puces Ixys." [Online]. Available: http://www.ixyspower.com/datasheet/Chip_Catalog.pdf visité en mars 2012.
- [62] Z. Shen, Y. Xiong, X. Cheng, Y. Fu, and P. Kumar, "Power MOSFET Switching Loss Analysis: A New Insight," in *IEEE Industry Applications Conference 41st IAS Annual Meeting*, 2006, vol. 3, no. 1, pp. 1438-1442.
- [63] F. Morancho, "De nouvelles limites pour le compromis 'résistance passante spécifique / tenue en tension' des composants unipolaires de puissance," Habilitation à diriger des recherches, Université Paul Sabatier, Toulouse, 2004.
- [64] J. Ejury, "Infineon application note 'How to Compare the Figure Of Merit (FOM) of MOSFETs'."p. 5, 2003.
- [65] Bureau Véritas, "Site web du logiciel EIME." [Online]. Available: <http://www.codde.fr/page.php?rubrique=6&ssRubrique=10> visité en mars 2012.
- [66] PSI Technologies, "Dimension des boîtiers TO220 et des puces associés du constructeurs PSI technologies." [Online]. Available: <http://www.psitechnologies.com/products/todo220.php> visité en mars 2012.
- [67] Vishay, "Catalogue de puces de diode Schottky « High Performance Schottky »." [Online]. Available: http://www.vishay.com/die-wafer/schottky_die/ visité en mars 2012.
- [68] R. Hischier, M. Classen, M. Lehmann, and W. Scharnhorst, "EcoInvent report n°18: Life Cycle Inventories of Electric and Electronic Equipment : Production , Use and Disposal (Part I) : Electronic components," 2007.