



**HAL**  
open science

# Écoconception en électronique de puissance. Impacts du dimensionnement, de la modularité et de la diagnosticabilité

Briac Baudais

► **To cite this version:**

Briac Baudais. Écoconception en électronique de puissance. Impacts du dimensionnement, de la modularité et de la diagnosticabilité. Electronique. Université Paris-Saclay, 2024. Français. NNT : 2024UPAST092 . tel-04659788

**HAL Id: tel-04659788**

**<https://theses.hal.science/tel-04659788>**

Submitted on 23 Jul 2024

**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.

# Écoconception en électronique de puissance. Impacts du dimensionnement, de la modularité et de la diagnosticabilité

*Eco-design in power electronics. Impacts of sizing,  
modularity, and diagnosticability*

## Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay

École doctorale n°575 electrical, optical, bio : physics and engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes. Référent : ENS  
Paris-Saclay

Thèse préparée dans l'unité de recherche SATIE (Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS) sous la co-direction de **Stéphane LEFEBVRE**, professeur au CNAM, laboratoire SATIE, la co-direction de **Hamid BEN AHMED**, MCF-HDR à l'ENS Rennes, laboratoire SATIE, le co-encadrement de **Gurvan JODIN**, AGPR à l'ENS Rennes, laboratoire SATIE, la co-supervision de **Nicolas DEGRENNE**, Dr, Directeur de recherche chez Mitsubishi Electric R&D Centre Europe

Thèse soutenue à l'ENS Rennes, le 11 juillet 2024, par

**Briac BAUDAIS**

### Composition du jury

Membres du jury avec voix délibérative

**Frédéric RICARDEAU**

Directeur de recherche CNRS, Toulouse INP Laplace

**Jean-Christophe CREBIER**

Directeur de recherche CNRS, Grenoble INP G2ELAB

**Pascal MAUSSION**

Directeur de recherche CNRS, Toulouse INP Laplace

**Laurent DUPONT**

Chargé de recherche, Université Gustave Eiffel SATIE

Président

Rapporteur & Examineur

Rapporteur & Examineur

Examineur

*« Cet univers désormais sans maître ne lui paraît ni stérile ni fertile. Chacun des grains de cette pierre, chaque éclat minéral de cette montagne pleine de nuit, à lui seul, forme un monde. La lutte elle-même vers les sommets suffit à remplir un cœur d'homme. Il faut imaginer Sisyphe heureux. »*

– Albert Camus

**Titre :** Écoconception en électronique de puissance. Impacts du dimensionnement, de la modularité et de la diagnosticabilité

**Mots clés :** Écoconception, Électronique de puissance, Circularité, Modularité, Diagnosticabilité, Impact environnemental

**Résumé :** L'écoconception dans le domaine de l'électronique de puissance est en plein essor, et de nombreux concepts restent à explorer et à développer. Cette thèse se focalise sur un aspect spécifique de l'écoconception : la circularité, en mettant en avant l'implémentation de la modularité et de la diagnosticabilité. L'objectif est de réduire les impacts environnementaux sur l'ensemble du cycle de vie des systèmes électroniques de puissance. L'idée sous-jacente est qu'un système doté de modularité et de diagnosticabilité permet lors de l'arrivée d'un défaut de fournir une information plus ou moins précise sur sa localisation et donc le remplacement sélectif des composants défectueux, plutôt que de remplacer l'ensemble du système. Bien que cette approche semble intéressante du point de vue environnemental, la recherche dans ce domaine est encore limitée. Dans un premier temps, la thèse aborde la quantification environnementale en électronique de puissance en réalisant une analyse du cycle de vie d'un onduleur de référence. Les

résultats mettent en évidence les phases de fabrication et d'utilisation comme principales sources d'impacts environnementaux.

Ensuite, la thèse se concentre sur la proposition d'une méthode pour quantifier les impacts environnementaux des composants d'électronique de puissance en fonction du temps en prenant en compte le remplacement des composants défectueux, avec la possibilité d'intégrer la modularité et la diagnosticabilité.

Enfin, cette thèse remet en question les critères de conception traditionnels, principalement basés sur l'efficacité énergétique. Elle propose une démarche d'éco-optimisation, c'est-à-dire concevoir en optimisant des critères environnementaux.

Les résultats montrent que la modularité et la diagnosticabilité peuvent permettre une réduction significative des impacts environnementaux, à condition d'être couplées. En considérant ces aspects dès la phase de conception, il est possible de concevoir des systèmes plus durables et respectueux de l'environnement.

**Title :** Eco-design in power electronics. Impacts of sizing, modularity, and diagnosticability

**Keywords :** Eco-design, Power electronics, Circularity, Modularity, Diagnosability, Environmental impact

**Abstract :** Design for sustainability in the field of power electronics is gaining momentum, with many concepts yet to be explored and developed. This thesis focuses on a specific aspect of eco-design : circularity, by emphasizing the implementation of modularity and diagnosability. The objective is to reduce environmental impacts throughout the lifecycle of power electronic systems. The underlying idea is that a system equipped with modularity and diagnosability can provide more or less precise information about the location of a fault and thus enable selective replacement of faulty components, rather than replacing the entire system. While this approach appears promising from an environmental standpoint, research in this field is still limited.

Initially, the thesis addresses environmental quantification in power electronics by conducting a life cycle analysis of a reference inverter.

The results highlight manufacturing and usage phases as the main sources of environmental impacts.

Subsequently, the thesis focuses on proposing a method to quantify the environmental impacts of power electronics system over time, taking into account the replacement of faulty components, with the possibility of integrating modularity and diagnosticability.

Finally, this thesis challenges traditional design criteria, primarily based on energy efficiency. It proposes an eco-optimization approach, meaning designing by optimizing environmental criteria.

The results demonstrate that modularity and diagnosticability can significantly reduce environmental impacts when coupled. By considering these aspects from the design phase, it is possible to create systems that are more sustainable and environmentally friendly.

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction, état de l'art et positionnement</b>	<b>13</b>
1.1	Constat alarmant . . . . .	13
1.1.1	Besoin en matériaux . . . . .	14
1.1.2	Procédés de fabrication . . . . .	16
1.1.3	Déchet d'équipement électrique et électronique (DEEE) . . . . .	18
1.2	Écoconception en électronique de puissance . . . . .	19
1.2.1	Analyse du Cycle de Vie . . . . .	21
1.2.2	Éfficacité énergétique et matériaux . . . . .	29
1.2.3	Fiabilité des systèmes . . . . .	31
1.2.4	Éco-dimensionnement . . . . .	32
1.2.5	Conception multi-usage : circularité . . . . .	34
1.3	Contributions . . . . .	37
<b>2</b>	<b>Analyse du cycle de vie d'un onduleur de référence</b>	<b>41</b>
2.1	Définition du champ d'étude . . . . .	42
2.2	Inventaire cycle de vie . . . . .	43
2.2.1	Fabrication . . . . .	44
2.2.2	Utilisation . . . . .	47
2.2.3	Transport . . . . .	49
2.2.4	Fin de vie . . . . .	49
2.3	Résultat de l'ACV . . . . .	49
2.3.1	ACV de l'onduleur sur cycle de vie . . . . .	50
2.3.2	Hierarchisation/communication des résultats . . . . .	50
2.3.3	"Cradle-to-gate" IE de l'onduleur . . . . .	52
2.3.4	"Cradle-to-gate" IE du module de puissance . . . . .	53
2.4	Analyse du caractère incertain de l'ACV . . . . .	55
2.4.1	Méthode . . . . .	56
2.4.2	Analyse de sensibilité : mix énergétique à l'utilisation . . . . .	57
2.4.3	Analyse d'incertitude . . . . .	58
2.4.4	Analyse de sensibilité : méthode "OAT" . . . . .	59
2.5	Conclusion . . . . .	62
<b>3</b>	<b>Prise en compte de la durée de vie et du remplacement</b>	<b>63</b>
3.1	Fiabilité et modélisation de la durée de vie et du remplacement en électronique de puissance . . . . .	64
3.1.1	Fiabilité en électronique de puissance . . . . .	65
3.1.2	Modèle de durée de vie d'un module de puissance . . . . .	67
3.1.3	Modélisation de durée de vie probabiliste . . . . .	70

3.2	Étude de cas : module de puissance . . . . .	75
3.2.1	Données d'entrées . . . . .	76
3.2.2	Résultat de la modélisation du vieillissement . . . . .	77
3.2.3	Sensibilité de la méthode . . . . .	79
3.2.4	Ajout des probabilités de défaillance avec prise en compte des défauts jeunesse et vie utile . . . . .	82
3.3	Conclusion . . . . .	84
<b>4</b>	<b>Éco-optimisation d'un convertisseur intégré</b>	<b>87</b>
4.1	Formulation de l'éco-optimisation du système intégré . . . . .	88
4.1.1	Définition du critère de performance, des variables de conception, des contraintes et du modèle d'optimisation . . . . .	89
4.1.2	Choix d'un unique critère d'optimisation . . . . .	98
4.2	Résultat d'éco-optimisation du module de puissance . . . . .	100
4.2.1	Impact du calibre courant . . . . .	100
4.2.2	Impact du calibre tension . . . . .	103
4.2.3	Calibre courant et calibre tension . . . . .	105
4.2.4	Analyse de sensibilité . . . . .	108
4.3	Conclusion . . . . .	113
<b>5</b>	<b>Modélisation de la modularité et de la diagnosticabilité</b>	<b>117</b>
5.1	Modularité et diagnosticabilité en électronique de puissance . . . . .	119
5.1.1	Modularité . . . . .	119
5.1.2	Diagnosticabilité . . . . .	123
5.1.3	Protection par mesure de désaturation (Desat) . . . . .	123
5.1.4	Méthodologie de suivi de durée de vie . . . . .	124
5.1.5	TSEP Rgin : Utilisation de la résistance interne de grille . . . . .	124
5.1.6	Tjbalancing : Utilisation TSEP Rgin sur système avec puces en parallèle . . . . .	125
5.2	Méthodologie de quantification des IE avec prise en compte de la modularité et de la diagnosticabilité . . . . .	127
5.2.1	Diagnostic : matrice de remplacement . . . . .	129
5.2.2	Génération du défaut . . . . .	131
5.2.3	Remplacement : quantification des IE . . . . .	133
5.3	Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver . . . . .	134
5.3.1	Système étudié et cycle de fonctionnement . . . . .	134
5.3.2	Type de défaut et probabilité . . . . .	136
5.3.3	Technique de diagnostic et scénario de remplacement . . . . .	139
5.3.4	Résultat . . . . .	141
5.4	Conclusion . . . . .	145
<b>6</b>	<b>Éco-optimisation de la solution modulaire et diagnosticable</b>	<b>147</b>
6.1	Formulation de l'éco-optimisation du système modulaire . . . . .	147
6.1.1	Modèle paramétrique à la fabrication . . . . .	148

6.1.2	Modèle paramétrique à l'utilisation, au remplacement et implémentation du diagnostic . . . . .	157
6.2	Résultat de la solution modulaire et diagnosticable . . . . .	158
6.2.1	Intégration de défauts période jeunesse et vie utile et du diagnostic . . . . .	160
6.2.2	Comparaison intégré et modulaire avec ou sans diagnostic . . . . .	161
6.3	Conclusion . . . . .	165
<b>7</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>167</b>
7.1	Bilan du travail effectué . . . . .	167
7.2	Prolongements possibles . . . . .	170
7.3	Perspectives . . . . .	171
<b>A</b>	<b>Impacts environnementaux : Méthode PEF</b>	<b>185</b>
<b>B</b>	<b>Fabrication d'un onduleur IGBT triphasé</b>	<b>189</b>
B.1	Module de puissance . . . . .	189
B.1.1	DCB - <i>Direct Copper Bonded</i> . . . . .	191
B.2	Condensateur bus DC . . . . .	191
B.3	Circuit imprimé - PCB . . . . .	192
B.4	Boîtier et dissipateur . . . . .	193
B.5	Busbar . . . . .	193
<b>C</b>	<b>Scénario de remplacement</b>	<b>195</b>
C.1	Explication de l'arbre de défaillance . . . . .	195
C.2	Matrice de remplacement . . . . .	196
C.3	Vérification des hypothèses . . . . .	198
<b>D</b>	<b>Inventaire à la fabrication d'une unité de remplacement modulaire</b>	<b>201</b>



## Glossaire

<b>ACV</b>	Analyse cycle de vie
<b>AI</b>	Analyse d'incertitude
<b>AS</b>	Analyse de sensibilité
<b>CV</b>	Cycle de vie
<b>CF</b>	Cycle de fonctionnement
<b>CC</b>	Court-circuit
<b>CI</b>	Circuit intégré
<b>CO</b>	Circuit ouvert
<b>CSC</b>	Cellules standard de conversion
<b>DCB</b>	Direct Bond Copper
<b>DDV</b>	Durée de vie
<b>DEEE</b>	Déchets d'équipements électriques et électroniques
<b>DSEP</b>	Damage-Sensitive Electrical Parameters
<b>ICV</b>	Inventaire sur cycle de vie
<b>IE</b>	Impact environnementaux
<b>EF</b>	Empreinte environnementale (Environmental Footprint)
<b>EP</b>	Électronique de puissance
<b>FLI</b>	Fault location identification
<b>PCB</b>	Circuit imprimé
<b>Si</b>	Silicium
<b>Tj</b>	Température de jonction
<b>TSEP</b>	Thermo-Sensitive Electrical Parameter
<b>TR</b>	Taux de remplacement
<b>TIM</b>	Interface thermique
<b>UR</b>	Unité de remplacement
<b>UF</b>	Unité fonctionnelle
<b>WLTP</b>	Procédure d'essai mondiale harmonisée pour les véhicules légers
<b>GWP</b>	Changement climatique ( $kg CO_{2eq}$ )
<b>OD</b>	Appauvrissement de la couche d'ozone ( $kg CFC - 11_{eq}$ )
<b>WD</b>	Consommation d'eau ( $m^3 world_{eq}$ )
<b>FE</b>	Eutrophisation, eau douce ( $kg P_{eq}$ )
<b>ME</b>	Eutrophisation marine ( $kg N_{eq}$ )
<b>FET</b>	Toxicité humaine ( $CTUh$ )
<b>TE</b>	Eutrophisation terrestre ( $Mole N_{eq}$ )
<b>PM</b>	Particules (Incidence des maladies)
<b>IR</b>	Rayonnement ionisant ( $kBq U_{235_{eq}}$ )
<b>POF</b>	Formation d'ozone photochimique ( $kg COVNM_{eq}$ )
<b>TAP</b>	Acidification ( $Mole H_{eq}^+$ )
<b>MRD</b>	Épuisement, minéraux et métaux ( $kg Sb_{eq}$ )
<b>LU</b>	Utilisation des terres



## Liste des symboles

$IE^{(e)}$	Impact environnemental, avec $(e)$ l'indice représentant la catégorie de l'impact
$IE_f^{(e)}$	Impact environnemental $(e)$ à la fabrication
$IE_u^{(e)}$	Impact environnemental $(e)$ à l'utilisation
$IE_r^{(e)}$	Impact environnemental $(e)$ au remplacement
$\rho^{(e)}/IE_{ref}^{(e)}$	Facteur de pondération/Impact environnemental de référence $(e)$
$IE_{1kWh}^{(e)}$	Impact environnemental $(e)$ d'1kWh d'énergie électrique
$E_{pertes}$	Énergie électrique perdue en fonctionnement (kWh)
$I_k/V_k$	Calibre en courant/calibre en tension
$K_V/K_I$	Coefficients de dépendance en tension/courant
$E_{IGBT}/E_{diode}$	Énergie à la commutation (normalisée par courant et tension de référence <i>datasheet</i> ) IGBT/diode
$t_{usage}$	Durée d'usage
$t_{vie}$	Durée de vie calculé avec un modèle de durée de vie empirique
$N_r$	Nombre de remplacements sur cycle de vie
$N_{E,R}$	Nombre de remplacements lié à la période jeunesse $(E)$ et vie utile $(R)$
$N_W$	Nombre de remplacements lié à la période vieillesse $(W)$ , calculé en cyclage
$Rth_{jc}$	Résistance thermique entre la jonction et le boîtier de la puce



# Chapitre 1

## Introduction, état de l'art et positionnement

### Sommaire

---

<b>1.1 Constat alarmant</b> . . . . .	<b>13</b>
1.1.1 Besoin en matériaux . . . . .	14
1.1.2 Procédés de fabrication . . . . .	16
1.1.3 Déchet d'équipement électrique et électronique (DEEE) . . . . .	18
<b>1.2 Écoconception en électronique de puissance</b> . . . . .	<b>19</b>
1.2.1 Analyse du Cycle de Vie . . . . .	21
1.2.2 Efficacité énergétique et matériaux . . . . .	29
1.2.3 Fiabilité des systèmes . . . . .	31
1.2.4 Éco-dimensionnement . . . . .	32
1.2.5 Conception multi-usage : circularité . . . . .	34
<b>1.3 Contributions</b> . . . . .	<b>37</b>

---

### 1.1 . Constat alarmant

Août 2021, le premier groupe de travail du GIEC, qui s'occupe de la physique du changement climatique, a publié son rapport [1]. Les voyants sont au rouge, la ligne directrice qui a été empreintée par l'Humanité depuis l'explosion de l'air industrielle suit son cours. Ce rapport reprend les grandes lignes de celui de 2015 et des précédents tout en étant plus précis, plus alarmant et plus fiable. Les modèles ont été améliorés, ils sont aujourd'hui plus complexes dans les interactions entre les systèmes. Les données se sont enrichies, plus pertinentes sur Terre comme dans l'espace avec les satellites. C'est pourquoi l'une des premières phrases de ce rapport est :

« It is unequivocal that human influence has warmed the atmosphere, ocean and land. Widespread and rapid changes in the atmosphere, ocean, cryosphere and biosphere have occurred. » Ce qui peut être traduit comme suit : « Il est sans équivoque que l'influence humaine a réchauffé l'atmosphère, l'océan et les terres. Des changements rapides et généralisés se sont produits dans l'atmosphère, l'océan, la cryosphère et la biosphère. »

Le changement climatique n'est malheureusement pas la seule conséquence de l'activité humaine. En 2009, une étude menée par Rockström *et al.* [2] a défini neuf limites planétaires critiques au sein desquelles l'humanité doit opérer pour préserver un environnement sûr et stable pour les générations futures. Ces limites comprennent bien évidemment le changement climatique, mais aussi la perte de biodiversité, la dégradation des sols, l'utilisation d'eau douce, les cycles biogéochimiques

(notamment le cycle de l'azote et du phosphore), l'acidification des océans, la couche d'ozone stratosphérique, l'aérosol atmosphérique et les polluants chimiques.

Ces problèmes ne se limitent pas à un domaine d'application particulier ; ils affectent toutes les activités humaines, y compris le domaine de l'Électronique de puissance (EP). Par ailleurs, certains problèmes plus spécifiques à l'EP sont également abordés dans la suite de cette discussion.

### 1.1.1. Besoin en matériaux

L'un des aspects distinctifs de l'EP réside dans sa grande diversité, aussi bien en ce qui concerne les structures et les composants (actifs, passifs, dissipateurs thermiques...) que les méthodes d'assemblage, le niveau d'intégration et les stratégies de commande adoptées. Cependant, si l'on examine de plus près, la diversité la plus significative se trouve au niveau des matériaux utilisés, comme illustré dans la figure 1.1. On observe une variété importante de métaux, de céramiques, de résines, de polymères, et bien d'autres encore.

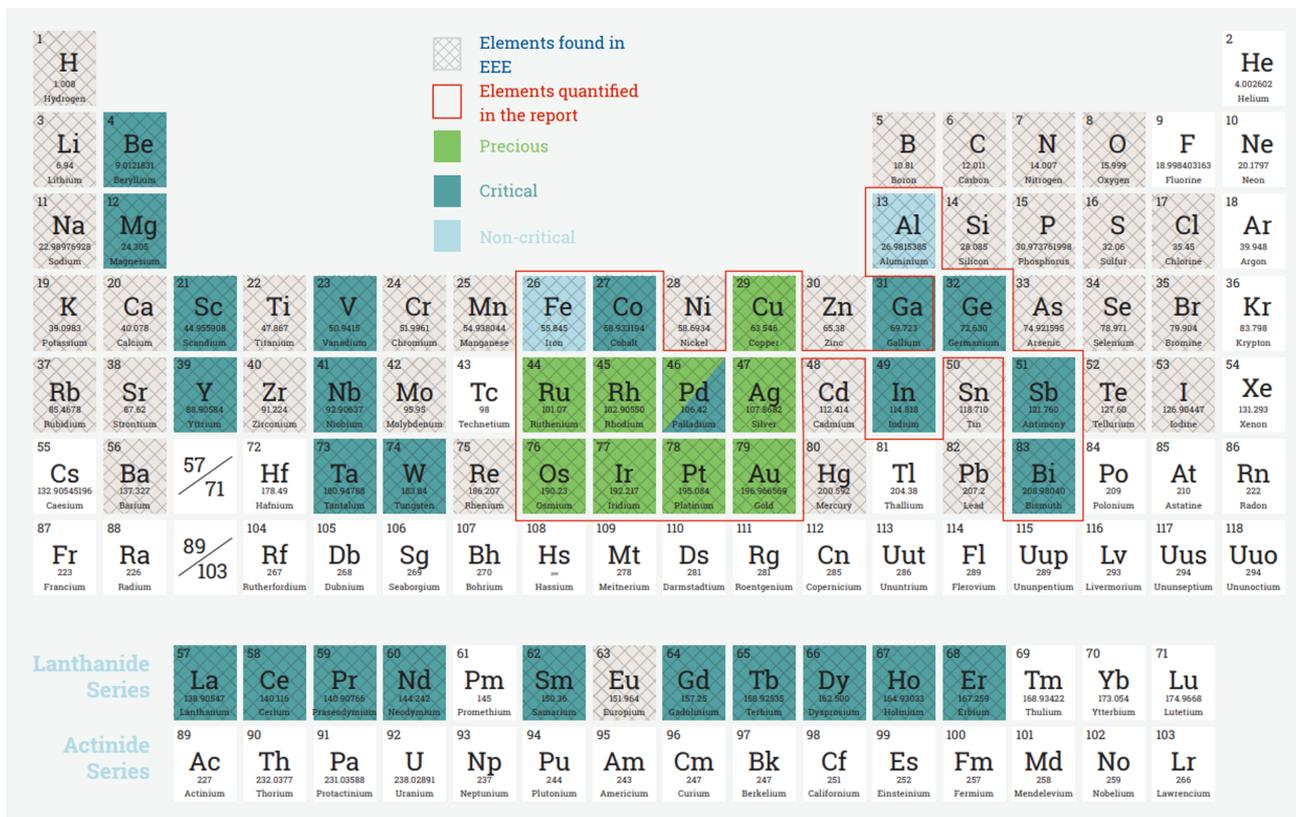


Figure 1.1 – Compositions chimiques des équipements électriques et électroniques (EEE) [3].

Ces ressources sont soumises à des pressions d'exploitation de plus en plus grande. La variété des ressources exploitées a continuellement augmenté depuis le début de l'ère industrielle, en parallèle d'une quantité croissante de produits contenant des éléments à haute technologie disponible sur le marché [4].

Le progrès technologique, notamment dans le cadre de la transition énergétique et numérique, conduit à une demande croissante en ressources minérales nécessaires au fonctionnement de ces

## 1.1. Constat alarmant

produits. La figure 1.2 présente l'évolution de la demande de différents métaux projetée en 2030 par rapport à 2012 pour différents matériaux liés à l'EP [5].

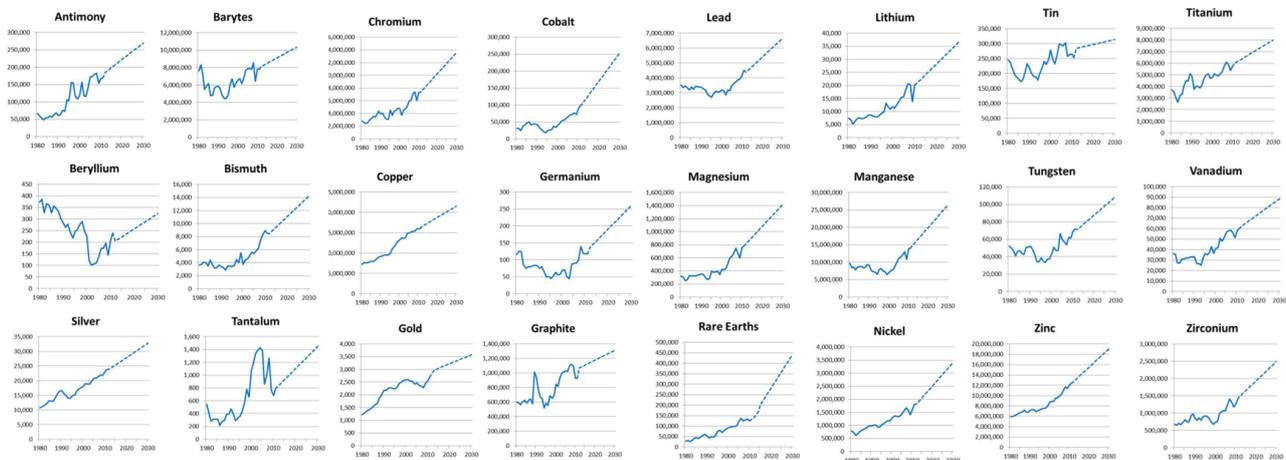


Figure 1.2 – Augmentation du besoin en matière première (tonnes) [5].

Bien évidemment, nous vivons dans un monde fini, avec une finitude de matières premières. Cette demande accrue expose notre système à des risques sociaux écologiques. De plus, les matériaux utilisés en EP ne sont pas forcément les plus abondants sur terre, pour exemple le tableau 1.1 qui présente les teneurs des gisements exploités de certains métaux.

Table 1.1. Teneurs moyennes des gisements exploités dans le monde pour certains métaux [6]

Métal & teneur moyenne des gisements exploités	
Fer (Fe)	30 à 66%
Aluminium (Al)	25 à 30%
Plomb (Pb)	1 à 12%
Nickel (Ni)	1 à 3%
Cuivre (Cu)	0.3 à 2%
Lithium (Li)	0.05 à 0.15% (dans les salars)
Argent (Ag)	0.0003 à 0.0015% (3 à 15 g/t)
Or (Au)	0.0001% (1 g/t)

À cela s'ajoute la distribution géographiquement restreinte de certains éléments dans la croûte terrestre, parfois dans des zones politiquement instables, qui peut également perturber l'approvisionnement de matières premières. La reconnaissance de l'importance stratégique de certains métaux pour l'économie, conjuguée à la réalité de la finitude des ressources, a incité l'Union européenne à élaborer des méthodologies visant à évaluer la criticité de ces métaux. Cette criticité est calculée selon la demande, la situation géographique, les réserves, les efforts d'extraction et la possibilité de substitution du matériau. Aujourd'hui, la Commission européenne définit une trentaine de métaux dits "critiques" [7], comme illustré dans la figure 1.3.

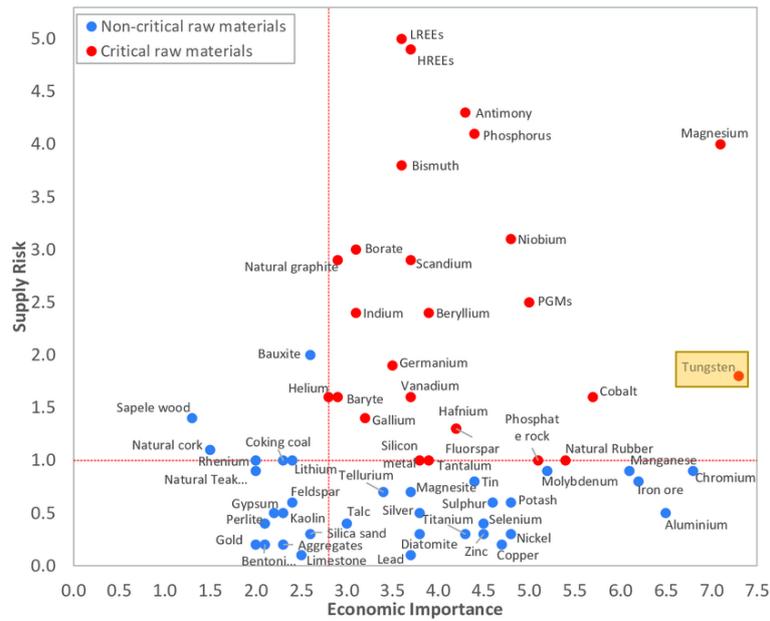


Figure 1.3 – Résultats de l'évaluation de criticité : importance économique et risques d'approvisionnement [8].

### 1.1.2 . Procédés de fabrication

Les procédés de fabrication en EP sont très complexes, impliquant des flux de matière et d'énergie importants et donc amenant à un coût environnemental et sur la santé humaine élevé. Cette section présente des étapes significatives à la fabrication en termes de pollution, à travers deux exemples, une puce de puissance pour module de puissance IGBT et les métaux utilisés pour les boîtiers, dissipateurs, conducteurs et connectiques.

#### 1.1.2.1 . Puces de puissance

Les puces de puissance sont des éléments essentiels de l'EP. Bien qu'il en existe différents types, un seul exemple suffit pour illustrer la complexité des procédés. Ainsi, seul est abordé le cas de la puce IGBT au silicium (Si), présente par exemple dans le module de puissance Infineon FS820R08A6P2B, avec une spécification de 750 V-820 A. Ce module est examiné et détaillé dans le chapitre 2 entièrement, figure 1.4.

La fabrication des puces requiert l'utilisation de nombreux liquides, allant de l'eau ultra-pure au révélateur de résine photosensible, en passant par l'ammoniac, diverses solutions de nettoyage, de l'acide phosphorique, etc. Divers gaz sont également employés, certains non toxiques comme l'hydrogène, l'azote, l'oxygène et l'argon, d'autres toxiques pour l'Homme ou l'environnement tels que le diborane, le dichlorosilane, la phosphine et le silane, et enfin, certains sont des composés fluorés à fort potentiel de réchauffement climatique comme le tétrafluorure de carbone et l'hexafluorure de soufre.

Initialement, la fabrication des interrupteurs de puissance utilise des techniques similaires à celles de la microélectronique en salle blanche. Le processus commence par une plaquette de silicium issue

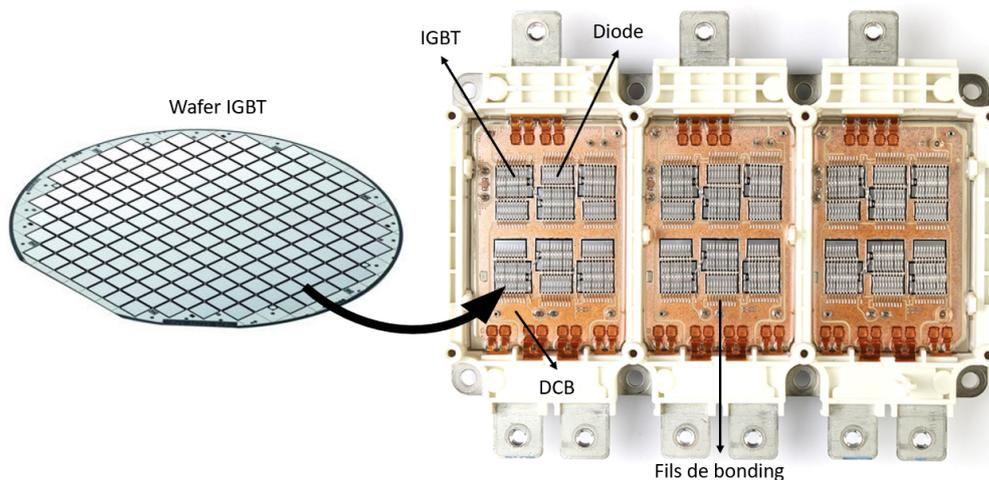


Figure 1.4 – Wafer de puces IGBT avec module de puissance contenant les puces [9].

d'un lingot de silicium monocristallin, obtenu par un procédé énergivore consistant à chauffer le cristal par induction à environ 1200 °C dans un mélange gazeux d'hydrogène et d'acide chlorhydrique pour le faire croître. Une plaquette de 30 cm de diamètre nécessite généralement 3 MWh d'énergie pour sa fabrication [10]. Ensuite, les puces d'électronique de puissance sont généralement plus simples à fabriquer que celle de la micro-électronique, avec moins d'une centaine d'étapes et une précision de gravure autour de 100 nm. Par conséquent, l'ensemble des IGBT et des diodes du module nécessitent 0,90 g de plaquette de silicium, 720 g de produits chimiques liquides, 17 L de gaz et 2 L d'eau pure, pour une consommation énergétique de fabrication de 23 kWh.

La consommation d'eau ultra-pure est essentielle pour les différents rinçages entre les étapes de fabrication. La grande consommation d'eau de l'industrie microélectronique est un problème bien connu. Par exemple, en France, l'usine STMicroelectronics de Crolles dispose de ses propres systèmes de traitement de l'eau. Un cycle de fabrication, à l'échelle d'une plaquette de silicium, utilise environ 1,3 m<sup>3</sup> d'eau pour une usine qui en produit plus de 600 000 par an [11].

### 1.1.2.2 . Boîtiers, dissipateurs, conducteurs et connectiques métalliques

Les boîtiers, dissipateurs, conducteurs et connectiques, qui représentent une part significative de la masse des appareils électriques, sont généralement métalliques. Bien qu'il puisse y avoir des boîtiers en matières plastiques ou composites, de nombreuses applications industrielles font appel à des alliages d'acier ou d'aluminium. La majeure partie des Impact environnementaux (IE) est liée à l'extraction minière. Les étapes de mise en forme, telles que l'injection, le moulage et l'usinage, ainsi que les traitements de surface et la peinture, ont un impact moindre, mais non négligeable.

Chaque processus varie en fonction du métal considéré et dépend également du type de minerai contenant le métal recherché. De manière schématique, les alliages métalliques sont produits à partir de l'extraction minière d'oxydes métalliques. Le déplacement de grandes quantités de matière modifie les paysages et expose les poussières toxiques aux intempéries, qui se retrouvent ensuite dans les cours d'eau. Après un processus de concassage et de broyage énergivore, une étape de concentration est souvent réalisée par flottation, nécessitant de grandes quantités d'eau et d'additifs. La concentra-

tion du métal recherché atteint alors plusieurs dizaines de pour cent. Ensuite, l'extraction chimique, impliquant des méthodes de pyro- ou d'hydrométallurgie, permet d'atteindre une pureté supérieure à 90%, mais elle est énergivore, génère des émissions de fumées et produit des scories. Enfin, un processus de raffinage électrochimique est utilisé pour obtenir une pureté de plus de 99% adaptée à l'industrie.

### 1.1.3 . Déchet d'équipement électrique et électronique (DEEE)

L'un des derniers problèmes majeurs qui pourrait être présenté pour le domaine de l'EP est celui des Déchets d'équipements électriques et électroniques (DEEE). "The Global E-Waste Monitor" est un rapport qui fournit une évaluation détaillée de la quantité mondiale de déchets électroniques générée chaque année, ainsi que des tendances, des IE et des défis liés à la gestion de ces déchets [12]. La production de DEEE à l'échelle mondiale ne fait qu'augmenter ; en 2022, on estime une production de 62 millions de tonnes, figure 1.5. En 12 ans, cette valeur a presque doublé, portée par les progrès technologiques, une consommation accrue, des options de réparation limitées, des cycles de vie courts et une infrastructure de gestion des déchets déficiente. Pour se représenter l'ampleur du problème, cela équivaut à un alignement de 1,5 million de camions faisant le tour de l'équateur de bout en bout.

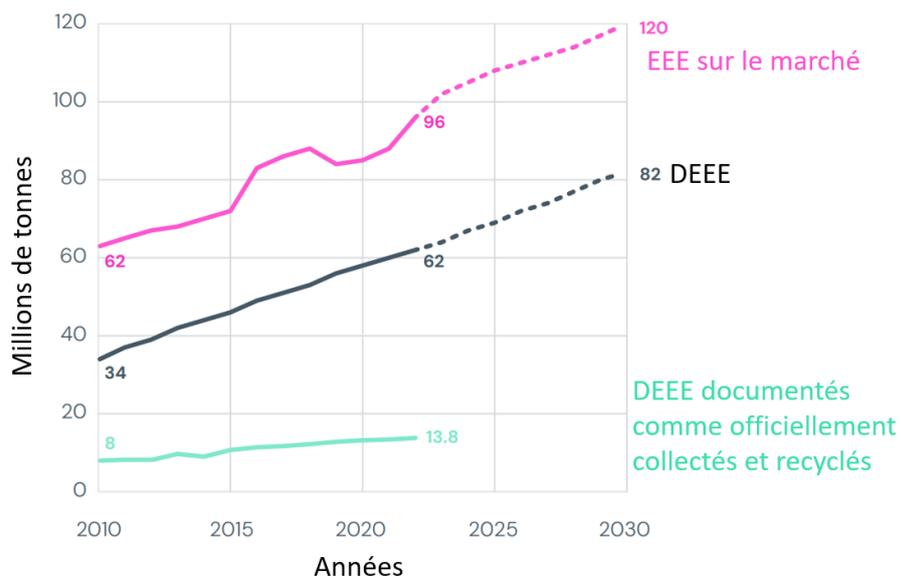


Figure 1.5 – Part des DEEE, des EEE et du recyclage en fonction du temps avec projection jusqu'en 2030 [12].

Cela amène à la question du recyclage : si ces déchets sont entièrement valorisés par le recyclage, cela peut-il permettre de diminuer l'empreinte environnementale globale? Malheureusement, dans tous ces déchets, seuls 22% suivent une voie de recyclage formel. La croissance de la quantité de déchets électroniques dépasse celle de la collecte et du recyclage formels documentés. Le reste suit des voies informelles qui sont directement liées à des problèmes environnementaux et sociaux. De plus, parmi ces 22%, tout n'est pas correctement recyclé. Il est important de comprendre que les matériaux ont des taux de recyclage différents ; la figure 1.6 montre le taux de recyclage en fin de vie des différents éléments dans l'Union européenne. Certains éléments, comme le plomb (Pb), sont très bien recyclés (75%), mais la plupart le sont beaucoup moins, comme le cuivre (Cu) à 17%, ou encore le silicium (Si) à 0%.

## 1.2. Écoconception en électronique de puissance

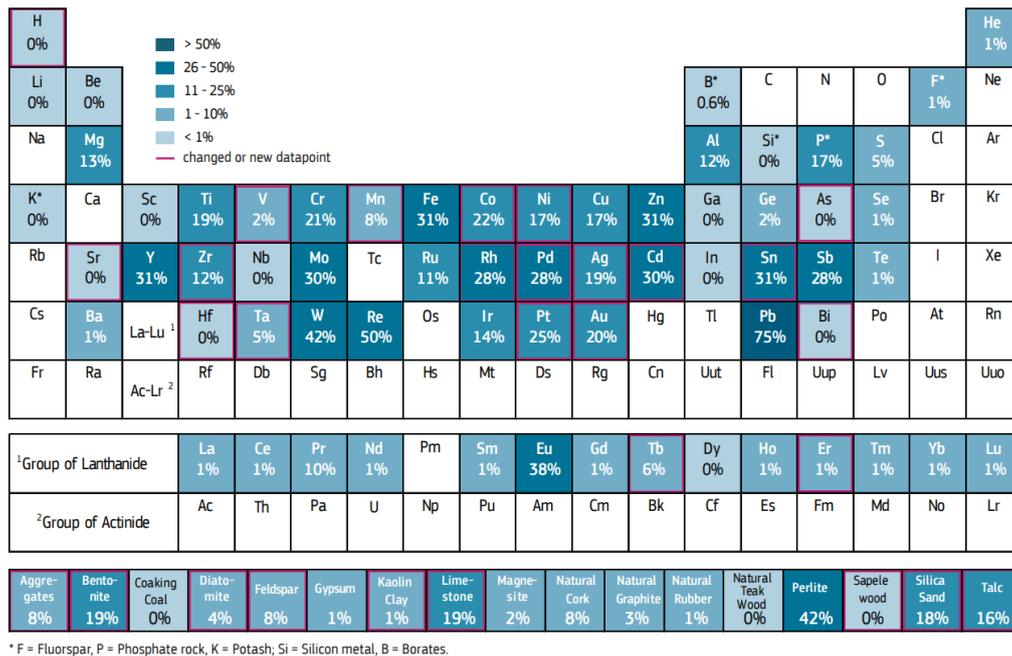


Figure 1.6 – Taux de recyclage en fin de vie dans l'Union européenne [13].

Trois limitations peuvent alors expliquer le défaut du recyclage pour l'EP [14] :

1. L'usage dispersif : cela signifie que certains matériaux sont incorporés en très faibles proportions, ce qui rend leur récupération difficile (par exemple : l'antimoine utilisé comme retardateur de flamme);
2. Les matériaux à haute entropie : cela concerne les alliages de plus en plus complexes (multi-élémentaires);
3. La dégradation d'usage : le recyclage entraîne une diminution de la pureté des matériaux et donc une perte de leurs propriétés initiales.

Les métaux de base, qui nécessitent un degré de pureté moins élevé que les métaux dits "haute technologie", sont plus facilement recyclables. À titre d'exemple, dans les circuits imprimés, la plupart des métaux précieux sont intimement liés aux plastiques ou aux métaux non ferreux, ce qui complique leur extraction et affecte leur pureté.

## 1.2 . Écoconception en électronique de puissance

Face à ce constat, il est légitime de se poser la question suivante :

Comment repenser l'électronique de puissance afin de réduire son empreinte environnementale, tout en protégeant la biodiversité et les aspects sociaux ?

Pour répondre à ces défis, diverses stratégies peuvent être envisagées. Cependant, il semble pertinent de les hiérarchiser, certaines étant plus prioritaires que d'autres. La figure 1.7 présente les principes fondamentaux de l'approche systémique proposée par Negawatt [15] pour un scénario énergétique orienté vers une société plus durable, équitable et résiliente, tout en abordant les enjeux

de biodiversité, de précarité, de pollution de l'air, etc. La sobriété est ainsi identifiée comme la première réponse au problème : l'idée est de conserver ce qui est essentiel et donc de questionner nos véritables besoins. Il s'agit moins d'une solution technique que d'une solution politique et sociale.

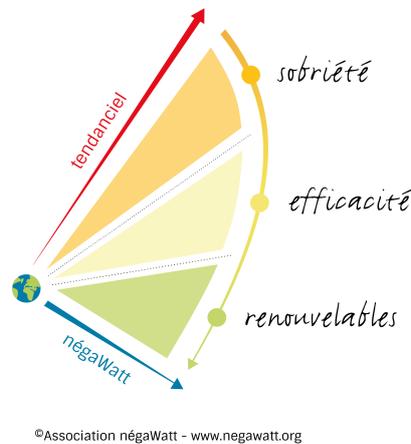


Figure 1.7 – Triptyque de la démarche Negawatt [15].

La suite des solutions peut être rangée dans une case plus grande appelée écoconception. L'écoconception consiste à intégrer la protection de l'environnement dès la conception des biens ou services. L'objectif est de découpler le plus possible la production socialement utile des pressions environnementales.

Une étude réalisée par le groupe de travail CEPPS (Convertisseurs Electroniques de Puissance Plus Soutenables) du GdR SEEDS (Systèmes d'Énergie Électrique dans leurs Dimensions Sociétales) prend en considération l'état actuel de la recherche sur la durabilité (au sens de soutenabilité) dans le domaine des EP [16]. La figure 1.8 présente une analyse bibliométrique des publications scientifiques selon leur temporalité. Jusqu'en 2017, l'activité reste relativement faible, mais elle connaît ensuite une augmentation. La période de stagnation due à la pandémie de Covid-19 est observée, et l'année 2022 montre une diminution, probablement en raison du délai nécessaire à l'agrégation des données. Le domaine de la soutenabilité en EP est donc un domaine d'activité qui est nouveau avec peu de recherche, mais qui est aujourd'hui en plein développement.

Concernant la répartition géographique, les documents proviennent principalement de différentes régions telles que l'Amérique du Nord, la Chine et l'Europe. Cependant, le nombre de publications reste encore limité pour identifier clairement des laboratoires spécialisés dans ce domaine.

Les travaux en soutenabilité ciblent plusieurs domaines clés, notamment :

- **Efficacité énergétique** : Les concepteurs s'efforcent de maximiser l'efficacité énergétique en minimisant les pertes énergétiques structurelles et en optimisant la gestion du convertisseur.
- **Choix des matériaux** : Une attention particulière est portée aux matériaux utilisés afin d'opter pour des matériaux recyclables et de réduire l'utilisation de substances nocives pour l'environnement, comme le plomb, le mercure et le cadmium.
- **Processus de fabrication/assemblage/démontage** : Les processus de fabrication sont optimisés pour être plus durables, en réduisant la consommation d'énergie, en minimisant les déchets et en favorisant des pratiques de démontage et de recyclage efficaces.

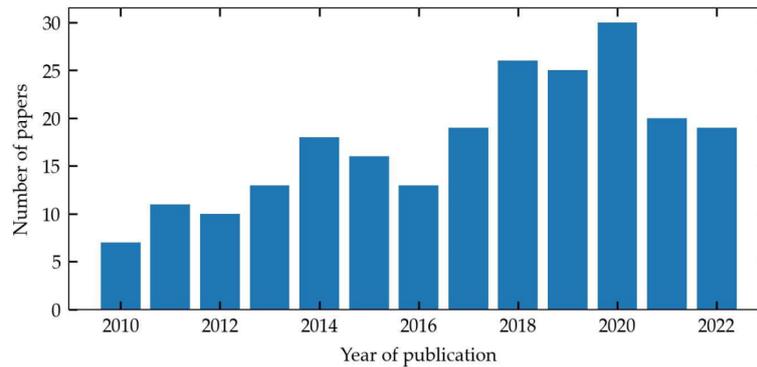


Figure 1.8 – Publication scientifique dans le domaine de la soutenabilité en EP [16].

- **Dimensionnement** : Les paramètres dimensionnels sont ajustés pour une approche d'écoprimisation, maximisant les critères fonctionnels tout en minimisant les impacts environnementaux sur le cycle de vie.
- **Fiabilité** : Les concepteurs cherchent à prolonger la durée de vie des produits d'EP, afin de limiter le besoin de remplacer et refabriquer des produits pour répondre à un usage. La gestion thermique permet aussi d'allonger la durée de vie des systèmes.
- **Réparabilité** : Des efforts sont déployés pour améliorer la réparabilité des produits électroniques de puissance en concevant des produits modulaires et en facilitant les processus de réparation.

Une fois ces initiatives mises en place, il est crucial de procéder à une évaluation quantitative des bénéfices environnementaux à l'aide de l'outil d'**Analyse cycle de vie (ACV)**. Cette démarche permet de vérifier si la solution proposée entraîne réellement une amélioration environnementale et d'éviter les effets rebonds. Naturellement, cet outil peut également être utilisé indépendamment du processus d'écoconception pour analyser les IE d'un produit.

L'écoconception implique la résolution de problèmes multicritères nécessitant une vision globale. Par exemple, l'amélioration de l'efficacité énergétique peut influencer le dimensionnement et la durée de vie du système. Minimiser les pertes peut nécessiter l'utilisation de matériaux de meilleure qualité, mais cela peut également augmenter la consommation de ressources, la complexité de la production, ainsi que les difficultés de réparation et de recyclage.

Dans la suite du chapitre, nous allons tout d'abord nous concentrer sur la présentation de la méthode ACV et ensuite discuter de l'état de l'art de la recherche en écoconception en EP pour terminer par le positionnement de la thèse avec les différentes contributions.

### 1.2.1 . Analyse du Cycle de Vie

L'ACV est une méthode multicritère permettant de mesurer les impacts d'un "produit" (qu'il s'agisse d'un bien, d'un service, voire d'un procédé) depuis l'extraction des matières premières qui le composent jusqu'à son élimination en fin de vie. Cette évaluation englobe les phases de distribution et d'utilisation, suivant ainsi le cycle de vie complet, allant "du berceau à la tombe". La représentation du cycle de vie est illustrée dans la figure 1.9.

Les normes internationales ISO 14040 à 14044 définissent actuellement l'ACV. La méthode est dé-

critère dans [17], avec les différentes étapes rappelées ci-dessous et présentées dans la figure 1.9 :

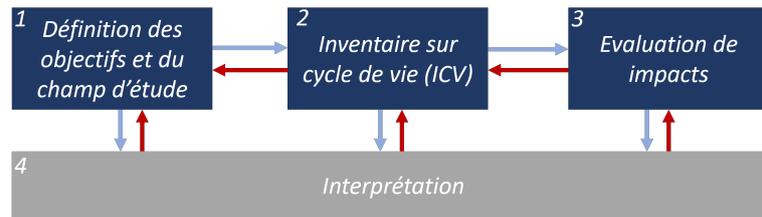


Figure 1.9 – Principe de l'ACV.

- **Étape 1** : Définition des objectifs et du champ de l'étude. Cette phase revêt une grande importance, car elle conditionne l'ensemble du processus, en particulier les interprétations ultérieures.
- **Étape 2** : Inventaire des flux de matières et d'énergies associés aux différentes étapes du cycle de vie, rapporté à l'unité fonctionnelle choisie. L'inventaire du cycle de vie (ICV) recense les flux de matières et d'énergies entrants et sortants à chaque étape du cycle de vie.
- **Étape 3** : Évaluation des impacts potentiels à partir des flux de matières et d'énergies recensés. Cette évaluation se présente sous la forme d'une série de résultats relatifs aux impacts potentiels, tels que "X kg d'équivalents CO<sub>2</sub> pour l'effet de serre" ou "Y kg d'équivalents H<sup>+</sup> pour l'acidification".
- **Étape 4** : Interprétation des résultats obtenus en fonction des objectifs, avec une évaluation de la robustesse des résultats. Cette approche méthodologique permet une compréhension approfondie des IE associés à un produit, guidant ainsi les prises de décision et les actions visant à améliorer la soutenabilité.

Les différentes étapes sont décrites dans les sous-parties suivantes suivant les recommandations du PEF (Product Environmental Footprint) qui est une méthode d'évaluation environnementale européenne harmonisée (basée sur l'ACV) pour tout type de produits et organisations dans le but de faciliter la mise en place de mesures d'écoconception ou permettre un affichage environnemental des produits [18]. Cette méthode est elle-même basée sur les normes ACV.

Aussi l'étude ACV est facilitée par l'utilisation d'un logiciel spécialisé, la partie 1.2.1.5 présente une liste des logiciels ACV pouvant être utilisés en EP.

#### 1.2.1.1 .Étape 1 : Définition des objets et du champ d'étude

Dans le processus d'élaboration d'une étude d'ACV, plusieurs éléments sont essentiels pour assurer sa pertinence et sa fiabilité.

Tout d'abord, la définition du champ d'étude est une étape fondamentale qui nécessite une attention particulière. L'un des piliers est la définition de l'**unité fonctionnelle (UF)**. Elle sert à définir un cadre rigoureux au système et de s'assurer que le praticien et le lecteur parlent de la même chose et lors d'une étude comparative, de comparer le comparable. L'UF est construite de façon à préciser une quantité de produit, une unité de durée du produit puis un contexte spatial et temporel de performances et de qualité. Elle doit répondre aux aspects suivants :

## 1.2. Écoconception en électronique de puissance

---

- La(les) fonction(s) assurée(s)/le(s) service(s) rendu(s) : « quoi ».
- L'ampleur de la fonction ou du service : « combien ».
- Le niveau de qualité souhaité : « comment ».
- La durée (de vie) du produit : « combien de temps ».

Un exemple illustrant l'importance de cette approche pourrait être la comparaison entre deux types de carburants, le carburant A et le carburant B. Imaginons que 1 litre de carburant B semble moins polluant que 1 litre de carburant A. Cependant, il s'avère que le carburant B permet seulement de parcourir un tiers de la distance que le carburant A permet de couvrir avec un litre. Pour une comparaison plus juste, il est donc nécessaire de considérer la quantité de carburant nécessaire pour effectuer une même tâche, et ici de comparer 1 litre de carburant A avec 3 litres de carburant B, ce qui nous amène à un résultat différent. Une UF pertinente dans ce contexte pourrait être définie comme "un carburant permettant de parcourir une distance de X km pendant 1 heure sur un circuit spécifique, dans une voiture donnée".

Ensuite, il est nécessaire de délimiter les frontières du système à l'aide d'un diagramme des frontières, qui précise les activités incluses dans l'analyse et celles qui en sont exclues.

Une fois le champ d'étude défini, il est important d'identifier toutes les catégories d'impact qui doivent être appliquées sans exclusion. Elles comprennent des aspects tels que les émissions de gaz à effet de serre, la consommation d'énergie, les ressources naturelles utilisées, etc.

Enfin, il est essentiel d'inclure toutes les informations supplémentaires pertinentes dans l'étude. Toutes les hypothèses et restrictions doivent être explicitées de manière transparente, et toutes les données manquantes doivent être clairement signalées. Ce processus rigoureux garantit que l'étude d'ACV est complète, précise et fiable dans son évaluation des IE d'un produit ou d'un système.

### 1.2.1.2 . Étape 2 : Création de l'inventaire (ICV)

L'étape de collecte de données est une étape cruciale qui est sans aucun doute la plus longue des quatre. L'Inventaire sur cycle de vie (ICV) consiste à répertorier les flux de matières et d'énergies associés aux différentes étapes du cycle de vie d'un produit ou d'un système, en fonction de l'unité fonctionnelle choisie. Cela implique de documenter les flux de matières et d'énergies entrants et sortants à chaque étape du processus de vie du produit ou du système. Pour une ICV, on parle de flux élémentaires, à savoir matières/énergies entrantes/sortantes dans le système étudié, directement prélevées dans l'environnement sans aucune transformation humaine préalable, nous reviendrons sur ce point ensuite.

Dans un premier temps, la phase de fabrication englobe l'exploitation, l'extraction et la transformation minière, mais aussi toutes les activités liées à la production du produit principal, y compris le traitement chimique, la fabrication, le transport, l'assemblage et la gestion des déchets générés pendant le processus de fabrication.

La distribution du produit est également scrutée. Cela comprend le transport du produit depuis l'usine jusqu'au point de vente, ainsi que le stockage dans les entrepôts et les points de vente. Les intrants énergétiques, les émissions de gaz à effet de serre et les déchets associés à cette étape sont pris en compte.

L'étape d'utilisation du produit englobe toutes les activités et tous les produits nécessaires pour utiliser le produit, ainsi que la gestion des déchets associés à son utilisation. Cependant, les déchets

du produit lui-même ne sont pas inclus dans cette étape, mais plutôt dans l'étape suivante, celle de la fin de vie.

Enfin, l'étape de fin de vie implique la collecte, le traitement, le recyclage ou l'élimination appropriée du produit une fois qu'il n'est plus en service. Cela comprend des activités telles que le désassemblage, le broyage, le tri, le compostage, l'incinération et la mise en décharge, ainsi que la gestion et l'entretien des installations de traitement des déchets.

Pour faciliter la création de l'ICV, nous utilisons des bases de données, ce sont des outils qui permettent d'éviter d'avoir à répertorier individuellement tous les flux élémentaires. Elles modélisent des flux complexes entre les différents acteurs impliqués dans le système, grâce à une agrégation des flux élémentaires. Les flux complexes sont donc tous les autres intrants (tels que l'électricité, les matières premières, les processus de transport) et extrants (tels que les déchets, les sous-produits) d'un système.

Une base de données adaptée à un secteur donné comprend des flux complexes spécifiques à ce secteur. Par exemple, une base de données dédiée au domaine de l'électronique peut inclure des flux complexes tels que celui de la diode. Il existe un large éventail de bases de données disponibles, certaines gratuites, d'autres non, avec plus ou moins de flux complexes en lien avec le domaine de l'EP, par exemple Ecoinvent, Gabi, etc. Le tableau 1.2 présente une liste des bases de données pouvant être utilisées en EP.

Table 1.2. Liste de bases de données pouvant être utilisées en EP [19].

Base de données	Gratuit/Payant	Transparence	Adapté au génie électrique	Nombre de flux	Remarques
Ecoinvent	Payant	Bonne	Électromécanique, électronique, chimie, énergie, etc.	+18000	Complète et permet de modéliser de nombreux processus de production et de consommation. Elle est également transparente quant aux sources de données et aux hypothèses utilisées. Toutefois, elle n'est pas spécifiquement adaptée à l'électronique.
Base Empreinte (ADEME)	Gratuit	Moyenne	Limité	+1600	Pas exhaustive, cependant, elle permet de modéliser de nombreux processus de production et de consommation. Toutefois, elle n'est pas spécifiquement adaptée à l'électronique. C'est la fusion de la Base Carbone® et la Base IMPACTS.
CODDE	Liée à EIME	Bonne	Présence d'une Base de données sectorielle : électromécanique.	+800	Exclusif au logiciel EIME
ELCD	Gratuit	Bonne	Traitement en fin de vie, transporteurs d'énergie, production de matériaux, etc.	+300	Cette base de données est développée par l'Union européenne et contient des données pour de nombreux secteurs, y compris le Génie Électrique.
GaBi	Payant	Oui	Énergies renouvelables, électronique, électricité et TIC, etc.	+15000	La base de données n'est pas spécifique au secteur du Génie Électrique, cependant elle possède un large jeu de donnée dans le domaine.
WEEE LCI	Gratuit	Moyenne	Modéliser la fin de vie des équipements électriques et électroniques ménagers et de certains équipements professionnels.	+900	Base de données française d'inventaire du cycle de vie liée à la gestion des équipements électriques et électroniques (EEE) dans le cadre de l'organisation française de la responsabilité des producteurs.
CPM LCA data-base	Gratuit	Bonne	Transporteurs d'énergie, technologies; production de matériaux; services de transport; systèmes; traitement en fin de vie; Déchets.	+500	Base de données en ligne.

Pour une compréhension plus approfondie des flux complexes, la figure 1.10 illustre l'analyse du procédé de fabrication d'un Circuit intégré (CI) à l'aide de la base de données GaBi [20]. On constate que le flux complexe "Fabrication d'un Semiconducteur" comprend des entrées et une sortie. Elles sont reliées par des modèles avec lesquels une quantité de sortie permet d'obtenir les quantités d'entrée. Les entrées représentent des flux complexes qui traduisent les besoins nécessaires à la fabrication du CI. Par exemple, le flux "wafer" englobe le processus de fabrication du wafer. De plus, des métaux précieux sont utilisés pour les connexions, un substrat, de la pâte à braser, un boîtier ou une semelle. S'ajoute à cela l'énergie requise pour la fabrication du CI. La sortie représente le produit final. Un utilisateur peut alors faire appel à ce flux complexe au lieu de modéliser de zéro son CI.

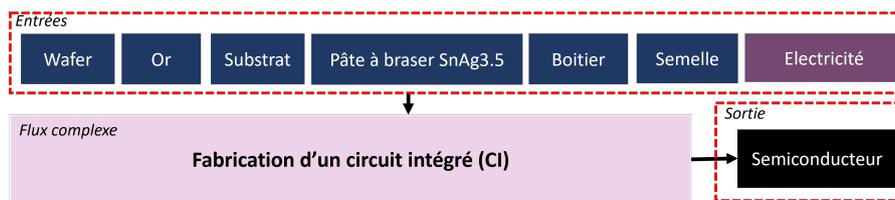


Figure 1.10 – Conceptualisation du procédé de fabrication d'un circuit intégré à l'aide de la base de données [20].

### 1.2.1.3 .Étape 3 : Indicateurs d'impact, caractérisation et évaluation

L'étape 3 est composée de la classification et de la caractérisation. Il est possible d'y ajouter deux parties optionnelles, la normalisation et la pondération.

Pour que l'analyse soit plus lisible, et pas simplement une liste exhaustive d'entrées et de sorties, l'objectif est de regrouper autant que possible ces éléments en identifiant leurs points de convergence, c'est-à-dire leurs impacts communs. C'est ce qu'on appelle la classification. Par exemple, que l'on prenne l'émission de CO<sub>2</sub> ou de méthane, les deux gaz amènent à l'effet de serre, on pourra alors les rassembler dans une catégorie appelée « Gaz à effet de serre (GES) ».

Il existe une diversité de méthodes d'évaluation des impacts environnementaux, classifiables en deux catégories distinctes, comme illustrées dans la figure 1.11 :

- Midpoint (impact intermédiaire) : Corresponds à un impact au sein de la chaîne de causalité.
- Endpoint (dommages finaux) : Représente les dommages à la fin de la chaîne de causalité.

Ces catégories définissent différentes approches dans l'évaluation des IE, chacune offrant une perspective particulière sur les conséquences des activités humaines sur l'environnement.

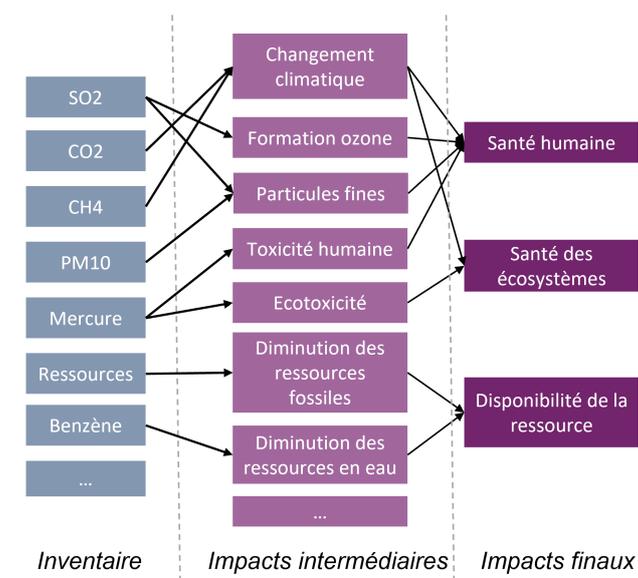


Figure 1.11 – Classification des IE en impacts intermédiaires et impacts finaux.

Les catégories d'impacts sont déterminées à l'aide de méthodes de caractérisation connues sous

le nom de "life cycle impact assessment" (LCIA). Les modèles LCIA peuvent être soit monocritères (se concentrant sur un seul impact environnemental) soit multicritères. L'équation 1.1 illustre le modèle typique d'un IE pour les méthodes de caractérisation des impacts intermédiaires et l'équation 1.2 des impacts finaux.

$$IE^{(e)} = \sum_s FI_s^{(e)} \cdot M_s \quad (1.1)$$

Avec  $IE^{(e)}$  le score d'impact intermédiaire pour la catégorie ( $e$ ),  $FI_s^{(e)}$  le facteur de caractérisation intermédiaire exprimant l'importance relative d'une substance  $s$  dans le contexte de la catégorie d'impact intermédiaire ( $e$ ) et  $M_s$  la masse de la substance.

$$SD^{(d)} = \sum_s FD^{(e,d)} \cdot IE^{(e)} \quad (1.2)$$

Avec  $SD^{(d)}$  le score de caractérisation de dommages pour la catégorie ( $d$ ),  $FD^{(e,d)}$  le facteur de caractérisation des dommages reliant les catégories intermédiaires ( $e$ ) aux catégories de dommages ( $d$ ) et  $IE^{(e)}$  le score d'impact intermédiaire.

Prenons l'exemple de l'impact sur le changement climatique (pouvoir de réchauffement radiatif à 100 ans, unité de mesure  $kgCO_2eq$ ), toutes les substances sont caractérisées pour obtenir des  $kgCO_2eq$ . Le facteur de caractérisation du  $CO_2$  est 1, celui du  $CH_4$  est de 21, etc.

Les différentes catégories d'impacts étudiées dans cette thèse sont présentées et expliquées en annexe A, elles sont sélectionnées selon le guide de la méthode PEF ("empreinte environnementale des produits") [18].

Une fois les impacts obtenus, deux étapes peuvent être ajoutées : la normalisation et la pondération.

- La normalisation consiste à multiplier les IE par des facteurs de normalisation pour évaluer leur contribution aux catégories d'impact et les comparer à une unité de référence. Cela génère des résultats adimensionnels.
- La pondération, les résultats normalisés sont multipliés par une série de facteurs de pondération (en %) reflétant l'importance relative des catégories d'impact. Les impacts peuvent être sommés pour obtenir un impact environnemental global. Cela permet d'obtenir un seul chiffre à la fin, cependant une difficulté réside dans la modélisation des facteurs de pondération qui peuvent amener des sources d'erreurs.

#### 1.2.1.4 . Étape 4 : Interprétation

L'interprétation est effectuée conformément aux objectifs de l'étude.

1. Évaluation de la fiabilité du modèle (se questionner/vérification modèle fiable)
  - Exhaustivité : objectifs, frontières, intrants/extrants.
  - Contrôle de sensibilité : influence d'une évolution d'un paramètre.
  - Contrôle de cohérence : hypothèses, méthodes cohérentes.
2. Mise en évidence de points névralgiques

## 1.2. Écoconception en électronique de puissance

- Catégories d'impacts.
- Les étapes du cycle de vie.
- Les processus.
- Les flux élémentaires.

### 1.2.1.5 . Logiciel ACV pour l'EP

De nombreux logiciels sont disponibles pour réaliser une ACV, mais certains semblent offrir plus d'avantages que d'autres pour le secteur de l'EP. Une liste de ces logiciels est présentée dans le tableau 1.3. Les choix du logiciel, des bases de données, mais aussi de tout le champ d'étude pour cette thèse est précisé au chapitre 2.

Table 1.3. Liste des principaux logiciels ACV pouvant être utilisés pour des systèmes électriques [19].

Logiciel ACV	Simapro	Gabi	OpenLCA	Umberto	EcoDesign Studio	Brightway 2	EIME
<b>Gratuit/Payant</b>	Payant	Payant	Gratuit	Payant	Payant	Gratuit	Payant
<b>Compatibilité BdD</b>	Nombreuses	Gabi	Nombreuses	Ecoinvent, Carbon Minds chemicals data-bases	Base Impact, (option base ecoinvent, données privées)	Nombreuses	CODDE, ecoinvent, Base Impact, PEF/OEF, Negaocet
<b>Collaboratif</b>	Peu, partage des résultats	Non	Oui, plusieurs méthodes de collaboration	Non	Oui	Oui	Non
<b>Incertitude et étude de sensibilité</b>	Analyse de scénario Monte-Carlo			L'équipe d'assistance d'Umberto peut fournir quelques outils basés sur Excel pour permettre l'analyse de sensibilité	Analyse de scénario	Analyse de scénario Monte-Carlo	
	Matrice Pedigree	Écarts en pourcentage peuvent être utilisés pour les flux d'inventaire.	Matrice Pedigree			Large possibilité d'implémentation grâce à l'utilisation de python	Matrice Pedigree
<b>Remarques</b>	Logiciel d'ACV bien établi et largement utilisé, avec une grande variété de fonctionnalités et de bases de données disponibles.	Une interface utilisateur intuitive, et des fonctionnalités de modélisation avancées.	Open source, gratuit, avec une communauté active de développeurs et d'utilisateurs. Il offre une grande flexibilité pour la modélisation de systèmes complexes.	Une interface utilisateur intuitive et des fonctionnalités avancées pour la modélisation de systèmes complexes.	Ecodesign Studio est conçu pour une ACV simplifiée (l'objectif est de permettre à des non-experts de modéliser correctement un produit).	Open source gratuit, développé pour les besoins spécifiques de l'ACV. Il offre une grande flexibilité pour la modélisation de systèmes complexes, mais nécessite une certaine expérience en modélisation d'ACV et en python.	Les ACV Pep ecopassport (Electric, Electronic and heating & cooling products) sont faits avec.

### 1.2.1.6 . Limites de l'ACV

L'ACV est une méthodologie intéressante pour évaluer les IE d'un produit ou d'un processus. Cependant, il est important de garder à l'esprit ses limites, une liste non exhaustive est présentée ci-dessous [21, 22] :

- **Dépendance aux bases de données** : Les résultats de l'ACV reposent sur les bases de données disponibles, influençant la qualité des résultats en fonction de la précision des données utilisées. Cette dépendance a conduit à l'élaboration de différentes analyses, telles que des analyses d'incertitudes et de sensibilité, afin de les intégrer dans les résultats. Ces analyses sont détaillées dans le chapitre 2.
- **Focus sur les impacts potentiels** : L'ACV se concentre sur les impacts potentiels plutôt que sur les impacts réels, fournissant une estimation théorique des dommages environnementaux. Les résultats proviennent de modèles qui ont eux-mêmes leurs limites.

- **Interprétation** : La diversité des catégories d'impact, souvent exprimées en midpoint plutôt qu'en endpoint, rend l'interprétation des résultats plus abstraite et moins liée aux dommages réels subis par l'environnement ou les humains.
- **Pas de solution parfaite** : Les choix environnementaux basés sur l'ACV impliquent des compromis, car les avantages sur certains impacts potentiels peuvent être compensés par des désavantages sur d'autres.

Plusieurs études d'ACV dans la littérature se concentrent sur les produits d'EP, mais elles rencontrent des limitations telles que l'imprécision des inventaires, le manque de transparence ou la présentation des résultats uniquement en termes de changement climatique, bilan carbone (CO<sub>2</sub>eq). D'autres études d'ACV ont été menées sur des systèmes plus vastes intégrant des équipements électroniques de puissance ; cependant, ces études ne se concentrent généralement pas spécifiquement sur la partie EP, la considérant simplement comme faisant partie d'un sous-ensemble (de type boîte noire). Même si un inventaire spécifique de l'EP est inclus, cette partie n'attire généralement pas une attention particulière, se contentant d'un résultat global de l'ACV qui ne révèle pas quelles sous-parties, quels matériaux ou quels processus sont les plus impactants. Par conséquent, les concepteurs d'EP ne peuvent pas utiliser les informations existantes sous cette forme pour l'écoconception ou l'éco-optimisation de l'EP (définie section 1.2.4). Ils ont besoin d'une ACV précise et détaillée. Les points chauds (*hotspots*), c'est-à-dire les parties les plus impactantes sur lesquelles agir, ne sont pas précisément connues, et les données ne peuvent pas être extrapolées à d'autres architectures. De plus, les incertitudes sont rarement mentionnées, ce qui est pourtant essentiel pour assurer la fiabilité des résultats, notamment dans le cadre d'études comparatives.

#### 1.2.1.7 . Règles d'or dans les ACV en EP

La phase finale de l'ACV est l'interprétation des résultats, mais déjà cinq facteurs majeurs dans le domaine de l'EP sont identifiés comme contribuant à une augmentation des IE [20] :

1. **Consommation électrique** : Les pertes énergétiques liées à la consommation électrique peuvent jouer un rôle prépondérant dans les IE par rapport à la fabrication, en fonction du type de produit et de son cycle de fonctionnement. Ainsi, privilégier un système doté d'un mode veille performant et présentant peu de pertes est recommandé.
2. **Masse** : Une masse élevée implique généralement une consommation d'énergie et de matière plus importante lors de la fabrication et pour certains domaines d'application aussi lors de l'utilisation.
3. **Volume des PCB** : Les circuits imprimés peuvent comporter plusieurs couches. Une augmentation du nombre de couches entraîne une augmentation du nombre d'étapes de fabrication, de la consommation d'énergie et de matériaux, y compris des matériaux précieux tels que l'or, ce qui est lié au facteur numéro 5.
4. **Nombre et type de composants semi-conducteurs** : La taille des puces influence considérablement leur impact, en raison des processus énergivores en amont (fabrication du wafer). Les circuits intégrés contiennent des métaux précieux tels que l'or et l'argent, ce qui est également lié au facteur numéro 5.
5. **Matériaux précieux** : Les métaux précieux ont des IE élevés par unité de masse. Avec la miniaturisation de l'électronique, la proportion de matériaux précieux utilisés par rapport à la masse totale de l'électronique tend à augmenter.

Bien évidemment, les 5 règles d'or ne suffisent pas à mettre en œuvre une démarche d'écoconception complète avec l'utilisation de la méthode ACV. Cette dernière permet d'identifier précisément les points critiques, de quantifier les IE et donc d'évaluer le bénéfice environnemental d'une solution écoconçue en prévenant les effets rebonds.

Nous allons à présent exposer l'état actuel de la recherche sur les méthodes d'écoconception dans le domaine de l'EP.

### 1.2.2 . Efficacité énergétique et matériaux

L'efficacité énergétique a toujours été au cœur de la conception des systèmes d'EP. Un indicateur clé de cette efficacité est le rendement sur cycle de fonctionnement, calculé en comparant la puissance de sortie à la puissance d'entrée selon la formule :

$$\eta = \frac{Nc \int_{cycle} P_u dt}{Nc \int_{cycle} (P_u + P_{fct}) dt} \quad (1.3)$$

Avec  $P_{fct}$  les pertes de fonctionnement et  $P_u$  la puissance utile et  $Nc$  le nombre de cycles.

Améliorer le rendement contribue également à minimiser l'échauffement, permettant ainsi de réduire la taille des systèmes de refroidissement. Cela conduit à une augmentation de la densité de puissance. En outre, cela se traduit par une réduction des coûts et une meilleure efficacité énergétique, ce qui, comme expliqué avec les règles d'or de l'ACV est essentiel pour répondre aux exigences environnementales croissantes.

Il est difficile de donner un exemple spécifique de recherche, car de nombreux articles ont été publiés sur ce sujet [23]. Néanmoins, la roadmap de la performance des systèmes en EP vu par l'European Center for Power Electronics (ECPE) [24], offre une vision globale des tendances des performances à la hausse et d'une recherche toujours en cours.

La figure 1.12 illustre l'évolution de la densité de puissance au fil du temps, une mesure étroitement liée à l'efficacité énergétique. Un exemple notable de recherche dans ce domaine est le Little Box Challenge, un concours d'ingénierie organisé par Google et la Power Electronics Society de l'IEEE. Le défi consistait à concevoir un onduleur d'une taille environ dix fois plus petite que l'état de l'art de l'époque, tout en maintenant un rendement supérieur à 95% et en supportant des charges de 2 kW.

Le marché actuel des semiconducteurs de puissance est dominé par la technologie au Silicium (Si). Les performances de cette technologie ont progressé de manière continue à mesure que la technologie a mûri au cours des 30 dernières années, mais ont désormais atteint le stade où ses propriétés matérielles fondamentales limitent la capacité et l'efficacité des systèmes de semiconducteurs de puissance. C'est pourquoi, d'autres recherches et développements se sont concentrés et se concentrent sur l'utilisation de matériaux différents dans le but d'augmenter la densité énergétique des systèmes, tels que les semiconducteurs à large bande interdite (également connus sous le nom Wide-bandgap (WBG)) [23]. Ce sont des matériaux semi-conducteurs qui ont une bande interdite plus large que les semiconducteurs conventionnels. Les WBG permettent aux dispositifs de fonctionner à des tensions, des densités de courant et des fréquences de découpages plus élevées que le silicium. Deux matériaux se dégagent, le Nitrure de gallium (GaN) [26] et le Carbure de silicium (SiC).

Une étude menée par Fronius [27] a évalué l'impact sur le changement climatique (exprimé en

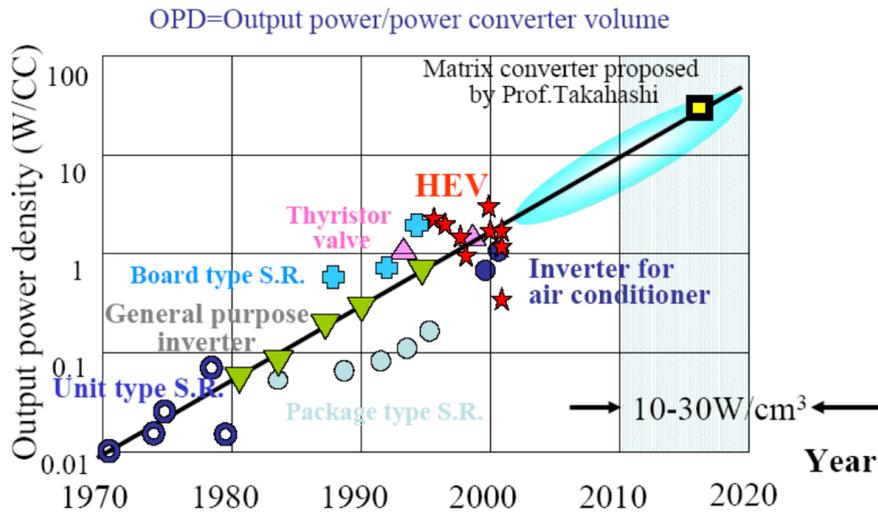


Figure 1.12 – Évolution de la densité de puissance en fonction du temps [25].

équivalent CO<sub>2</sub>) d'un onduleur solaire pour une même unité fonctionnelle, en comparant l'utilisation des technologies Si et SiC. Les résultats ont montré que la fabrication de wafers Si entraînait une émission de 27 300 kg CO<sub>2</sub>e/m<sup>2</sup>, tandis que celle de wafers SiC de 90 000 kg CO<sub>2</sub>e/m<sup>2</sup>. Ainsi, pour une même surface, le Si présente un IE trois fois moindre que le SiC. Cependant, lorsque l'on considère l'unité fonctionnelle réelle, le module de puissance SiC se révèle être beaucoup plus léger que le module de puissance Si, avec respectivement 22 g et 179 g. Les émissions de CO<sub>2</sub> associées à la fabrication de l'unité fonctionnelle sont également bien inférieures pour le SiC, soit 11 kg CO<sub>2</sub>e contre 26.4 kg CO<sub>2</sub>e pour le Si, réduisant ainsi l'impact sur le changement climatique de 2.5 fois. Ces résultats suggèrent que l'utilisation du SiC peut contribuer à une réduction significative de l'impact sur le changement climatique.

L'utilisation du SiC permet également de réduire les pertes, ce qui demeure une considération importante. Cependant, il est également nécessaire d'examiner d'autres critères environnementaux pour s'assurer qu'il n'y a pas d'effet rebond indésirable. Il est important de noter que l'ACV devrait être réalisée sur l'ensemble du cycle de vie des produits.

D'autres recherches portant sur les matériaux mettent également l'accent sur les matériaux biosourcés, mais les domaines d'application sont davantage liés à l'électronique faible signal plutôt qu'à l'EP, avec par exemple des condensateurs ou transistors organiques [28, 29]. Il est crucial de comprendre que l'utilisation de matériaux biosourcés n'est pas une solution en soi. Des effets de rebond peuvent apparaître et le développement de systèmes utilisant ces matériaux reste encore à un stade préliminaire.

La question des matériaux est indéniablement l'un des points majeurs à aborder, comme mentionné au début du chapitre. Toutefois, cela demeure un domaine assez complexe en raison de l'interconnexion des processus de fabrication et des divers matériaux impliqués. Cela nécessite la réalisation d'une ACV sur l'ensemble du cycle de vie, ce qui peut demander l'accès à une vaste base de données qui n'est pas toujours disponible. Aujourd'hui, les études environnementales se concentrent généralement sur des matériaux spécifiques, par exemple les matériaux magnétiques doux tels que le manganèse-zinc (Mn-Zn) ou le nickel-zinc (Ni-Zn), mais il est souvent difficile de généraliser ces données à d'autres modèles pour les réutiliser dans des systèmes plus grands. Les données sont très

spécifiques au cas d'étude choisi. De plus, cela soulève des questions concernant la fiabilité et la durée de vie des différents matériaux, car le changement de matériaux peut entraîner une réduction de la durée de vie et donc une augmentation des IE lié au remplacement du système.

### 1.2.3 . Fiabilité des systèmes

La fiabilité des systèmes est là aussi un champ d'étude bien documenté en EP [30]. La figure 1.13 montre que l'étude de la fiabilité a toujours été corrélée aux avancées en EP. Pour plus d'information, la première partie du chapitre 3 présente un état de l'art des études de fiabilité en EP.

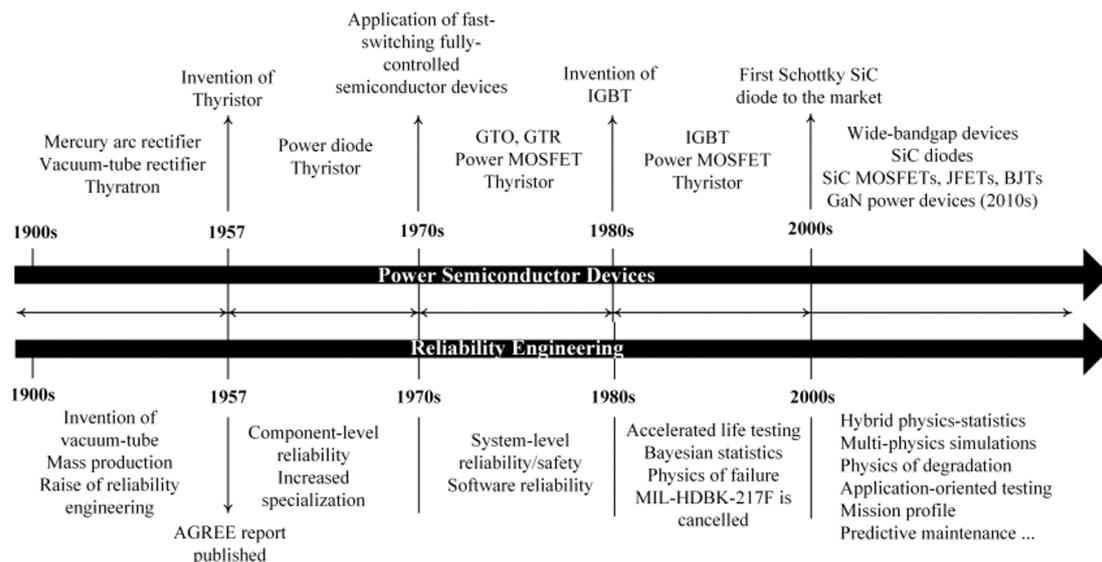


Figure 1.13 – Développement historique des semiconducteurs de puissance, de l'électronique de puissance et de l'ingénierie de la fiabilité [31].

Cependant, malgré un nombre important d'études sur la fiabilité des systèmes, les données restent rares, seule la vision en laboratoire de la défaillance est disponible et non la vision de terrain. Malheureusement, ce sont bel et bien les défauts causés en milieu réel, dans des environnements non contrôlés qui amènent à des remplacements, de la maintenance et donc une augmentation des IE. Ces défauts semblent bien différents des défauts en cyclage déterminés dans des environnements contrôlés [32].

Le projet Owntech propose une réponse à cette problématique à travers la création d'un convertisseur collaboratif programmable open source [33]. Le projet propose une documentation interactive (plugin logiciel libre KiCad) pour améliorer la réparabilité et fournit donc des infos essentielles pour la fiabilité. Cette ressource permet de suivre chaque convertisseur tout au long de sa durée de vie opérationnelle et facilite l'intégration des retours d'expérience issus du terrain, afin d'en faire bénéficier les utilisateurs tout en stimulant l'amélioration des futures générations de produits. Dans toutes les informations du software, il y a la "heatmap des défauts rencontrés", elle facilite une visualisation rapide des composants les plus susceptibles de causer une panne, en calculant la probabilité de défaillance à partir de l'ensemble des défauts constatés sur le parc. La figure 1.14 présente un exemple de cette heatmap avec en rouge les composants les plus susceptibles de tomber en panne. Bien évidemment, ce type d'initiative nécessite un grand nombre de données.

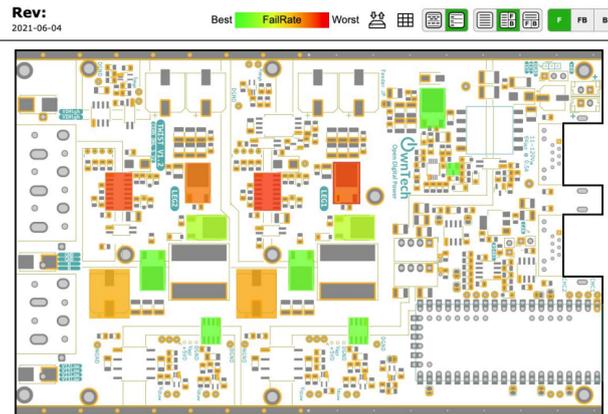


Figure 1.14 – Exemple de heatmap projet Owntech [33].

### 1.2.4 . Éco-dimensionnement

L'éco-dimensionnement ou éco-optimisation consiste à ajuster les dimensions et/ou le fonctionnement d'un composant ou système afin de répondre aux exigences fonctionnelles tout en réduisant au maximum les répercussions environnementales. La figure 1.15 illustre cette démarche.

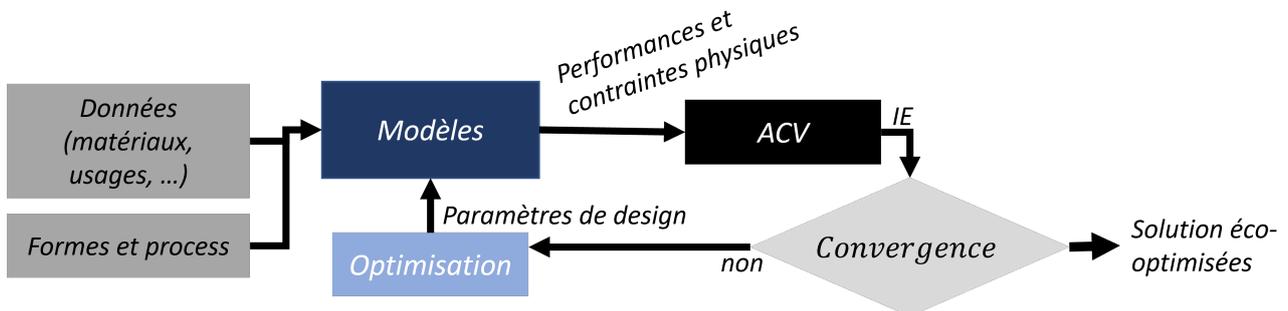


Figure 1.15 – Processus d'éco-optimisation.

Une optimisation complète, qui intègre ces processus, impliquera de formaliser ces processus en termes de variables et de contraintes.

Pour illustrer la méthode, prenons l'exemple d'un composant électromécanique, un moteur à induction monophasé pour application domotique [34], sous la forme d'actionneurs tubulaires pour produits enroulables comme les volets roulants, les stores de terrasse, les portes de garage, etc. Nous considérons, dans cet exemple, deux objectifs à minimiser :

- l'énergie globale sur cycle de vie, c'est-à-dire l'énergie à la fabrication, à l'utilisation et au démantèlement.
- la masse totale des parties actives, qui représente indirectement un IE, notamment à travers la consommation des ressources en matières premières.

Les résultats de l'éco-optimisation sont obtenus en utilisant un profil de couple sinusoïdal avec une montée maximale du rideau de 0,1 N·m, un temps de montée de 25 s et un temps de descente de

## 1.2. Écoconception en électronique de puissance

20 s, sur une période d'utilisation de sept ans à une tension de 230 V. Le scénario d'utilisation est d'un cycle par jour. Ces données sont extraites d'une application réelle de volet roulant. La répartition des solutions dans l'espace des objectifs est illustrée dans la figure 1.16. Il est important de noter que la masse des composants actifs est directement liée à leur longueur active.

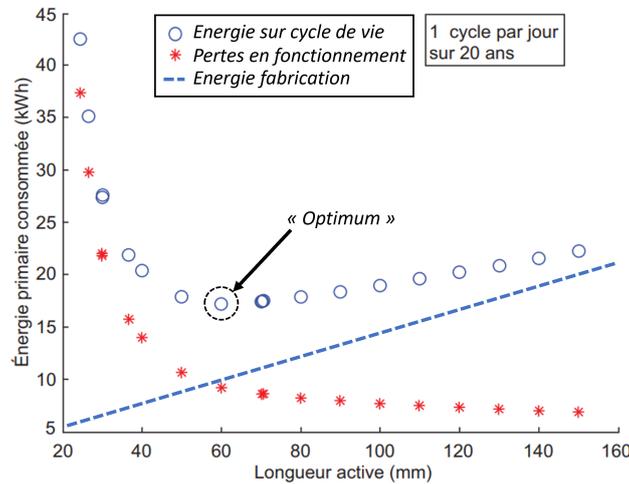


Figure 1.16 – Énergie primaire consommée sur cycle de vie du moteur domotique en fonction de sa longueur axiale (masse) (1 cycle/jour, durée 20 ans) [34].

La figure 1.16 montre comment l'énergie primaire sur le cycle de vie, nécessaire à la fabrication et au fonctionnement de la machine, évolue en fonction de sa longueur axiale (et donc de sa masse). Comme indiqué, l'énergie de fonctionnement (pertes totales) est inversement proportionnelle à la masse, ce qui signifie que le rendement s'améliore avec l'augmentation de la masse. En revanche, l'énergie grise associée à la fabrication de la machine est proportionnelle à la masse. Ainsi, il existe un compromis sur le cycle de vie entre l'énergie de fonctionnement et l'énergie grise. Cette notion de compromis peut être astucieusement mise en évidence en calculant le rendement sur cycle ( $\eta_{cv}$ ) par la relation suivante :

$$\eta_{cv} = \frac{Nc \int_{cycle} P_u dt}{Nc \int_{cycle} (P_u + P_{fct}) dt + E_{mat}} \quad (1.4)$$

Où  $P_u$  est la puissance utile,  $P_{fct}$  sont les pertes de fonctionnement et  $E_{mat}$  est l'énergie grise.  $Nc$  correspond au nombre de cycles de fonctionnement répétés.

Les résultats soulignent que l'objectif de maximiser le rendement de fonctionnement d'un dispositif ne conduit pas nécessairement à un dispositif écoconçu, surtout s'il présente un cycle de fonctionnement court ou intermittent.

Une étude supplémentaire sur l'éco-optimisation réalisée par Huber *et al.* [35] met en évidence une optimisation multi-objectif incluant l'impact environnemental lié au changement climatique, comme illustré dans la figure 1.17. Cette étude souligne la différence entre la maximisation du rendement et la minimisation des émissions de gaz à effet de serre. Les conclusions indiquent que la principale difficulté réside dans l'obtention de données fiables pour créer des modèles d'optimisation. De plus, elle souligne l'importance de prendre en compte les critères environnementaux dans la conception des produits d'électronique de puissance, une considération qui deviendra de plus en plus pertinente

à mesure que les tendances énergétiques évolueront vers une utilisation décarbonée et où le coût de fabrication jouera un rôle de plus en plus important.

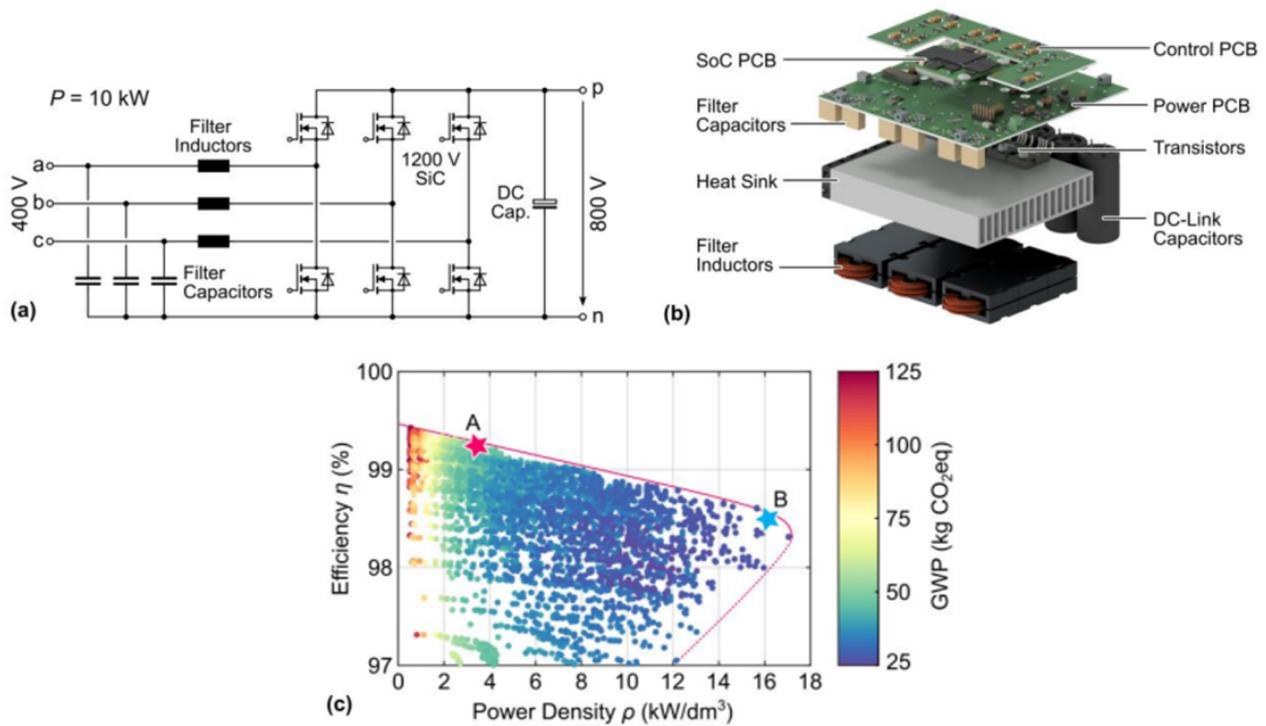


Figure 1.17 – Optimisation multi-objectif incluant l'IE changement climatique d'un onduleur [35].

Les publications dans le domaine de l'éco-dimensionnement demeurent rares. Il est essentiel d'y accorder davantage d'attention. Cela implique la définition de métriques pour orienter les choix de dimensionnement pour des systèmes multicritères, tels que l'utilisation du rendement sur cycle de vie. Mais aussi, l'exploration de diverses topologies de systèmes, ainsi que l'utilisation de différents modèles, pouvant conduire à des solutions optimales permettant de réduire les IE.

### 1.2.5 . Conception multi-usage : circularité

La conception multi-usage est la partie qui aborde l'économie circulaire en EP. L'idée de l'économie circulaire est de proposer un modèle qui s'oppose à celui classiquement utilisé, l'économie linéaire, à savoir, extraire, fabriquer, distribuer, consommer et mise en décharge. Ce modèle prend en compte l'ensemble du cycle de vie d'un produit, en permettant au produit en fin de vie d'être réinjecté à différents endroits de l'économie grâce notamment à la réparation, la réutilisation, la remise à neuf, le recyclage, etc. Le principe de l'économie circulaire est présenté figure 1.18, plus le produit en fin de vie suit une petite boucle plus l'économie circulaire est bénéfique[36].

Ainsi, différentes études sont aujourd'hui menées sur la démontabilité, la diagnosticabilité, le ré-emploi et la modularité :

- **Démontabilité**

Pour réparer, remplacer ou autre, il faut que le système soit démontable. L'étude de Romano, et *al.*

## 1.2. Écoconception en électronique de puissance

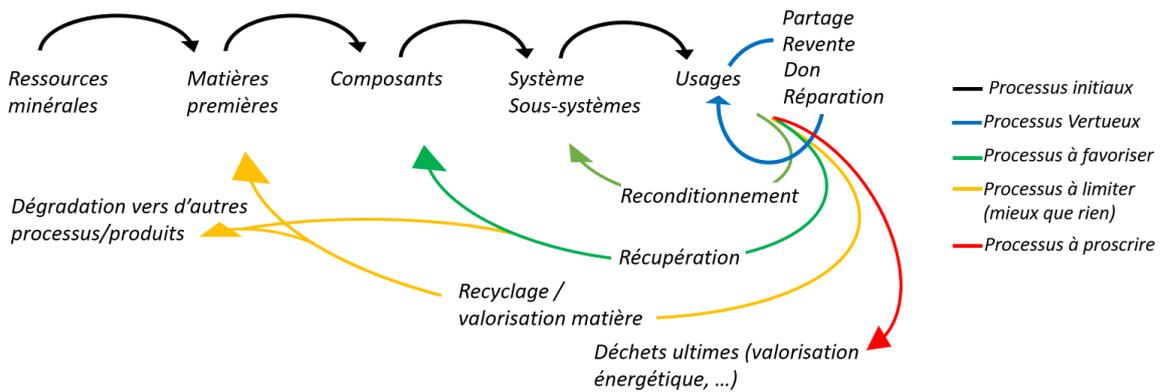


Figure 1.18 – Principe de l'économie circulaire [36].

[37] essaie de comprendre la circularité des produits à travers la difficulté de désassemblage en appliquant la norme liée EN 45554. Cela permet d'identifier les limites et de proposer des améliorations pour l'EP.

Un paramètre intéressant pour la démontabilité est lié à la communication (n'est pas spécifique à l'EP) est l'indice de réparabilité. C'est un critère permettant d'évaluer la facilité de réparation des produits électroniques grand public. Il a été instauré en France en 2021 dans le cadre de la loi anti-gaspillage pour une économie circulaire. Cet indice, noté sur une échelle de 1 à 10 (1 : très mauvais ; 10 très bon), repose sur cinq critères : la disponibilité des pièces détachées, la documentation technique, la facilité de démontage du produit, la possibilité de mise à jour du logiciel et enfin le coût de la réparation. Cet indice pourrait être étendu à des systèmes moins grand public pour permettre d'améliorer la circularité.

### • Diagnosticabilité

D'autres travaux sont liés à la diagnosticabilité des systèmes d'EP, c'est-à-dire regarder l'état de santé soit pendant leur utilisation, soit après leur utilisation. Le but est soit de rallonger la durée de vie, par exemple en adaptant la sollicitation d'un composant via l'adaptation de sa commande, soit d'aider à la connaissance de l'état de santé des systèmes en fin de vie, par exemple en liant l'impact du cyclage thermique à la durée de vie. Les travaux de Rahmani et *al.* [38] proposent une métrique, la durée de vie résiduelle, de qualification de l'état de santé d'un composant après utilisation afin de le réinjecter dans l'économie. C'est une méthode multidisciplinaire utilisant l'ACV et l'analyse des modes de défaillance ainsi que leurs effets. Cette approche implique la mise en œuvre de stratégies de circularité telles que l'augmentation de la durée de vie du produit, la facilitation de la maintenance et des réparations, la conception des sous-systèmes des convertisseurs pour la réutilisation, le réaménagement et le recyclage. De la même manière que [38], [39] regarde la valeur résiduelle de composants de puissance, les résultats montrent qu'un condensateur électrolytique pourrait être réutilisé 2 fois et des transformateurs de 5 à 10 fois.

En réalité, la recherche dans le domaine de la surveillance de l'état de santé est vaste et ne cesse de se développer. Diverses méthodes sont disponibles, qu'elles soient électriques, thermiques, acoustiques ou optiques [40]. Cependant, ces différentes méthodes restent souvent à l'état d'informations et ne sont pas nécessairement suivies d'actions concrètes. Aujourd'hui, il est nécessaire de dévelop-

per la recherche afin d'implémenter des fonctions de surveillance permettant d'établir un diagnostic qui conduise à un remplacement partiel plutôt que total des systèmes en cas de défaut, ou à la réutilisation de sous-systèmes en cas de bon fonctionnement.

Dans le chapitre 5, nous approfondirons l'aspect de la diagnosticabilité en EP.

• **Réemploi**

La thèse de Kim Bunthern, LAPLACE 2019 [41] met en lumière un aspect de la circularité axé sur le reconditionnement et la récupération, en proposant la réutilisation d'un DEEE, ici un bloc d'alimentation d'ordinateur pour gérer le contrôle de charge optimal d'une installation solaire, figure 1.19. Cette approche démontre également que les systèmes d'EP peuvent être réemployés dans d'autres systèmes d'EP différents, allant au-delà de la simple réparation ou du recyclage.

L'étude révèle une ACV du système réadapté, où l'impact du bloc d'alimentation est négligeable par rapport à celui des panneaux photovoltaïques et des batteries. Durant la phase d'utilisation, la principale source d'impact provient de la conversion d'énergie électrique, mettant en évidence l'importance de la fiabilité et de l'efficacité des systèmes réutilisés.

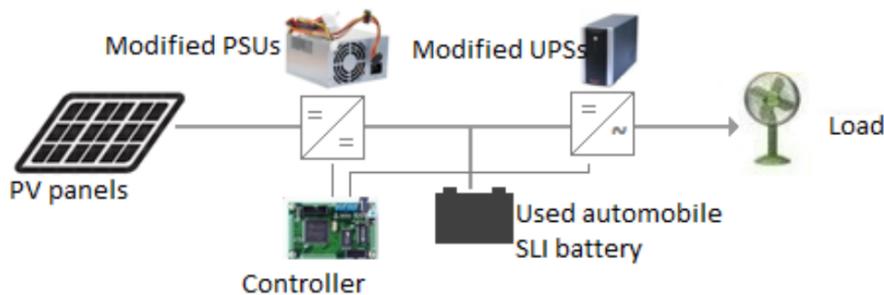


Figure 1.19 – Système photovoltaïque basé sur la solution de réutilisation après modification [41].

• **Modularité**

Benefits	Material Customization Supply Chain Manufacture Obsolescence R&D	Maintenance Reparability Upgrades Functionality Services	Recycling Reuse Remanufacture
	Production	Use	Disposal
Limitations	Methods Choice Limits Innovation Increases development time and complexity	User acceptance and perception Performance problems (overdesign, faulty interfaces) Diversity of use scenarios and user behaviour Promotes obsolescence	Concrete evidence Lack of company support

Figure 1.20 – Avantages et limites de la modularité à chaque étape du cycle de vie du produit [42].

Dans le but de faciliter la circularité, d'autres études se concentrent sur l'aspect modulaire des systèmes [42]. La modularité fait référence à la capacité d'un système ou d'un composant à être conçu, fabriqué et assemblé de manière à pouvoir être facilement démonté, remplacé ou mis à niveau. La figure 1.20 expose les bénéfices et les limites de la modularité dans le contexte d'une approche plus durable à chaque phase du cycle de vie du produit. Au stade de la production, la modularité permet de réduire l'utilisation de ressources et de matériaux, tout en offrant la possibilité de créer des systèmes facilement personnalisables en fonction des exigences du cahier des charges. Cela améliore le stockage des pièces en réduisant le nombre de tailles de produits et en simplifiant la chaîne de fabrication avec moins de variantes de systèmes. En réduisant le nombre d'outils, de processus et de tests, la modularité simplifie également l'analyse du cycle de vie en réduisant le nombre de systèmes à étudier. Cependant, elle peut entraîner une complexité accrue du système et donc un temps de développement plus long. De plus, elle peut limiter l'innovation en rendant le produit fortement dépendant d'autres éléments.

En ce qui concerne l'utilisation, la modularité améliore la maintenance, réduit les coûts et accélère les réparations, ce qui entraîne des économies. Elle facilite également les mises à niveau du système, prolongeant ainsi sa durée d'utilisation et ses fonctionnalités. Cependant, l'acceptation de l'utilisation d'un système réparé plutôt que neuf peut entraver la perception de la qualité du produit réparé. De plus, la possibilité de réparation peut soulever la question de l'obsolescence programmée, opposant un système réparable à un système non réparable, mais à la durée de vie longue.

En fin de vie, comme mentionné précédemment, la modularité facilite l'intégration du système dans une économie circulaire en permettant la réutilisation, le recyclage, la réparation, etc. Cependant, les infrastructures permettant ces pratiques restent actuellement limitées, ce qui peut entraîner la situation où un système théoriquement réparable se retrouve sans solutions pratiques de réparation.

Les avantages généraux de la modularité peuvent être appliqués au domaine de l'EP, comme illustré dans la figure 1.21 [43]. Cela démontre que la modularité offre diverses possibilités, telles que le remplacement uniquement des parties défectueuses, mais aussi le recyclage et la mise à niveau. D'autres travaux dans le domaine de la modularité, notamment ceux basés sur l'approche des réseaux de convertisseurs (ou Power Converters Array - PCA), intègrent également une perspective de durabilité [44, 45]. Cette approche permet une vision matricielle qui répond aux spécifications du cahier des charges, facilitant ainsi la réparation individuelle des différentes cellules composant le convertisseur.

Dans le chapitre 5, nous approfondirons l'aspect de la modularité en EP.

Néanmoins, la modularité ne doit pas être considérée comme une finalité en soi. En d'autres termes, la modularité ne prend tout son sens que lorsqu'elle est envisagée sur l'ensemble du cycle de vie, en tenant compte des défaillances et du remplacement des systèmes. De plus, la modularité doit être associée à des fonctions de diagnostic afin d'obtenir des informations sur les défaillances et de permettre un remplacement sélectif. C'est pour ces raisons que les études portant sur la modularité et le diagnostic en lien avec les IE doivent encore être développées.

### 1.3 . Contributions

D'après l'état actuel des connaissances en matière de soutenabilité dans le domaine de l'EP, cette thèse aborde la problématique suivante :

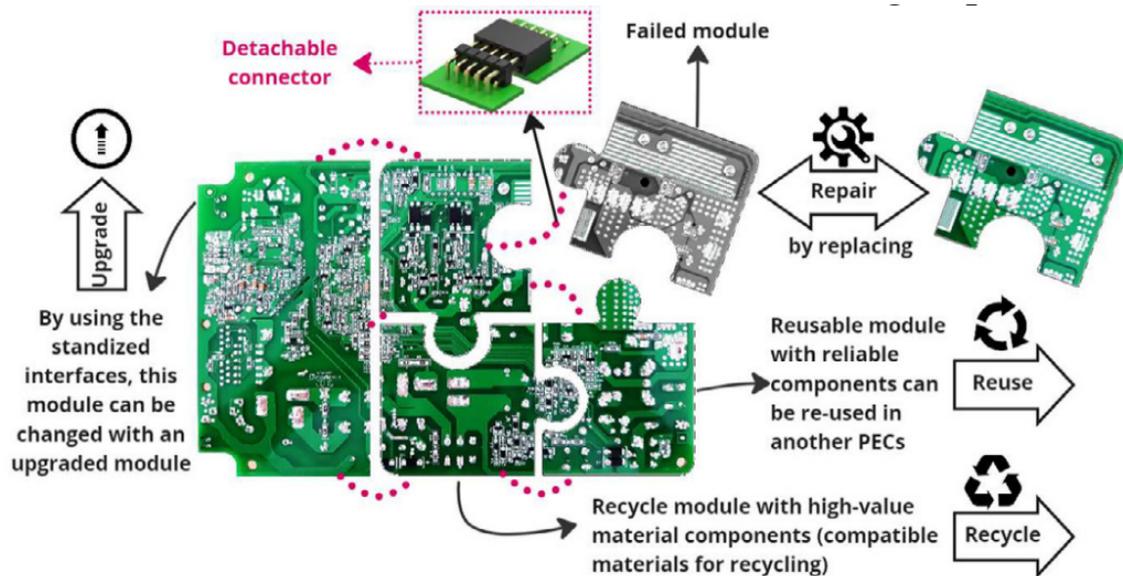


Figure 1.21 – Modules destinés à la réutilisation, à la réparation, à la mise à niveau et au recyclage. [43].

**Est-il possible de réduire les impacts environnementaux sur le cycle de vie d'un convertisseur statique en intégrant la modularité et la diagnosticabilité tout en garantissant un fonctionnement viable ?**

Pour expliquer les contributions de cette thèse, nous rappellerons les limites des connaissances actuelles et présenterons les différents chapitres qui tentent de répondre à ces défis.

Tout d'abord, comme mentionné précédemment, l'obtention de données environnementales fiables, réutilisables, bien documentées et complètes dans le domaine de l'EP est difficile. C'est pourquoi le chapitre 2 propose une ACV d'un cas de référence, représentant un onduleur standard non modulaire et non diagnosticable, tel qu'on le trouve actuellement sur le marché. Cette analyse comprend l'étude des principaux impacts ("hotspots"), ainsi qu'une analyse de sensibilité et d'incertitudes des données d'entrée. Le premier chapitre met en évidence l'utilisation et de la fabrication comme hotspots, notamment en identifiant le module de puissance et le boîtier en aluminium comme parties prédominantes au niveau de la fabrication.

Ensuite, il est crucial d'avoir une vision complète du cycle de vie, de la fabrication à la fin de vie du système, y compris le remplacement du système. Aujourd'hui la littérature est au début des études de quantification environnementale sur la circularité, cela n'est pas illogique étant donné la complexité et le manque de connaissance pour quantifier une économie linéaire. Boubakr Rahmani, 2021 [46] propose un modèle pour représenter la fin de vie des composants de puissance, en les associant au coût énergétique sur le cycle de vie. La conclusion indique la nécessité de renforcer cette approche et d'introduire des critères environnementaux à la place du coût énergétique. Dans cette perspective, le chapitre 3 propose une méthode sur le cycle de vie pour prendre en compte les défaillances des systèmes à travers des fonctions probabilistes, en distinguant les défauts liés à la jeunesse, à la vie utile et à la vieillesse. Cette méthode est illustrée avec un module de puissance présent dans l'onduleur de référence, ce qui permet d'affiner les évaluations des IE sur le cycle de vie. Une étude de sensibilité examine l'impact des données d'entrée telles que le type d'utilisation ou le type de refroidisseur.

L'étude de Vincent Debuschère, 2009 [34] a remis en question les critères de conception traditionnellement utilisés en y intégrant une perspective environnementale. Ses recherches ont révélé que l'optimisation basée sur des critères environnementaux peut différer de celle basée uniquement sur le rendement énergétique. Néanmoins, il est apparu nécessaire d'approfondir cette approche. D'une part, il est important de ne pas se limiter à l'aspect énergétique du cycle de vie, mais d'intégrer des critères environnementaux plus représentatifs de la réalité. D'autre part, il est essentiel de poursuivre ce type de recherche pour d'autres types de systèmes, en utilisant des bases de données de plus en plus précises. Par conséquent, le chapitre 4 cherche à éco-optimiser par rapport à des critères environnementaux le module de puissance de référence en jouant sur des variables de conception telles que le calibre en courant et en tension. Il a été montré que l'optimum de conception diffère lorsque des critères environnementaux sont pris en compte, surtout si le système est utilisé dans un mix énergétique "décarboné" ou s'il est peu utilisé.

L'objectif principal est d'examiner un système à la fois modulaire et diagnosticable. Comme mentionné précédemment, les méthodes actuelles visant à étudier la circularité cherchent à modéliser les défaillances en envisageant le remplacement intégral du système, donc sans modularité. Bien que la modularité ne soit pas étudiée en termes d'impact sur la circularité, elle est abordée principalement du point de vue de sa faisabilité physique, un aspect essentiel. Toutefois, il est crucial de garantir que les bénéfices environnementaux sont significatifs. Quant à la diagnosticabilité, elle n'est pas directement liée à la circularité, mais est examinée à travers le prisme de la fiabilité. Ainsi, il est également pertinent de mesurer les bénéfices environnementaux dans ce contexte. La méthode proposée dans le chapitre 3 pour intégrer le remplacement est améliorée pour inclure l'aspect modulaire et diagnosticable dans le chapitre 5. Une étude de cas compare ensuite des systèmes intégrés/modulaires diagnosticable ou non. Les résultats montrent que la modularité est bénéfique pour réduire les IE sur le cycle de vie lorsqu'elle est couplée à la diagnosticabilité. La modularité seule entraîne une augmentation des IE, car en cas de défaut, tout le système est remplacé. De plus, il est nécessaire que le système subisse des pannes non liées au vieillissement, sinon, qu'il soit modulaire ou non, tout le système est aussi remplacé.

Le dernier chapitre aborde également l'éco-dimensionnement, similaire à celui du chapitre 4, mais cette fois pour un système à la fois modulaire et diagnosticable. Tous les arguments précédemment évoqués concernant l'importance d'étudier l'éco-dimensionnement des systèmes d'EP, ainsi que l'intégration de la diagnosticabilité et de la modularité, convergent dans ce chapitre. La variable d'optimisation correspondant au nombre de composants en parallèle est ajoutée. Le cas d'étude optimal du chapitre 4 est comparé à celui trouvé dans ce chapitre. Les conclusions indiquent qu'il est possible de réduire les IE sur le cycle de vie en intégrant des critères environnementaux dès la phase de conception et en les optimisant. Tout comme pour le chapitre 5, la meilleure solution est pour le système optimisé selon des critères environnementaux, qui est modulaire et dispose d'une fonction de diagnostic précise.



# Chapitre 2

## Analyse du cycle de vie d'un onduleur de référence

### Sommaire

---

<b>2.1 Définition du champ d'étude</b>	<b>42</b>
<b>2.2 Inventaire cycle de vie</b>	<b>43</b>
2.2.1 Fabrication	44
2.2.2 Utilisation	47
2.2.3 Transport	49
2.2.4 Fin de vie	49
<b>2.3 Résultat de l'ACV</b>	<b>49</b>
2.3.1 ACV de l'onduleur sur cycle de vie	50
2.3.2 Hiérarchisation/communication des résultats	50
2.3.3 "Cradle-to-gate" IE de l'onduleur	52
2.3.4 "Cradle-to-gate" IE du module de puissance	53
<b>2.4 Analyse du caractère incertain de l'ACV</b>	<b>55</b>
2.4.1 Méthode	56
2.4.2 Analyse de sensibilité : mix énergétique à l'utilisation	57
2.4.3 Analyse d'incertitude	58
2.4.4 Analyse de sensibilité : méthode "OAT"	59
<b>2.5 Conclusion</b>	<b>62</b>

---

L'écoconception démarre avec la connaissance des impacts environnementaux d'un produit pour ensuite chercher à les réduire. L'ACV est la méthode qui fait aujourd'hui consensus dans la quantification des IE. Ce chapitre est la première étape de l'écoconception, la quantification des IE d'un onduleur de référence grâce à la méthode ACV.

La méthode ACV est présentée en détail dans le chapitre 1. L'ACV est divisée en 4 étapes, comme décrit dans la figure 2.1, à savoir : la définition des objectifs et du champ d'étude ; l'inventaire des flux de matières et d'énergie associés aux étapes du cycle de vie liées à l'unité fonctionnelle sélectionnée ; une évaluation des impacts potentiels des flux identifiés ; et enfin, l'interprétation des résultats obtenus par rapport aux objectifs initiaux.

La méthodologie générale de mise en place d'une ACV est décrite dans le chapitre 1. Ce chapitre se concentre sur l'ACV d'un convertisseur statique de référence, ici un onduleur. Pour ce faire, les 4 étapes de l'ACV y sont développées sous le prisme de cet onduleur.

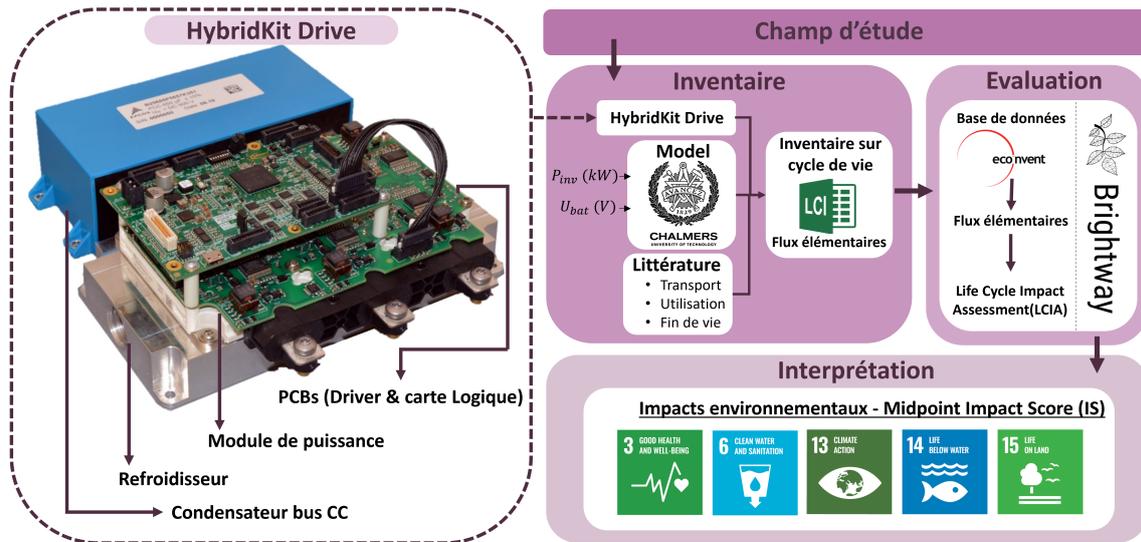


Figure 2.1 – Résumé graphique du chapitre, principe de l'ACV basé sur les données de l'étude. Les 4 étapes de l'ACV correspondent aux 4 domaines mis en évidence.

## 2.1 . Définition du champ d'étude

Comme le nom de la méthode l'indique, la quantification des IE est faite sur cycle de vie, mais quel est-il? L'étude se focalise sur un produit de référence (standard), c'est pourquoi un cycle de vie classique est sélectionné, à savoir, la fabrication, l'utilisation, le transport et la fin de vie.

Le champ d'étude permet de présenter L'Unité fonctionnelle (UF), qui est une étape fondamentale dans toute ACV; elle est utilisée pour définir rigoureusement le cadre du système étudié, ainsi que pour définir les limites de l'étude, qui devraient être les mêmes que celles utilisées pour mener une étude comparative. L'UF est construite de manière à spécifier une quantité de produit, une unité de temps d'exploitation (indirectement liée à sa qualité) et par la suite un contexte de performance.

La durée de vie en électronique de puissance peut varier considérablement en fonction de l'application, de 5 ans pour certains onduleurs utilisés dans l'industrie à 30 ans pour le transport ferroviaire [47]. Pour cette étude, un inventaire d'onduleur de traction automobile a été utilisé, il sera développé en section 2.2. C'est pourquoi la durée vie moyenne de 15 ans pour l'automobile est sélectionnée, correspondant ainsi à 10 000 heures d'opérations de l'unité fonctionnelle. De plus, cette étude suppose que la durée de vie est équivalente à la durée d'utilisation utile, donc aucun remplacement pendant la période d'utilisation ne sera pris en compte dans ce chapitre.

Le type d'onduleur (la technologie), varie aussi en fonction du type d'application. Par exemple, dans l'industrie, les "general purpose inverter" ou les variateurs de vitesse allant du kW au MW, sont des produits moins confrontés à des contraintes mécaniques et moins confrontés à des contraintes d'encombrement. Les onduleurs de panneaux solaires (W au kW), peuvent être dans des environnements contraignants, en extérieur. Les onduleurs de véhicules électriques (VE) ont eux des contraintes mécaniques, des contraintes de place et des contraintes de poids. Ces exemples montrent bien qu'en fonction du type d'application, la conception diffère. Comme pour la durée de vie, l'inventaire utilisé est lié aux technologies présentes dans le monde automobile. L'UF fonctionnelle suivante est alors

## 2.2. Inventaire cycle de vie

inspirée par un véhicule électrique de catégorie "polyvalent".

L'UF de notre étude est définie comme suit :

**Générer un fonctionnement électrique triphasé AC pour une charge de 150 kW (machine électrique) à partir d'une source d'alimentation continue de 450 V, sur une durée de vie de 15 ans, soit l'équivalent de 10 000 heures de fonctionnement.**

L'ACV est un outil multicritère, le choix des catégories d'impacts et des méthodes de caractérisation relève de la compétence d'un expert en ACV. Les catégories d'impact sont sélectionnées selon le guide de la méthode PEF ("empreinte environnementale des produits") [18], comme résumé dans le tableau 2.1 ci-dessous. Le but du PEF est de créer une méthode harmonisée à l'échelle européenne. L'Annexe A décrit les différents IE utilisés dans la méthode PEF.

Table 2.1. Acronymes des différents impacts environnementaux [18].

Changement climatique	GWP ( $kg\ CO_{2eq}$ )	Écotoxicité, eaux douces	FET ( $CTUe$ )
Appauvrissement de la couche d'ozone	OD ( $kg\ CFC-11_{eq}$ )	Consommation d'eau	WD ( $m^3\ world_{eq}$ )
Épuisement des ressources fossiles	FD ( $MJ$ )	Eutrophisation, eau douce	FE ( $kg\ P_{eq}$ )
Toxicité humaine	HT ( $CTUh$ )	Eutrophisation marine	ME ( $kg\ N_{eq}$ )
Toxicité humaine, non cancers	HTNC ( $CTUh$ )	Acidification	TAP ( $Mole\ H_{eq}^+$ )
Particules	PM ( <i>Incidence des maladies</i> )	Eutrophisation terrestre	TE ( $Mole\ N_{eq}$ )
Rayonnement ionisant	IR ( $kBq\ U235_{eq}$ )	Épuisement, minéraux et métaux	MRD ( $kg\ Sb_{eq}$ )
Formation d'ozone photochimique	POF ( $kg\ COVNM_{eq}$ )	Utilisation des terres	LU

## 2.2 . Inventaire cycle de vie

L'étape d'inventaire est l'une des plus chronophages et sensibles dans le processus de l'ACV. L'objectif ici est d'identifier tous les flux élémentaires nécessaires à la réalisation du produit étudié, dans ce cas-ci, l'onduleur de puissance. Ces flux sont définis comme les matières/énergies entrant/sortant du système étudié, qui ont été extraites/libérées dans l'environnement (biosphère) sans transformation humaine préalable néfaste [48]. Ces flux sont essentiels et seront utilisés pour calculer les impacts environnementaux lors de l'étape 3 de l'ACV. L'inventaire est réalisé sur l'ensemble du cycle de vie (fabrication, utilisation, transport et fin de vie), d'où le nom d'ICV (inventaire du cycle de vie).

Avant de présenter les flux, il est important de rappeler l'importance de l'utilisation de base de données. Les flux élémentaires sont généralement difficiles à déterminer, seuls les flux représentant une agrégation de flux élémentaires, déchets, sous-produits, processus, sont connus. Il faut alors parler de flux complexes ou flux de technosphère, l'ensemble des activités organisées par l'homme. Par exemple, dans l'inventaire d'une carte électronique, il est possible d'utiliser le flux complexe feuille de cuivre, plutôt que de modéliser le processus feuille de cuivre à partir du flux élémentaire, minerai de cuivre, énergie, etc.

Ces flux complexes sont plus facilement disponibles dans la littérature, à partir de base de données. Par conséquent, nous avons utilisé une base de données à cet effet, à savoir Ecoinvent V3 (Zurich,

Suisse).

Cette base de données modélise les activités humaines ou les processus en mesurant les ressources naturelles extraites de l'environnement, les émissions rejetées dans l'eau, le sol et l'air, les produits demandés par d'autres processus (électricité) et, naturellement, les produits, les co-produits et les déchets. Ecoinvent est l'une des bases de données les plus largement utilisées dans le domaine de l'ACV, en raison de l'exhaustivité de son catalogue.

La base de données Ecoinvent propose trois modèles de fonctionnement, "Allocation, cut-off by classification", "Allocation, at the point of substitution (APOS)", et "Substitution, consequential, long term". Les modèles établissent les règles méthodologiques pour calculer les flux élémentaires à partir des flux complexes. Celui choisi tout au long de la thèse est le "Allocation, cut-off by classification". Il repose sur l'approche "pollueur payeur". Dans ce modèle, les déchets relèvent de la responsabilité du producteur. Les produits recyclés sont alors exempts de charges environnementales (considérés comme comptabilisés dans le produit primaire).

Le fonctionnement global de notre étude, en lien avec notre inventaire, est résumé dans la figure 2.1 et expliqué dans les paragraphes suivants. Les flux étudiés se réfèrent à un onduleur de référence d'Infineon (figure 2.1), le Hybrid pack drive sous forme de kit [49], avec un module de puissance IGBT FS820Ro8A6P2B, calibre courant 820A et calibre tension 750V.

### 2.2.1 . Fabrication

La partie de l'ICV qui concerne la fabrication est construite à partir de 3 sources principales.

**Guide d'utilisation Infineon :** Infineon fournit des informations en accès libre pertinentes pour l'étude ACV [49].

**Etude de Rétro-ingénierie :** une étude réalisée par System Plus Consulting (une entreprise spécialisée en rétro-ingénierie, basée à Nantes, en France) sur le FS820Ro8A6P2B HybridPACK Drive 750 V IGBT, le module de puissance utilisé ici, a fourni des informations précises et complémentaires sur la constitution de ce module [9].

**Inventaire Chalmers :** L'inventaire final est complété par des flux provenant de l'onduleur de 150 kW introduit dans l'étude de Nordelöf (2017) de l'Université de Chalmers [50]. Ces flux sont présentés dans un modèle d'inventaire du cycle de vie évolutif (il sera appelé par la suite "**Modèle Chalmers**"); cet inventaire représente l'évolution de la masse de chaque composant de l'onduleur pour véhicule électrique en fonction de la puissance de l'onduleur. Le modèle Chalmers joue un rôle important et sa création peut être expliquée par 3 aspects, à savoir : un manque de données dans le domaine de l'électronique de puissance; l'observation d'une corrélation entre le volume de l'onduleur et la puissance; et l'objectif de permettre aux praticiens de l'ACV (qui ne sont pas nécessairement du domaine de l'électronique de puissance) d'accéder à un outil rapide dont les valeurs d'entrée sont facilement trouvées. Par conséquent, la puissance électrique est le principal paramètre d'entrée sélectionné. La puissance d'entrée peut varier de 20 à 200 kW, tandis que la tension de la batterie varie de 250 à 700 V en fonction du type de véhicule, d'une hybride légère à une voiture électrique complète. Le modèle Chalmers a été élaboré en collaboration entre des chercheurs ayant différentes compétences en ACV et en conception d'électronique de puissance. Les données de conception des composants ont été compilées à partir de déclarations de contenu matériel, de littérature comparative technologique, d'experts de l'industrie et de descriptions de produits. Ce modèle représente une approche "cradle-to-gate", c'est-à-dire uniquement la production de l'onduleur, des matériaux

## 2.2. Inventaire cycle de vie

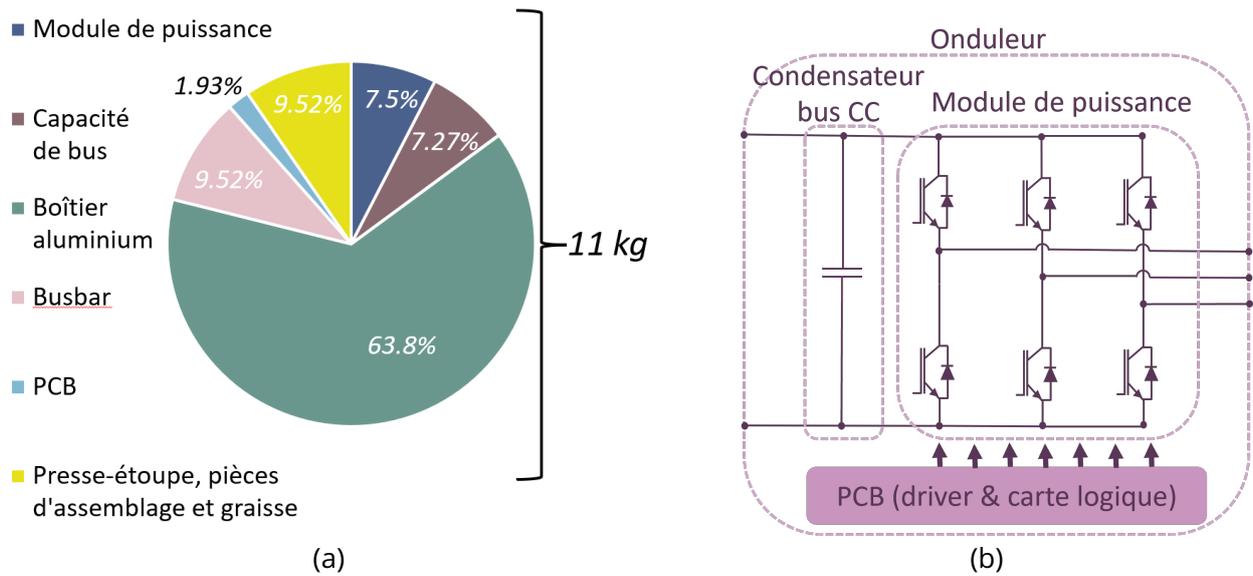


Figure 2.2 – (a) Masse d'un onduleur de 150 kW avec un bus de 450 V DC, poids total = 11 kg; (b) Schéma électrique de la partie puissance.

à l'unité finale utilisable.

Le modèle Chalmers n'est pas entièrement utilisé pour la fabrication en raison de sa non-représentation d'un onduleur existant pour l'unité fonctionnelle, pouvant potentiellement entraîner une erreur dans l'estimation des matériaux et des processus. Par conséquent, le HybridKit Drive sert de point de départ de l'étude, et le modèle Chalmers complète les données manquantes. De plus, Chalmers a développé son modèle avec deux onduleurs de référence de la même famille que celui étudié ici, permettant ainsi une corrélation plus simple et réaliste.

Le tableau 2.2 présente la structure globale du système proposé avec toutes les différentes sous-parties, ainsi qu'un résumé de leurs informations clés pertinentes. Une explication plus précise de la fabrication de ce type d'onduleur est proposée Annexe B.

Le poids de l'onduleur (correspondant à l'UF), 11kg, et de chaque sous-partie est présenté dans la figure 2.2(a), où la principale partie est le boîtier ( $\approx 7kg$ ). La figure 2.2(b) fournit le schéma électrique de l'onduleur étudié.

Table 2.2. Composition de l'onduleur de référence, information sur la modélisation.

Sous-parties	Mise à l'échelle et information	Ref
Boîtier aluminium	Boîtier en aluminium, protégé par un vernis. Modélisé géométriquement pour prendre en compte toutes les autres sous-parties. Le refroidisseur représente la partie inférieure du boîtier.	[50]
Module de puissance	Le module IGBT avec diode FS820R08A6P2B HybridPACK Drive 750 V est utilisé. Les puces sont soudées au Direct Bond Copper (DCB) et interconnectées avec des fils de bonding. Le DCB est soudé à la semelle (cuivre). Un cadre en plastique ferme l'ensemble avec des bornes en cuivre accessibles. Un gel de silicone est déposé sur les puces. Les surfaces en cuivre extérieur sont nickelées. Certaines connexions peuvent être dorées (pour réduire la résistance électrique), ici ce n'est pas pris en compte. Les bornes d'alimentation sont en acier galvanisé pour les connexions vissées aux barres omnibus externes.	[50, 49, 9]
Condensateur bus Courant continu (DC)	Condensateur TDK/Epcos B25655P5507K, $C = 500 \mu\text{F}$ , $V_{dc} = 500 \text{ V}$ , $I_{max} = 120 \text{ A}$ . Un condensateur de type film plastique en forme de brique est sélectionné. Il s'agit d'une superposition d'une couche diélectrique en plastique et d'électrodes (étain et zinc). La masse du condensateur évolue en fonction de la puissance et de la tension du bus DC.	[50, 51]
Busbar (jeu de barres)	Couches de cuivre, isolées par un polymère (Polytéréphtalate d'éthylène (PET)). L'évolution du poids du jeu de barres suit une règle de conception pour la section transversale; elle permet le bon fonctionnement du système à des niveaux de puissance spécifiques. En outre, elle est directement liée à la masse. Le poids est également corrélé à la longueur, déterminée par la géométrie de l'onduleur, et évolue avec la puissance.	[50]
Circuit imprimé (PCB), driver et carte logique	Identifié comme standard, 6 couches, type FR-4. Les composants sont de type composant monté en surface (CMS) (volume déterminé par une liste de composants identifiés), soudés avec du Sn95.5Ag3.9Cu0.6. Une couche de polyuréthane est ajoutée sur les deux faces. Aucune corrélation n'a été trouvée entre la puissance de l'onduleur et le volume des cartes, c'est pourquoi la masse du pilote et des cartes logiques a été identifiée comme une constante en fonction de la puissance et de la tension du bus DC.	[50, 49]
Connecteurs, entretoise, presse-étoupe, vis et rondelles	Les presse-étoupes sont en laiton et nickelés. Les inserts, les joints et les joints toriques sont en nylon et en élastomères thermodurcis. Le connecteur de communication externe est modelé (plastique moulé, conducteurs à broches en laiton et contacts plaqués or). Les vis et les rondelles sont en acier faiblement allié et galvanisé pour l'assemblage.	[50]

### 2.2.2 . Utilisation

L'utilisation d'un système correspond ici aux différents flux nécessaires pour son bon fonctionnement. Pour un composant d'électronique de puissance, cela est représenté par l'énergie consommée due à ses pertes sur une durée d'utilisation. Connaître les pertes permet de connaître la partie de l'inventaire lié à l'utilisation.

Mais avant de calculer les pertes, il faut définir l'utilisation du système, la manière dont il est utilisé. Pour cela, un cycle de fonctionnement est sélectionné, il représente l'évolution de variable de fonctionnement en fonction du temps pour une période d'utilisation. Ici le cycle de fonctionnement est construit à partir des cycles de conduite normalisés (Procédure d'essai mondiale harmonisée pour les véhicules légers (WLTP) [52]) d'une durée de 1800 secondes. Le cycle WLTP est aujourd'hui une norme internationale dans le monde automobile qui permet de calculer la consommation énergétique des véhicules. Elle définit la vitesse en fonction du temps sur 30 minutes.

Bien évidemment, le cycle WLTP ne peut pas directement être implémenté à l'onduleur, il faut remonter la chaîne de transmission d'énergie, de la roue au moteur pour remonter aux contraintes appliquées à l'onduleur. Les grandeurs électriques (courant, déphasage, indice de modulation, etc.) fournies par l'onduleur au moteur sont calculées en lien avec les travaux de [53] pour une machine à rotor bobiné (59 kW, 4 paires de pôles) [54].

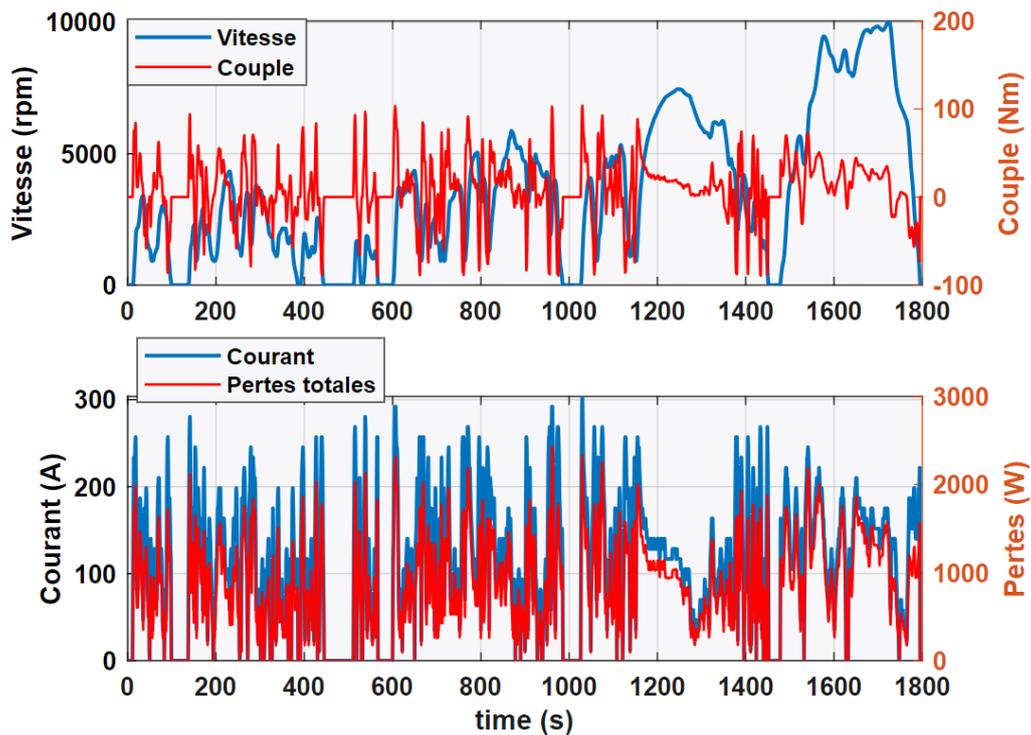


Figure 2.3 – Cycle normalisé WLTP et pertes totales sur cycle de fonctionnement.

Maintenant que les grandeurs électriques sont connues, les pertes peuvent être modélisées. Dans le cas d'un onduleur triphasé IGBT les pertes peuvent être calculées à partir du modèle de pertes issu de la référence [55], le cas d'une commande avec une référence sinusoïdale en modulation scalaire linéaire. Les paramètres sont spécifiques au composant choisi et proviennent principalement

des documentations techniques, résumés au tableau 2.3. Le modèle de pertes est présenté avec les équations 2.1 à 2.4. Il est important de préciser que l'impact de la température sur les paramètres du modèle n'est pas pris en compte, mais aussi que cette modélisation représente seulement les pertes du module de puissance et non celles de tout le convertisseur qui seraient un peu plus élevées. Cependant, pour simplifier, le modèle de perte du convertisseur est défini comme étant équivalent à celui du module de puissance.

Le cycle en vitesse et les pertes totales sont présentés figure 2.3.

$$P_{cond,IGBT} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos\Phi}{8} \right) \cdot V_{CE0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left( \frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos\Phi}{3\pi} \right) \cdot R_{CE} \cdot 2 \cdot I^2 \quad (2.1)$$

$$P_{com,IGBT} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{I_{ref}} \left( \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{K_{V,IGBT}} \quad (2.2)$$

$$P_{cond,diode} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos\Phi}{8} \right) \cdot V_{f0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left( \frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos\Phi}{3\pi} \right) \cdot R_f \cdot 2 \cdot I^2 \quad (2.3)$$

$$P_{com,diode} = f_{sw} \cdot E_{rr} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left( \frac{I}{I_{ref}} \right)^{K_{I,diode}} \left( \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{K_{V,diode}} \quad (2.4)$$

$P_{cond}$  représente les pertes en conduction et  $P_{com}$  les pertes en commutation.  $K_{V,IGBT}$ ,  $K_{V,diode}$  et  $K_{I,diode}$  sont des coefficients de dépendance en tension et en courant, ici,  $K_{V,IGBT} = 1.35$ ,  $K_{V,diode} = 0.6$  et  $K_{I,diode} = 0.6$  comme proposé dans [55].

Table 2.3. Valeur du modèle de perte de l'onduleur de référence .

Général	$T_a$ (°C)	$F_{sw}$ (Hz)	$V_{bus}$ (V)				
	50	10000	450				
IGBT	$V_{ce0}$ (V)	$R_{ce}$ (Ω)	$E_{on+off}$ (mJ)	$V_{ref_{sw}}$ (V)	$I_{ref_{sw}}$ (A)	$kv_{igbt}$	
	1.1	7.50E-04	37	400	450	1.35	
Diode	$V_d$ (V)	$R_d$ (Ω)	$E_d$ (mJ)	$V_{ref_d}$ (V)	$I_{ref_d}$ (A)	$ki_{diode}$	$kv_{diode}$
	1.45	7.50E-04	7	400	450	0.6	0.6

D'après le modèle, le cycle de fonctionnement et les paramètres de l'onduleur de référence, l'énergie consommée sur un cycle de fonctionnement atteint 0.42 kWh, soit 0.84 kWh/h. Cela correspond à un rendement sur cycle de fonctionnement de 92.7%.

Pour connaître l'énergie consommée en fonctionnement durant la vie de l'onduleur, il faut reprendre la durée du cycle de vie de l'unité fonctionnelle, à savoir 15 ans, 10000h, autour de 666h/an [47]. Le résultat obtenu sur cycle de vie pour le flux énergétique à l'utilisation est de 8.38 MWh. Le tableau 2.4 présente le flux complexe utilisé dans l'inventaire pour la partie utilisation.

Table 2.4. Flux lié à l'utilisation (module de puissance seul).

Flux	Entrée	Unité	Flux Ecoinvent
Energie consommée	8.38	MWh	electricity, low voltage

### 2.2.3 . Transport

Pour la composante transport, en l'absence de données spécifiques, le PEF (Empreinte Environnementale des Produits) propose un scénario par défaut avec différents types d'options de transport, de véhicules et de charges. Le scénario par défaut a été sélectionné [18], de l'usine au centre de distribution, puis jusqu'au client final, tableau 2.5.

Table 2.5. Liste des flux liés au transport.

Flux	Entrée	Unité	Flux Ecoinvent
Transport camion local	11.04	km*t	Lorry transport local 32 t, EURO 4
Transport camion intercontinental	32.2	km*t	Lorry transport intercontinental 32 t, EURO 4
Transport camion international	9.2	km*t	Lorry transport international 32 t, EURO 4
Transport bateau	165.63	km*t	Boat transport, trans-oceanic container ship
Transport van	2.3	km*t	Van transport 7,5t, EURO 3, utilization rate of 20%

### 2.2.4 . Fin de vie

La fin de vie est la dernière étape du produit une fois qu'il a été pleinement utilisé; c'est la phase de recyclage. Les composants de l'EP dans les véhicules électriques aujourd'hui sont broyés et traités ultérieurement, avec une très petite quantité des matériaux récupérés [56]. Le processus "waste electric and electronic equipment" d'Ecoinvent est utilisé ici, car il représente le traitement actuel en fin de vie d'un onduleur. Il décrit le traitement mécanique (y compris l'étape précédente de dépollution manuelle, avec toutes les installations nécessaires) des DEEE. Ce processus sépare les déchets en fractions, matériaux ferreux, aluminium, cuivre et résidus. Le traitement de ces fractions n'a pas été pris en compte dans l'étude, tableau 2.6.

Table 2.6. flux lié à la fin de vie.

Flux	Entrée	Unité	Flux Ecoinvent
Déchets d'équipements électriques et électroniques	11	kg	waste electric and electronic equipment

Pour apporter une nuance, il est important de reconnaître que la modélisation du traitement des DEEE en fin de vie est plus complexe en raison des processus utilisés, mais aussi de la gestion des déchets en eux-mêmes. Un pourcentage considérable de DEEE ne suit pas le circuit standard de traitement des déchets. En 2019, par exemple, cela représentait 82.6% (44.3 millions de tonnes) qui n'ont pas été collectés et recyclés [3]. Cette réalité engendre d'importants problèmes environnementaux et sociaux [57]. Ainsi, une étude future pourrait envisager de modéliser la gestion en fin de vie des DEEE en prenant en compte à la fois le traitement des déchets et l'absence de traitement par les circuits conventionnels.

## 2.3 . Résultat de l'ACV

Les résultats de l'ACV sont présentés et discutés dans cette section; ces résultats constituent l'étude de l'UF, un onduleur générant un fonctionnement électrique AC pour une charge de 150 kW, à partir d'une source d'alimentation DC de 450 V, sur une durée de vie de 15 ans avec un total de 10 000 heures d'exploitation. Pour rappel, la méthodologie complète a été décrite dans le chapitre 1.

### 2.3.1 . ACV de l'onduleur sur cycle de vie

La quantification des IE sur l'ensemble du cycle de vie de l'onduleur est présentée dans la figure 2.4. Deux composantes principales de l'ACV émergent, pour tous types d'impacts environnementaux : la fabrication et l'utilisation.

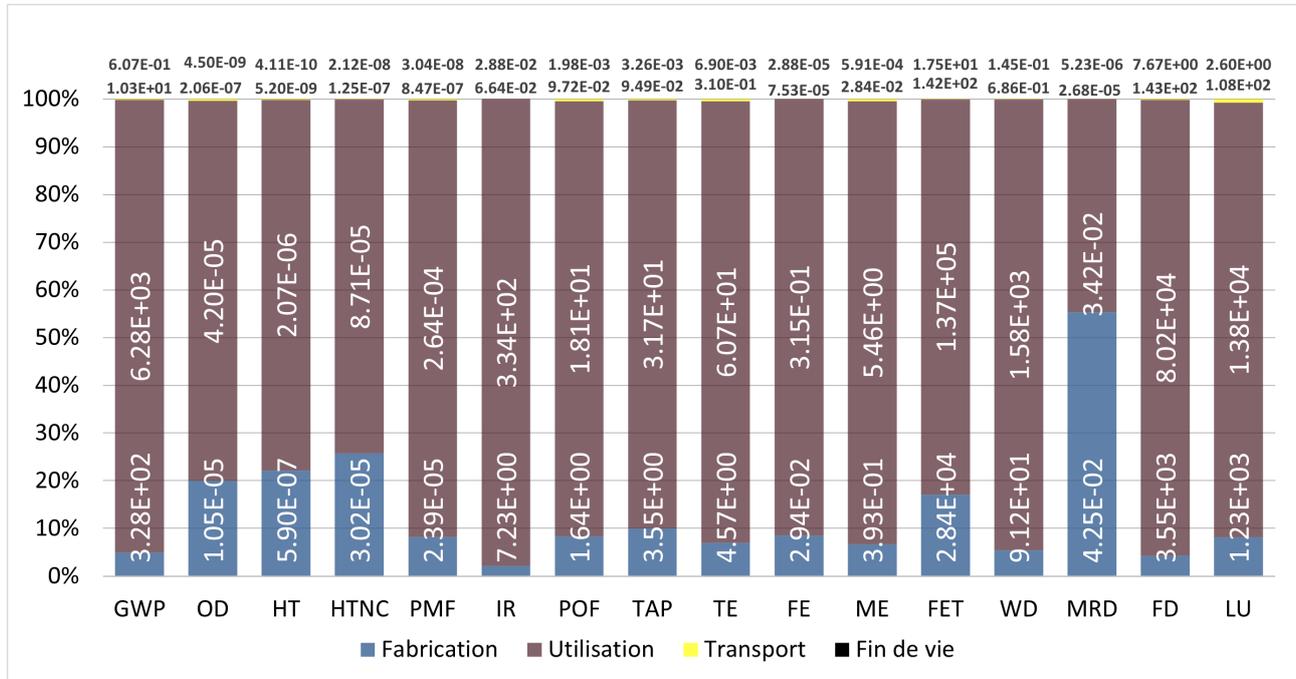


Figure 2.4 – Résultats de l'ACV d'un onduleur pour une charge de 150 kW maximale, à partir d'une source de courant continu de 450 V, sur la base de 15 ans et de 10 000 heures de fonctionnement. Ce résultat traduit les impacts environnementaux normalisés, tous les acronymes et les unités sont présentés dans le tableau 2.1.

Le transport et la fin de vie sont les deux composantes du cycle de vie ayant le moins d'impact sur l'environnement. Ensemble, ils ne dépassent pas 1% des IE dans chaque catégorie. Selon les IE, la fin de vie est de 2 à 100 fois inférieures au transport.

L'utilisation est prédominante dans 15 catégories d'impact : GWP 95%, IR 95%, FD 96%, etc. Il est important de noter que l'utilisation représente une énergie électrique et est donc directement corrélée à la production d'électricité. Cette caractéristique peut avoir un impact considérable sur les résultats finaux, une analyse de sensibilité liée au mix énergétique est effectuée partie 2.4.2.

La fabrication du produit est également une composante importante et elle prédomine pour l'épuisement de ressources minérales et métaux. Plus spécifiquement, elle dépasse 20% dans les catégories suivantes : toxicité humaine (22%), toxicité humaine non cancérogène (26%), appauvrissement de la couche d'ozone (20%) et épuisement des ressources minérales (55%).

### 2.3.2 . Hiérarchisation/communication des résultats

Les résultats d'une ACV peuvent être difficiles à interpréter, en raison non seulement de l'aspect multicritère d'une ACV, qui nécessite une compréhension multidisciplinaire, mais aussi de la complexité de la relation entre les impacts intermédiaires et la réalité. Une façon de simplifier cette ques-

### 2.3. Résultat de l'ACV

tion est de normaliser les résultats selon une unité connue et visualisable par le lecteur, ce qui fournirait également une idée de l'importance réelle des résultats d'impact pour notre étude de cas. La normalisation est la division des indicateurs de catégories d'impact résultant d'une ACV par des valeurs de références, équation 2.5, avec  $IE^{(e)}$  l'IE numéro  $e$ ,  $IE_{ref}^{(e)}$  la valeur de référence pour calculer le résultat normé.

$$IE_{normalisation}^{(e)} = \frac{IE^{(e)}}{IE_{ref}^{(e)}} \quad (2.5)$$

Il convient de noter que cette procédure peut ajouter des sources d'erreur en raison de l'utilisation d'une valeur de référence (modèle) pour trouver le résultat normalisé [58].

Ainsi, la figure 2.5 propose deux types de normalisation de l'onduleur de référence : (a) par rapport aux impacts environnementaux mondiaux produits en 2010 ( $Nf_{global}$ ) [59] et (b) par rapport aux limites planétaires ( $PB$ ) [60]. Ce sont neuf limites à ne pas dépasser afin de fournir à l'humanité un cadre de développement sûr et équitable, à savoir : le changement climatique, la perte de biodiversité, la perturbation des cycles biogéochimiques de l'azote et du phosphore, le changement d'utilisation des terres, l'acidification des océans, l'utilisation mondiale de l'eau, la diminution de la couche d'ozone stratosphérique, l'augmentation des aérosols dans l'atmosphère et l'introduction de nouvelles entités dans la biosphère [61].

La figure 2.5 (a) cherche à montrer la hiérarchie des impacts environnementaux (IE) si le but est de réduire directement les IE mondiaux humains avec l'onduleur de référence. En revanche, la figure 2.5 (b) montre la hiérarchisation de la charge prise par l'onduleur de référence dans le cadre des limites planétaires.

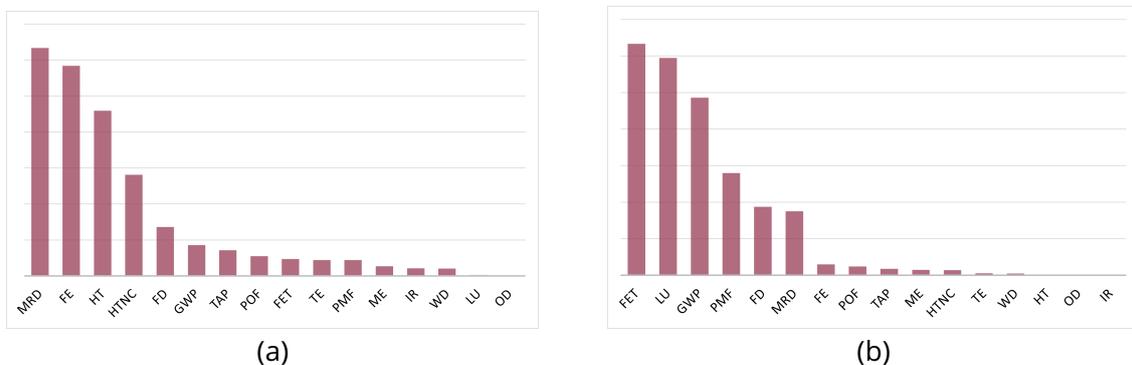


Figure 2.5 – Hiérarchie des impacts environnementaux (normalisation), (a) par rapport aux impacts environnementaux mondiaux (en 2010) (NF) et (b) par rapport aux limites planétaires. Tous les acronymes sont présentés dans le tableau 2.1.

La figure 2.5 permet d'orienter les actions futures visant à réduire les impacts environnementaux. Les deux figures présentent des résultats différents. Dans la figure 2.5 (a), l'impact lié à l'épuisement des minéraux et des métaux (MRD) arrive en première position, suivi de l'eutrophisation des eaux douces (FE) et de la toxicité humaine (HT). En revanche, dans la figure 2.5 (b), ce sont l'écotoxicité des eaux douces (FET), l'utilisation des terres (LU) et le changement climatique (GWP) qui dominent. Ces différences amènent à des choix, principalement d'ordre politique : souhaite-t-on réduire les impacts environnementaux humains, auquel cas la figure 2.5 (a) indique que l'onduleur a le plus gros levier

sur le MRD? Ou souhaite-t-on réduire la pression sur les limites planétaires, montrée figure 2.5 (b), où l'onduleur alimente principalement le FET?

Nous choisissons de nous concentrer sur la figure 2.5 (a), visant ainsi à réduire les impacts environnementaux humains mondiaux, en particulier le MRD. Cela nous semble pertinent étant donné la direction prise dans cette thèse, qui consiste à implémenter de la modularité et de la diagnosticabilité. Ces approches réduisent les déchets et, nous le verrons, les impacts environnementaux liés à la fabrication sur cycle de vie, ce qui est prédominant dans le MRD comme montré dans la figure 2.4. Ces deux techniques influencent directement le MRD.

Sachant ce choix, voici un exemple de la pertinence de hiérarchiser. La figure 2.4 montre pour l'impact des radiations ionisantes (IR) une prédominance de l'utilisation; par conséquent, un effort de conception peut être mis en place pour augmenter l'efficacité de l'onduleur, en réduisant les pertes et donc en diminuant la part d'utilisation dans les IR. Cependant, dans cet exemple, l'amélioration de l'efficacité pourrait signifier une augmentation des besoins en matériaux (par exemple, surdimensionnement des composants) et donc potentiellement une augmentation de l'épuisement des ressources, des minéraux et des métaux (MRD). Sauf que MRD constitue l'impact le plus significatif, tandis que IR fait partie des moins significatifs par rapport aux limites planétaires.

### 2.3.3 . "Cradle-to-gate" IE de l'onduleur

La section précédente souligne que la fabrication est l'un des *hotspots* les plus impactants. Cependant, l'onduleur n'est pas fabriqué à partir d'un seul bloc; il est plutôt composé de plusieurs sous-parties. Un développement particulier de la structure en sous-parties a donc été choisi. Dans cette étude, l'onduleur a été divisé en 7 sous-parties, à savoir : le module de puissance, les condensateurs du bus, le boîtier en aluminium, le busbar, les PCB (drivers et cartes de commande logique), le matériel (presse-étoupe, joints et entretoises) et un service d'assemblage.

La figure 2.6 présente les divers impacts environnementaux associés à la fabrication de l'onduleur de 150 kW par sous-partie. Les trois sous-parties ayant les plus petits impacts sont : les PCB (15% pour les radiations ionisantes), les presse-étoupes, joints et entretoises (16% pour la toxicité humaine non cancérogène), et l'assemblage (16%) pour l'épuisement des minéraux et métaux). S'ensuit le condensateur du bus CC, 24% pour l'appauvrissement de la couche d'ozone, 23% pour les rayonnements ionisants, etc. Le busbar exerce un impact important pour la toxicité humaine, non-cancers (37%), la toxicité humaine (26%), l'acidification (25%), et l'épuisement des minéraux et des métaux (25%).

Enfin, deux *hotspots* à la fabrication se détachent, à savoir le module de puissance et le boîtier en aluminium. Le module de puissance domine pour l'appauvrissement de la couche d'ozone (44%), les radiations ionisantes (25%) et l'eutrophisation d'eau douce (29%). Le boîtier en aluminium prédomine pour : le potentiel de réchauffement global (61%), la toxicité humaine (32%), la formation de particules (63%), la formation d'ozone photochimique (48%), l'acidification (34%), l'eutrophisation terrestre et marine (47% et 49%), la consommation d'eau (32%), l'épuisement des ressources fossiles (53%) et l'utilisation des terres (28%).

Pour rappel, les figures 2.5 et 2.4 montrent que la fabrication joue un rôle dans les impacts les plus importants. La figure 2.6 permet de connaître les *hotspots* de cette fabrication.

### 2.3.4 . "Cradle-to-gate" IE du module de puissance

### 2.3. Résultat de l'ACV

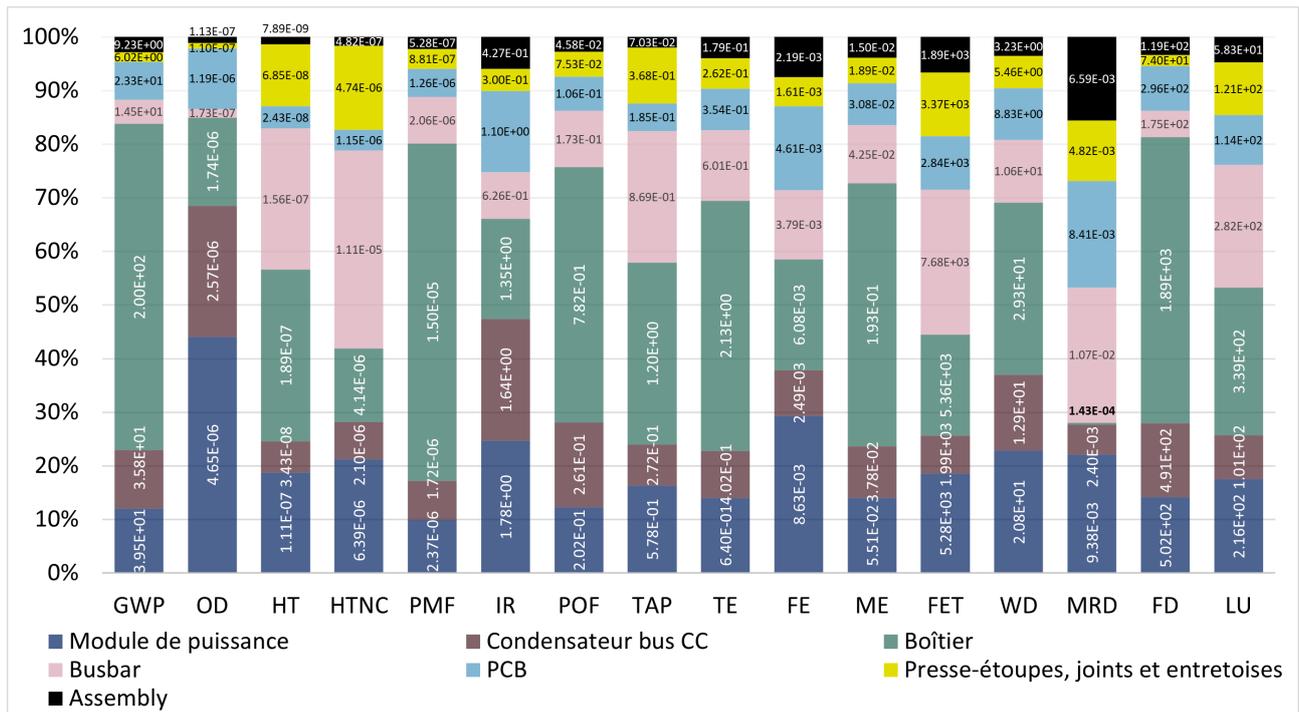


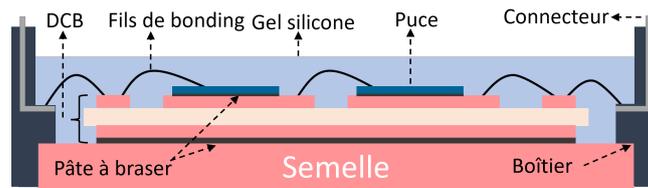
Figure 2.6 – Impacts environnementaux "cradle-to-gate" d'un onduleur pour une charge de 150 kW, à partir d'une source de courant continu de 450 V. Ce résultat traduit les impacts environnementaux normalisés, tous les acronymes et les unités sont présentés dans le tableau 2.1.

Pendant la phase de fabrication, certaines sous-parties se distinguent. Le module de puissance figure parmi les *hotspots* liés à la fabrication de l'onduleur. Comme pour l'onduleur, le module de puissance peut être divisé en sous-parties distinctes (figure 2.7(a)) : les puces (IGBTs et diodes), les contacts (fils de connexion, bornes auxiliaires), le substrat DCB, la semelle en cuivre, les bornes, la vis et les rondelles (partie puissance), le cadre, le couvercle et l'assemblage final. La figure 2.7(b) présente le module ouvert vu de haut.

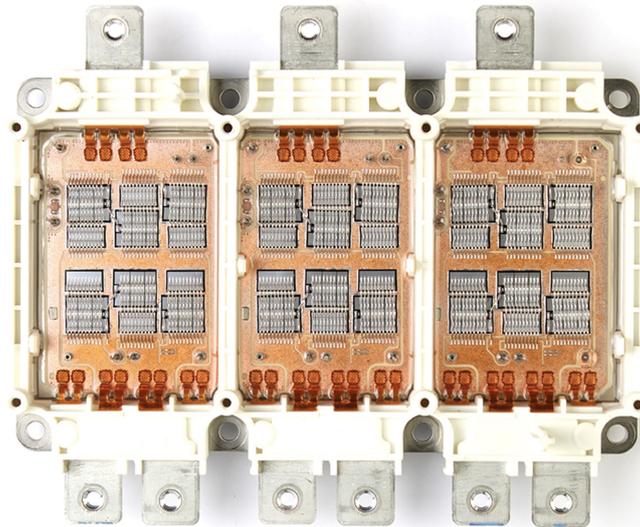
La figure 2.8 indique les impacts environnementaux du module de puissance présent à l'intérieur de l'onduleur. L'assemblage oscille entre 16% (TE) et 2% (OD) avec l'épuisement de ressource minérale 44% qui se démarque. Le cadre et le couvercle sont des parties à faible impact tout comme les bornes, les vis et les rondelles. En revanche, le DCB stagne autour de 4% (IR 7%, OD 0.5%).

Dans certains cas, les terminaux peuvent être dorés pour diminuer leur résistance électrique, cette étude ne prend pas en compte cet aspect comme présenté dans le tableau 2.2. L'utilisation de l'or augmente les IE, comme vu dans les règles d'or dans le chapitre 1. Avec cette hypothèse, les contacts ont un faible impact, autour de 2% en fonction des IE.

En ce qui concerne le reste, deux *hotspots* peuvent être mis en évidence, à savoir : les puces et la semelle. La semelle a le plus grand impact pour la toxicité humaine, avec et sans cancer (59 et 74%), l'acidification (63%), l'eutrophisation terrestre (39%), l'écotoxicité (61%), l'épuisement de ressource minérale (49%) et l'utilisation de terres (54%). La fabrication des puces génère l'impact principal pour : le changement climatique (65%), l'appauvrissement de la couche d'ozone (93%), l'émission de particules fines (39%), les radiations ionisantes (65%), la formation d'ozone photochimique (36%), l'eutrophication



(a)



(b)

Figure 2.7 - (a) Coupe transversale du module de puissance; (b) Ouverture FS820R08A6P2B HybridPACK Drive [9].

sation d'eau douce et marine (69% et 43%), la consommation d'eau (56%) et la consommation de matières fossiles (65%).

Un produit peut être subdivisé en une multitude de sous-parties. Dans le cas d'une étude d'ACV, cette étape de subdivision vise à améliorer la connaissance du système afin de réduire davantage les impacts environnementaux. Une subdivision intéressante consiste, une fois que les *hotspots* sont connus, de faire la distinction entre les matériaux et les efforts de production pour utiliser les matériaux dans le système. Sur la figure 2.8, dans l'optique de réduire le MRD, une solution consisterait à jouer sur la semelle, mais comment cela peut-il être réalisé? Faut-il réduire sa masse, changer de matériau ou agir sur le process (l'effort de production)?

Les impacts environnementaux de la semelle sont présentés dans la figure 2.9, afin de déterminer si l'effort doit être orienté vers les process ou si le matériau lui-même pose problème. L'impact du matériau est plus important que l'effort de production sur tous les IE. Pour les contacts, un test a été effectué en implémentant un placage or, ce qui amène au même constat, à savoir le plus impactant devant tout est l'or et non pas les process pour plaquer l'or.

Par conséquent, développer différentes méthodes de production tout en conservant le même matériau ne réduira pas de manière significative l'empreinte environnementale. D'autres technologies permettant soit l'élimination du matériau, soit une diminution de son poids seront plus pertinentes; bien entendu, une nouvelle ACV devra être réalisée pour s'assurer qu'aucun transfert de pollution

## 2.4. Analyse du caractère incertain de l'ACV

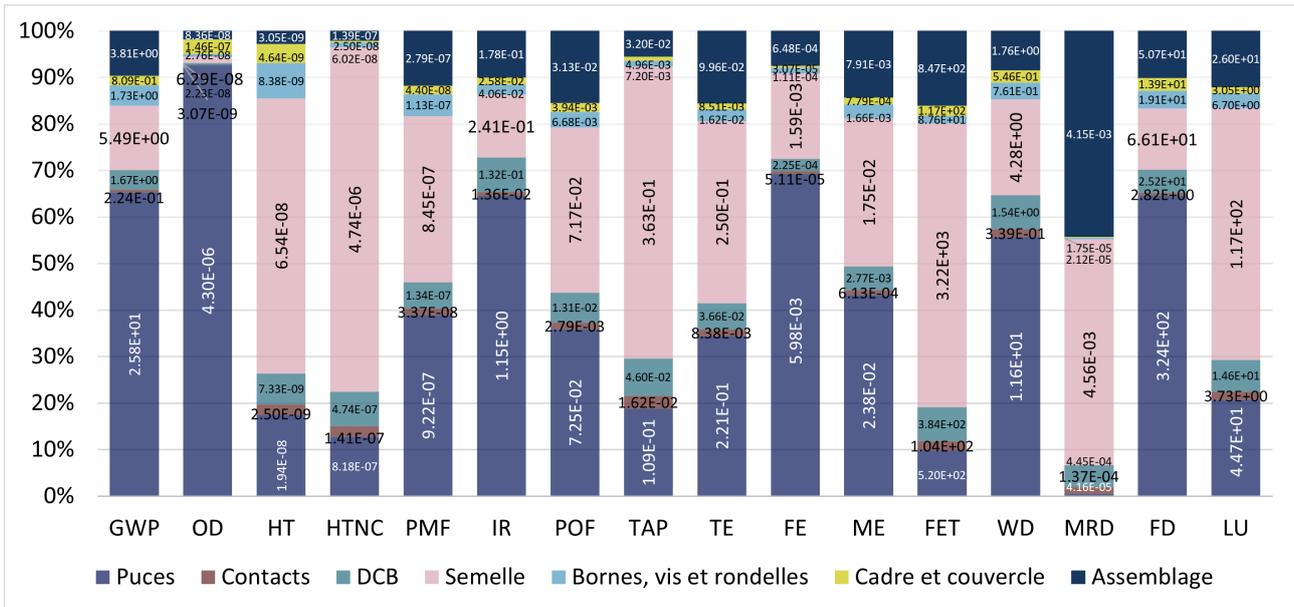


Figure 2.8 – Impacts environnementaux "cradle-to-gate" du module IGBT FS820R08A6P2B. Ce résultat traduit les impacts environnementaux normalisés, tous les acronymes sont présentés dans le tableau 2.1.

vers un autre impact n'est créé.

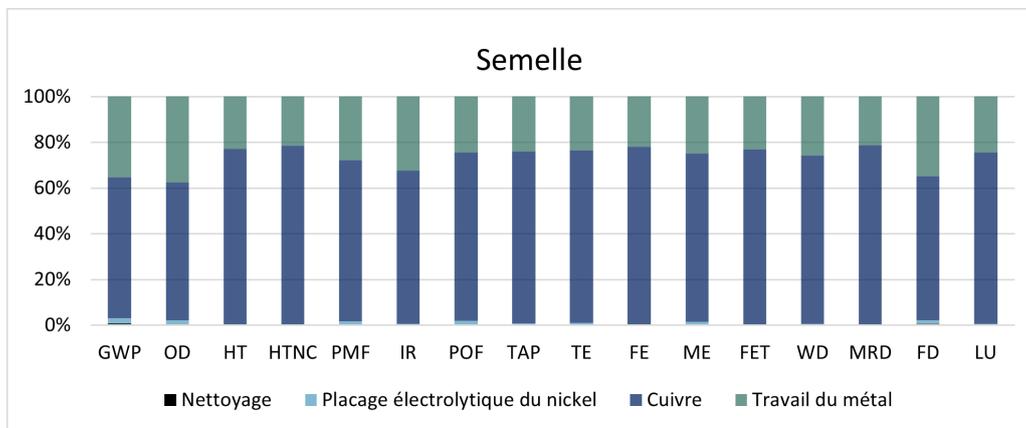


Figure 2.9 – Impacts environnementaux de la semelle, ce résultat traduit les impacts environnementaux normalisés, tous les acronymes sont présentés dans le tableau 2.1.

## 2.4 . Analyse du caractère incertain de l'ACV

Bien que l'outil d'évaluation du cycle de vie soit actuellement le plus pertinent pour calculer les IE, son utilisation souffre de plusieurs incertitudes, présentes non seulement à toutes les étapes du cycle de vie du produit, mais aussi à toutes les étapes de la création de l'ACV [62, 63, 64, 65]. Une conclusion incorrecte sur les IE peut être fournie, en particulier lors de la comparaison de deux produits; l'un

peut sembler meilleur que l'autre, mais une étude d'incertitude révélerait les variations possibles des valeurs, avec la mise en évidence d'un chevauchement, conduisant ainsi à des conclusions totalement différentes [66].

### 2.4.1 . Méthode

Divers types d'approches sont disponibles pour prendre en compte les incertitudes [67], que ce soit en essayant de les réduire ou en les incluant dans le résultat final. Cette étude se concentrera sur la quantification des résultats. De telles quantifications peuvent être obtenues par plusieurs méthodes, en l'occurrence via une analyse d'incertitude et une analyse de sensibilité. Les deux méthodes sont intimement liées [68], les incertitudes dans les entrées/sorties du modèle et la sensibilité du système. La figure 2.10 présente une modélisation probabiliste de l'incertitude amenant à une analyse d'incertitude et une analyse de sensibilité.

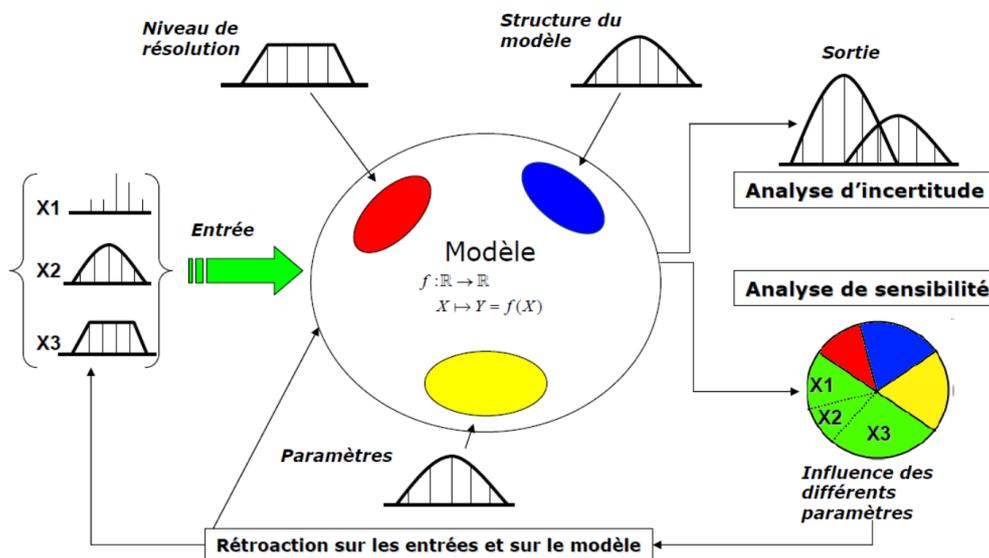


Figure 2.10 – Analyse de sensibilité vs analyse d'incertitude [22].

L'Analyse d'incertitude (AI) est une méthodologie utilisée pour quantifier le niveau d'incertitude dans la sortie du modèle, induit par les différentes sources de variabilité; son objectif est donc de propager les incertitudes à travers le modèle [66, 22].

L'Analyse de sensibilité (AS) traduit le poids des hypothèses dans les entrées du modèle par rapport à la sortie du modèle [69]. Cette étape peut traiter des hypothèses, par exemple, les valeurs d'entrée (flux) et les scénarios (mix énergétique, etc.).

Dans cette étude, une AI est réalisée (décrite dans le paragraphe suivant), mais aussi deux AS, une sur la variation de la quantité d'entrée et une sur la variation du mix énergétique à l'utilisation. L'AI et l'AS peuvent être réalisées de différentes manières.

Pour l'AI, la méthode de Monte-Carlo basée sur N itérations à partir d'un échantillonnage des flux d'entrée a été sélectionnée [70]; le principe sous-jacent est de calculer les impacts environnementaux en faisant varier les flux d'entrée par rapport à leurs valeurs potentielles, sur un nombre d'itérations

## 2.4. Analyse du caractère incertain de l'ACV

défini; la fonction de distribution de sortie peut ensuite être analysée. L'analyse ne présentera qu'un résultat relatif aux incertitudes des flux d'inventaire et non d'autres sources.

La difficulté de cette méthode réside dans le besoin de connaître la fonction de distribution des flux d'entrée, ou au moins un échantillon représentatif. Malheureusement, lors de la phase de création de l'inventaire, les données collectées sont uniques. La distribution peut alors être estimée via une technique dite semi-quantitative/hybride [71]; cette technique sert à déterminer l'écart-type de chaque distribution grâce à une matrice "pedigree", sous la forme d'une matrice qualitative d'évaluation de flux à partir de six caractéristiques : "fiabilité", "complétude", "corrélation temporelle", "corrélation géographique", "corrélation technologique ultérieure" et "taille de l'échantillon". Cette procédure est corrélée à la distribution lognormale; elle présente l'avantage d'être externe au système, c'est-à-dire qu'elle peut être directement utilisée avec le logiciel d'ACV sans avoir à modifier le code de calcul environnemental.

Le modèle Chalmers inclut dans son jeu de données les différents paramètres de la fonction de distribution lognormale pour chaque flux, à savoir l'écart-type géométrique (GSD) image de la matrice "pedigree" et la moyenne géométrique ( $\mu g$ ) à la valeur déterministe de chaque flux [50]. Pour les flux ajoutés à l'étude, le transport, l'utilisation et la fin de vie, cette même procédure est utilisée.

Pour la première AS, une étude de l'impact du mix énergétique est proposée. Pour la deuxième AS, le principe de la méthode "OAT" (One-at-A-Time) est adopté pour calculer la sensibilité des flux [70]. Cette méthode consiste à analyser l'évolution des impacts environnementaux en sortie lorsqu'une variation est appliquée à une entrée.

### 2.4.2 . Analyse de sensibilité : mix énergétique à l'utilisation

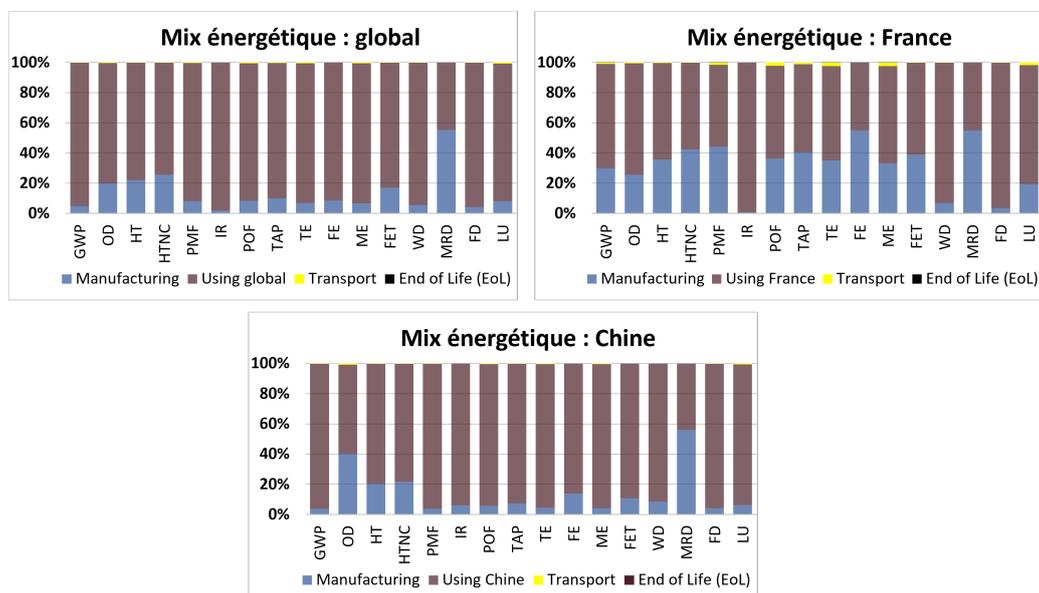


Figure 2.11 – Résultats de l'évolution des impacts environnementaux (%), sur cycle de vie, pour différents mix énergétiques : France, Chine et globale.

Il a été démontré figure 2.4 que l'utilisation prend une part importante des impacts environnementaux sur cycle de vie. Cette utilisation est représentée dans cette étude par une consommation

énergétique, i.e. les pertes énergétiques de l'onduleur en fonctionnement. L'énergie électrique provient d'un mix énergétique spécifique. Le mix énergétique peut largement influencer sur le résultat final [72].

La figure 2.11 présente l'évolution des IE pour différents mix énergétiques, celui jusqu'à présent sélectionné, le global (mix mondial), la France et la Chine. La France a un mix énergétique constitué principalement de nucléaire, la part de l'utilisation est diminuée pour la plupart des IE. Cependant, les rayonnements ionisants (IR) augmentent. Cela est dû au fait que les centrales nucléaires utilisent des matières radioactives comme combustible principal. La principale contribution aux rayonnements ionisants provient de l'extraction de l'uranium [73]. Le score sur les rayonnements ionisants est multiplié par 3 et divisé par 8 pour le potentiel de réchauffement global.

Un pays comme la Chine qui génère principalement son électricité avec des centrales à charbon prend une part plus importante dans le changement climatique (GWP) avec une augmentation de 34% par rapport au mix global et multiplié par 11 par rapport au mix énergétique français. Le mix énergétique chinois réduit l'importance de la fabrication dans l'ACV de l'onduleur de référence.

La figure 2.11 permet donc de comprendre que la phase d'utilisation est très dépendante du mix énergétique au niveau environnemental. Plus le mix énergétique sera "décarboné", avec des moyens de production nucléaires ou/et renouvelables, plus la part de la fabrication devient importante pour la plupart des IE.

### 2.4.3 . Analyse d'incertitude

L'analyse de l'incertitude est une étape essentielle du processus d'ACV, permettant d'apporter à l'étude à la fois une robustesse accrue et une précision supérieure. Les résultats présentés dans cette sous-section établissent une gamme de variations potentielles des valeurs d'impact.

La méthode sélectionnée, semi-quantitative, modélise la variation des données d'entrée selon une loi de distribution, en utilisant la méthode de Monte-Carlo. Plus spécifiquement, elle reconstruit la fonction de distribution des IE en sortie en utilisant la distribution des flux d'entrée un nombre déterministe de fois. Par conséquent, seule la variation des données d'entrée est étudiée.

La figure 2.12 montre l'incertitude calculée des 16 IE de l'onduleur (150 kW) sur l'ensemble de son cycle de vie, pour 1000 itérations avec Monte-Carlo. Il y a une probabilité de 95% que les valeurs se situent dans l'intervalle  $[\mu + 2\sigma; \mu - 2\sigma]$ , avec  $\sigma$  l'écart-type de la distribution et  $\mu$  la moyenne.

L'épuisement des ressources minérales présente la variation la plus faible, avec environ +/-22% pour l'incertitude. Les autres IE ont une variation de l'ordre de 40% (changement climatique 46%, appauvrissement de la couche d'ozone 39%, toxicité humaine 37%, etc.).

Les incertitudes sont directement corrélées aux variations potentielles des valeurs d'entrée et à la manière dont ces valeurs influent sur l'IE. D'une part, un flux élémentaire avec une dispersion importante n'aura pas un grand impact sur l'incertitude finale si son poids dans un IE est faible. D'autre part, un flux élémentaire qui a un poids important dans un IE, même si sa variation potentielle est faible, peut entraîner une grande incertitude. L'explication de la figure 2.12 doit être réalisée à travers une analyse de sensibilité (section 2.4.4), qui nous permet de connaître quelles données d'entrée influencent le résultat en sortie.

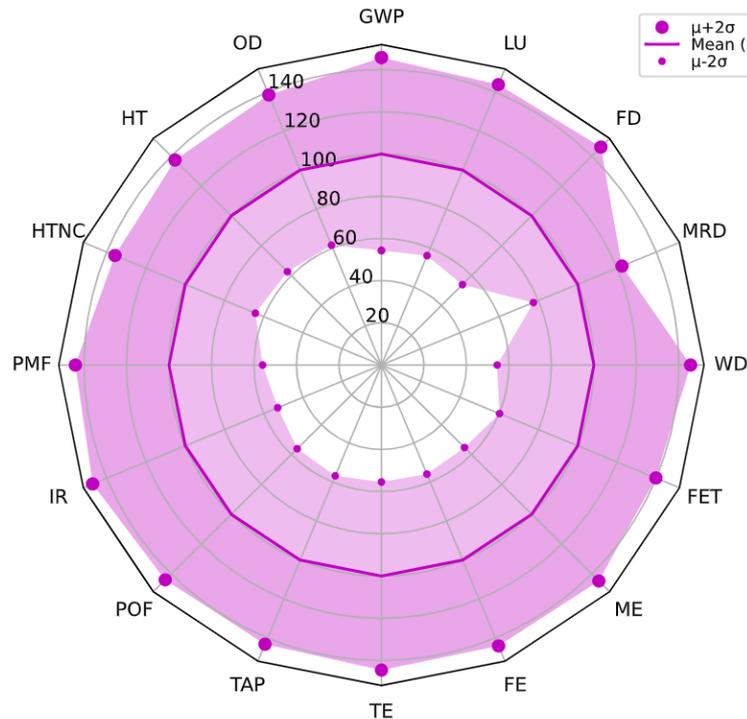


Figure 2.12 – Résultats des incertitudes normalisées sur le cycle de vie d'un onduleur pour une charge de 150 kW. Utilisation d'une approche semi-quantitative axée uniquement sur les flux d'entrée et d'une configuration Monte-Carlo avec 1 000 itérations.

#### 2.4.4 . Analyse de sensibilité : méthode "OAT"

L'objectif d'une analyse de sensibilité est d'examiner diverses hypothèses. Différents types d'analyses de sensibilité sont disponibles, mais celle présentée dans cette sous-section traite spécifiquement des flux d'entrée; elle est associée à la section 2.4.3, qui présente la variation potentielle des impacts environnementaux et permet ensuite de visualiser les causes des incertitudes.

La méthode utilisée est appelée "OAT" (pour "one-at-a-time") [70], étant donné que la variation individuelle d'un flux d'entrée permet d'étudier son poids sur la variation des impacts environnementaux. Cette analyse "OAT" a été réalisée en choisissant une variation correspondant à +10%. Par exemple, afin d'évaluer l'incidence des données de fabrication du module de puissance, nous procédons à une augmentation de 10% de tous les flux de l'inventaire associés à sa fabrication, puis nous analysons l'impact sur l'ensemble du système par rapport au cas de référence (sans modification). La méthode est explicitée dans la section 2.4.1.

La figure 2.13 montre l'analyse de sensibilité réalisée avec la méthode "OAT" sur cycle de vie. La variation est appliquée individuellement sur les différentes sous-parties de l'onduleur. Il convient de noter ici que l'application de la variation se fait de manière uniforme; de plus, elle ne tient pas compte des relations entre les flux, mais applique directement une variation de 10% à tous. Par exemple, pour regarder l'impact d'une incertitude sur la fabrication, 10% de variation sont appliqués sur chaque flux composant la fabrication. Les figures 2.14 (a) et (b) fonctionnent de manière similaire avec la figure (a) qui se concentre sur la fabrication de l'onduleur et la figure (b) sur la fabrication du module de puissance.

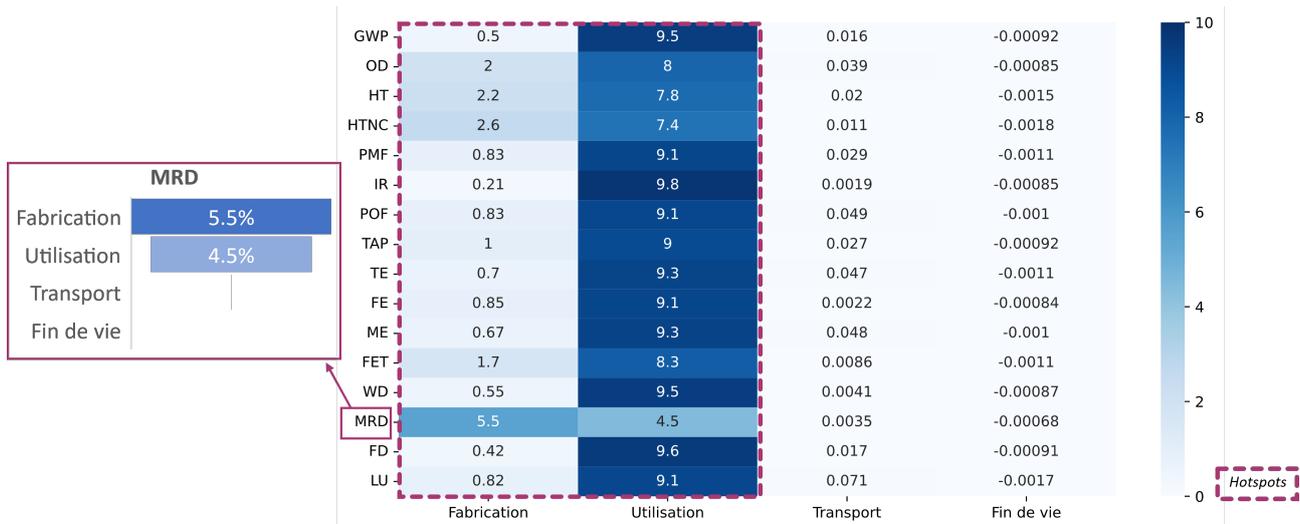


Figure 2.13 – Résultats de l'évolution des impacts environnementaux du cycle de vie de l'onduleur (%) par rapport à une variation de l'apport de 10 % (méthode OAT).

Les résultats affichés figures 2.13, 2.14 (a) et (b) sont obtenus de la manière suivante : le chiffre affiché représente la variation en % de l'impact total (sur cycle de vie) si la sous-partie subit une variation de 10%. Par exemple, 2.14 (a), une variation de 10% (qui peut aussi être vue comme une erreur de 10%) sur la fabrication du module de puissance entraîne une variation de l'impact total épuisement de minéraux et métaux de 1.2%.

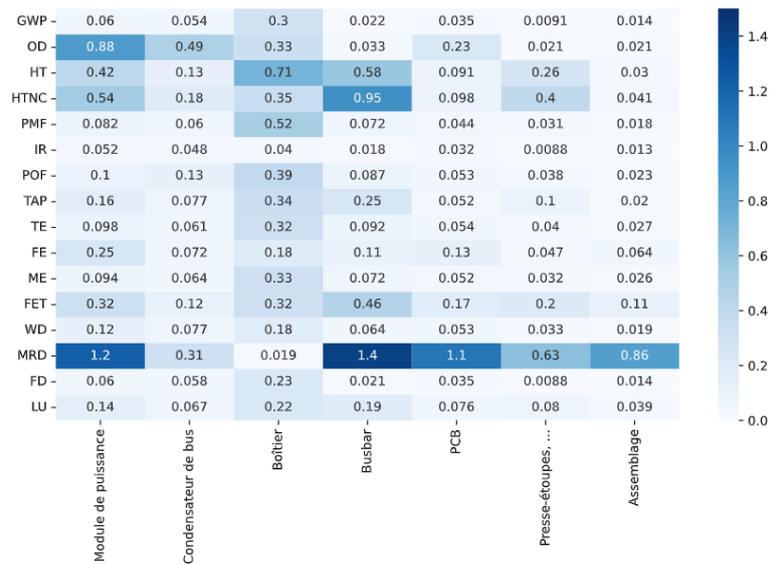
Le résultat de cette méthode est en effet logique. Sachant que le calcul des IE provient de modèles linéaires, le résultat donne une image du poids de la sous-partie sur l'IE. Les résultats des figures 2.13, 2.14 (a) et (b) peuvent être déduits des figures 2.4, 2.6 et 2.8. L'analyse n'est pas moins intéressante pour comprendre les contributions et donc quel flux pourrait être précisé. Aussi, une information est donnée sur l'impact que peut avoir un changement dans la conception. À titre d'illustration, si un nouveau type de module de puissance entraînant une réduction de 10% de la masse (et des processus) de la semelle était développé et mis en service, cela entraînerait une diminution d'environ 1% de l'épuisement de minéraux et métaux.

Les hotspots, le module de puissance, le boîtier en aluminium et l'utilisation sont tous visibles, par une teinte plus sombre. Par exemple, une variation de 10% du module de puissance (comprendre tous les flux nécessaires à la fabrication du module) entraîne une variation de 0,06% du changement climatique (GWP), 0.54% HTNC, 1.2% MRD, etc.

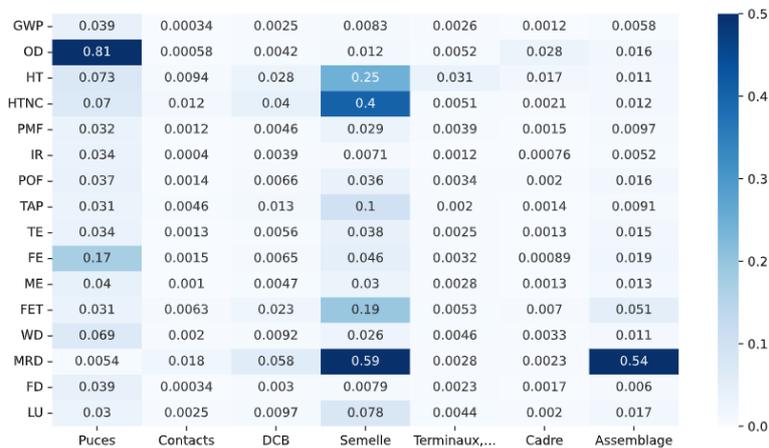
Comme dit précédemment, toutes les sous-parties n'ont pas le même poids dans les dispersions d'incertitudes. Une explication de l'analyse de l'incertitude est faite à partir de l'analyse de sensibilité. Les figures 2.13, 2.14 (a) et (b) sont liées à la figure 2.12. Selon la figure 2.12, l'utilisation des ressources minérales (MRD) présente la plus petite incertitude dans cette étude. la figure 2.13 montre que la fabrication et l'utilisation pèsent dans cette variation, avec pour la fabrication : le module de puissance, le busbar et les PCB (figures 2.14 (a)). Pour réduire encore plus l'incertitude de cet impact, il est pertinent d'augmenter les efforts pour obtenir des données précises en entrée de ces sous-parties.

En règle générale, avoir des données d'entrées de bonne qualité pour les hotspots permet de réduire l'incertitude en sortie. Pour améliorer les données, comme expliqué dans la section 2.4.1, la

## 2.4. Analyse du caractère incertain de l'ACV



(a)



(b)

Figure 2.14 – Résultats de l'évolution des impacts environnementaux (%) par rapport à une variation de l'apport de 10 % (méthode OAT). (a) Fabrication de l'onduleur; (b) Module de puissance.

matrice "pedigree" peut être utilisée. Pour rappel, elle traite de six caractéristiques : "fiabilité", "complétude", "corrélation temporelle", "corrélation géographique", "corrélation technologique ultérieure" et "taille de l'échantillon". Il suffit d'identifier la caractéristique moins bien notée afin de chercher à l'améliorer. Dans notre cas d'étude, beaucoup de flux à la fabrication ont une moins bonne notation sur la thématique complétude, ce qui d'après [71] correspond à une donnée "représentatives d'un seul site pertinent pour le marché considéré ou de certains sites, mais sur des périodes plus courtes", un effort pourrait être fourni à ce niveau.

## 2.5 . Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré une ACV appliquée à un onduleur de 150 kW (traction). Cette méthode vise à fournir un cadre général pour la suite pour pouvoir réaliser des études d'écoconception et/ou des comparaisons entre différentes architectures. Chaque composant de l'onduleur est examiné en détail.

L'analyse environnementale de l'onduleur met en évidence l'importance des différentes étapes du cycle de vie. La phase d'utilisation se révèle être la plus prépondérante en termes d'impacts environnementaux. Elle est caractérisée par la consommation d'énergie électrique, qui dépend du mix énergétique utilisé et cela peut avoir un impact significatif sur le résultat final. Par exemple, en utilisant le mix énergétique français, les émissions de radiations ionisantes peuvent être multipliées par cinq tandis que le potentiel de réchauffement global est divisé par sept. Par conséquent, l'analyse du cycle de vie est fortement influencée par le mix énergétique utilisé, et une production d'énergie électrique moins polluante peut conduire à accorder une importance accrue aux autres phases du cycle de vie. Il est donc crucial de ne pas négliger ces autres phases dans l'évaluation environnementale.

La fabrication se révèle être la seconde partie la plus impactante, mettant en évidence notamment l'utilisation des ressources minérales, l'eutrophisation des eaux douces et la toxicité pour l'homme. L'épuisement des ressources métalliques et minérales (MRD) étant en grande partie attribuable à la phase de fabrication (environ 55%).

Une analyse des processus de fabrication a identifié le module de puissance et le boîtier comme étant les composants les plus impactants, représentant ainsi les principaux points chauds de l'onduleur. Les règles d'or présentées au chapitre 1 sont vérifiées ; par exemple, les parties les plus polluantes sont liées à l'utilisation de matériaux, notamment les métaux en grande quantité et les puces de puissance. Il ressort également que l'ajout de métaux précieux comme de l'or sur les terminaux entraîne une augmentation significative des IE.

En revanche, les phases de transport et de fin de vie ont un impact relativement faible. Cependant, en ce qui concerne la fin de vie, les données utilisées semblent ne pas refléter fidèlement la réalité du traitement des DEEE. En effet, bien que les systèmes soient généralement broyés et que différents matériaux soient récupérés après séparation, il reste à modéliser ce qu'il advient de ces matériaux. De plus, tous les DEEE ne suivent pas nécessairement une voie standard de recyclage, ce qui peut entraîner des IE différents à prendre en compte.

Une hiérarchie des IE est proposée par rapport aux IE mondiaux, mettant en évidence le MRD comme étant en tête de liste, principalement dominé par la phase de fabrication.

Ce chapitre offre une bonne compréhension de l'aspect environnemental d'un onduleur de référence, constituant ainsi un solide point de départ pour la suite de ce travail de recherche visant à réduire les IE en intégrant la modularité et la diagnosticabilité. Ainsi, ce chapitre marque le début d'une méthodologie d'écoconception paramétrique pour les produits d'électronique de puissance.

# Chapitre 3

## Prise en compte de la durée de vie et du remplacement

### Sommaire

---

<b>3.1 Fiabilité et modélisation de la durée de vie et du remplacement en électronique de puissance</b>	<b>64</b>
3.1.1 Fiabilité en électronique de puissance	65
3.1.2 Modèle de durée de vie d'un module de puissance	67
3.1.3 Modélisation de durée de vie probabiliste	70
<b>3.2 Étude de cas : module de puissance</b>	<b>75</b>
3.2.1 Données d'entrées	76
3.2.2 Résultat de la modélisation du vieillissement	77
3.2.3 Sensibilité de la méthode	79
3.2.4 Ajout des probabilités de défaillance avec prise en compte des défauts jeunesse et vie utile	82
<b>3.3 Conclusion</b>	<b>84</b>

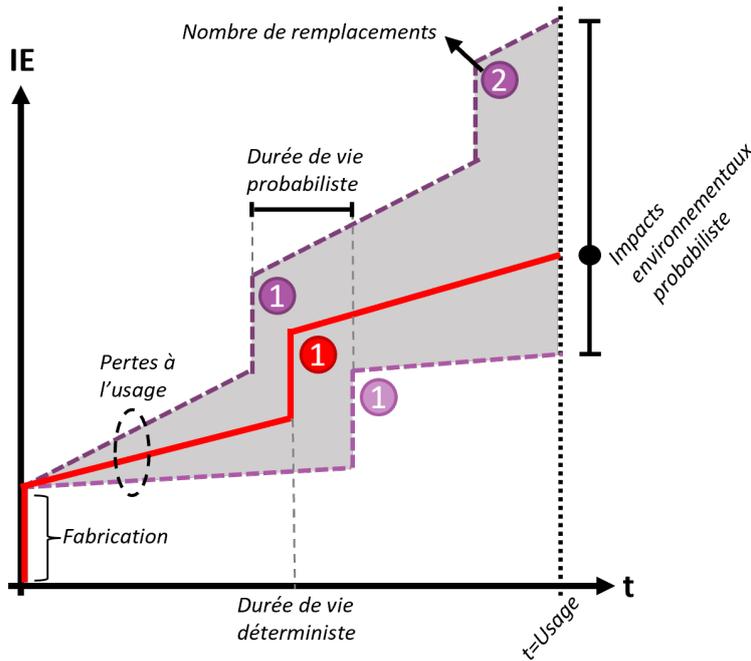
---

Dans le chapitre précédent, nous avons réalisé une modélisation des IE suivant un cycle de vie standard comprenant les phases de fabrication, d'utilisation, et de fin de vie. Ce cycle standard, servant de référence, a pour objectif d'être comparé au cycle proposé dans cette thèse, intégrant la modularité et la diagnosticabilité.

Comme présenté chapitre 1, l'intégration de la modularité et de la diagnosticabilité s'inscrit dans une démarche d'économie circulaire, favorisant des pratiques telles que la réparation et le réemploi [74]. Notre thèse se concentre particulièrement sur la réparation, consistant à remplacer les composants défaillants par des éléments fonctionnels. Afin de mettre en place cette démarche, il est nécessaire d'estimer ou de modéliser les durées de bon fonctionnement avant défaillance.

Le but ici est de chercher à prévoir l'apparition de défaillance du système, comme présenté dans la figure 3.1. Au début, le système est fabriqué (IE à la fabrication), ensuite le système est utilisé (IE lié aux pertes). À l'instant correspondant à l'apparition d'une défaillance (déterministe ou probabiliste), le système doit être remplacé, le coût environnemental est alors celui de la fabrication du système. Dans le chapitre 2 nous avons présenté les IE à la fabrication et les IE à l'utilisation. Il reste à déterminer les IE au remplacement, et plus précisément la DDV. Ainsi, la modélisation proposée devra nous permettre d'estimer la durée de vie en fonction des contraintes de l'application mais en considérant également la nature probabiliste de la défaillance, dans la mesure où deux composants faisant partie du même lot et ayant la même utilisation n'auront pas la même DDV.

Les IE sur le cycle de vie peuvent être modélisés comme étant la somme des IE à la fabrication ( $IE_f^{(e)}$ ), des IE à l'utilisation ( $IE_u^{(e)}$ ) et des IE au remplacement ( $IE_r^{(e)}$ ), équation 3.1, avec ( $e$ ) le type d'impact environnemental et les IE au remplacement qui sont représentés par les IE à la fabrication



### Hypothèses

- Technologie donnée
- Pas de prise en compte de la dégradation des paramètres électriques
- Pas de prise en compte de l'évolution des paramètres électriques en fonction de la température
- Analyse faite sur une durée d'usage donnée

Figure 3.1 – Modèle d'impacts environnementaux sur cycle de vie prenant en compte le remplacement du système.

multipliés par le nombre de remplacements  $N_r$ . Ce dernier est influencé par la défaillance des composants, notamment par leur utilisation, mais pas seulement.

$$\begin{aligned}
 IE_{cv}^{(e)} &= IE_f^{(e)} + IE_u^{(e)} + IE_r^{(e)} \\
 IE_r^{(e)} &= IE_f^{(e)} N_r
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Cette modélisation est construite à partir de différentes hypothèses, à savoir, le remplacement d'un défaut se fait avec la technologie de la fabrication initiale. Les pertes sont calculées à partir de paramètres électriques qui n'évoluent pas en fonction du temps ou de la température. La quantification des IE se fait pour une durée d'usage donnée. Les hypothèses sont rappelées figure 3.1.

La modélisation des défaillances des composants est une étape cruciale pour évaluer les bénéfices environnementaux découlant de l'économie circulaire. Dans ce chapitre, nous aborderons d'abord divers aspects liés à la modélisation de la fiabilité en EP. Ensuite, nous proposerons une méthode pour prendre en compte les défaillances, basée sur une approche empirique du cyclage thermique des composants de puissance. Nous introduirons en second lieu l'aspect probabiliste des défaillances, ainsi que la prise en compte des défauts liés à la jeunesse et à la vie utile du produit. Enfin, nous présenterons une étude de cas et de sensibilité sur le module de puissance du cas de référence.

## 3.1 . Fiabilité et modélisation de la durée de vie et du remplacement en électronique de puissance

### 3.1.1 . Fiabilité en électronique de puissance

### 3.1. Fiabilité et modélisation de la durée de vie et du remplacement en électronique de puissance

Il est essentiel de clarifier les termes clés qui seront fréquemment utilisés tout au long de ce chapitre. Nous utiliserons le terme **défaillance** pour décrire la perte de fonctionnalité d'un composant ou dispositif conformément à ses spécifications attendues. Et la **fiabilité** pour la mesure de la capacité d'un composant à maintenir ses performances attendues. Ces deux concepts sont étroitement liés. La modélisation de la fiabilité vise à anticiper et comprendre les défaillances potentielles.

Au cours du 20<sup>e</sup> siècle, marqué par différentes guerres et un développement à grande échelle des technologies, la nécessité de l'étude de fiabilité s'est imposée [75]. Cet impératif a été amplifié par l'avènement de nouvelles technologies, plaçant l'électronique de puissance au cœur des avancées industrielles. Des entreprises et organisations renommées telles que General Motors, la NASA, le Department of Defense aux États-Unis, Airbus, Air Force, Bell Telephone Laboratories, Thomson, Philips, Kodak, Citroën, ont toutes, entre les années 40 et 70, reconnu et intégré la fiabilité dans leurs domaines respectifs [76].

En plus du rôle essentiel dans l'amélioration de la qualité des produits, la fiabilité joue un rôle crucial en termes de compétitivité sur le marché [76]. La connaissance approfondie de la fiabilité d'un produit est un atout pour sa commercialisation, une faible fiabilité pouvant engendrer des coûts de maintenance significatifs pour les entreprises. La maîtrise de la fiabilité d'un système représente un enjeu économique pour toute entreprise, impactant directement sa compétitivité et son positionnement sur le marché.

Table 3.1. Durée de vie en électronique de puissance en fonction des domaines d'application [47].

Domaine d'application	Durées de vie typiques
Aéronautique	24 ans (100 000 heures de vol)
Automobile	15 ans (10 000 heures de fonctionnement)
Variateur de vitesse industriel	5-20 ans (60 000 heures pleine charge)
Ferroviaire	20-30 ans (73 000-110 000 heures)
Éolien	20 ans (120 000 heures)
Panneaux solaires	30 ans (90 000-130 000 heures)

Pour revenir plus précisément aux applications de l'EP, la première information à retenir est que la **fiabilité est étroitement liée au domaine d'application**. Les durées typiques de fonctionnement, directement liées à la fiabilité, sont présentées dans le tableau 3.1. Cela s'explique par le fait que l'apparition des défaillances est principalement reliée à quatre principales causes d'origine physique, à savoir les contaminations, l'humidité, les vibrations et la température [77], la température étant une des principales causes de défaillances des composants et modules de puissance à semi-conducteur en EP. La répartition de ces défaillances est illustrée dans la figure 3.2 (a). Il est donc normal d'avoir des différences de DDV entre les domaines d'application, de par l'utilisation et l'environnement d'utilisation qui diffèrent.

La deuxième information à noter est que **les systèmes en EP ne se dégradent pas de manière homogène** [78]. Par conséquent, la distribution des défauts n'est pas uniforme entre les composants, comme le montre la figure 3.2 (b). Les défauts touchent principalement le module de puissance, les condensateurs et les PCB.

L'étude de la fiabilité des systèmes constitue une discipline complexe, car elle englobe l'ensemble du cycle de vie du produit, avec des variations significatives en fonction des domaines d'application. De plus, elle requiert des compétences dans de nombreux domaines tels que l'électronique, la mécanique, la chimie, la thermique, etc. En EP, l'évaluation de la fiabilité ne s'effectue pas au niveau du

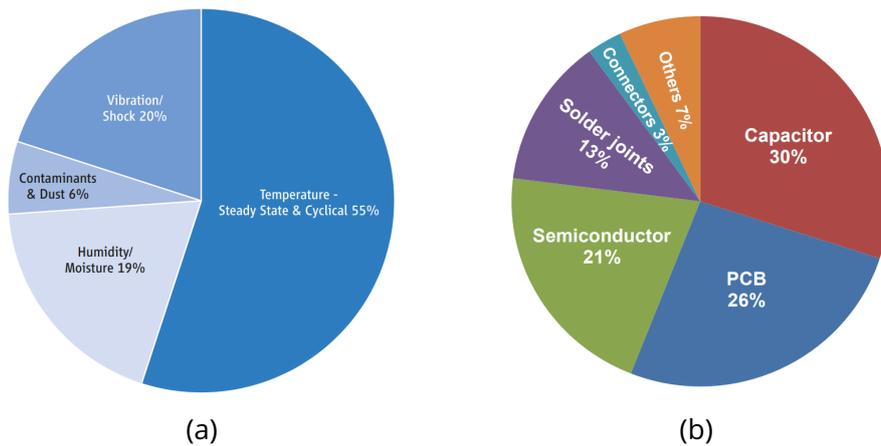


Figure 3.2 - (a) Source de stress; (b) Distribution des défauts [77].

convertisseur dans son ensemble, le domaine d'étude se concentre plutôt au niveau des composants. Cette approche découle de la complexité des systèmes.

Lorsque l'on aborde la fiabilité, il est également courant de faire référence au taux de défaillance  $\lambda(t)$ , qui indique la probabilité d'avoir une défaillance dans l'intervalle  $[t; t + dt]$ , sachant qu'aucune défaillance n'a eu lieu jusqu'à  $t$ . Il a été remarqué que la dynamique du taux de défaillance dans le domaine de l'électronique suit une tendance illustrée par ce que l'on nomme communément la "courbe en baignoire" [79, 80], figure 3.3. Cette courbe caractérise les différentes phases de défaillance au cours de la DDV d'un dispositif, englobant ainsi la phase "jeunesse" (liée à des problèmes de conception ou de fabrication insuffisamment maîtrisés), la période de fonctionnement "vie utile" (où les défaillances surviennent de manière aléatoire) ainsi que le stade du "vieillesse" (résultant de l'usure).

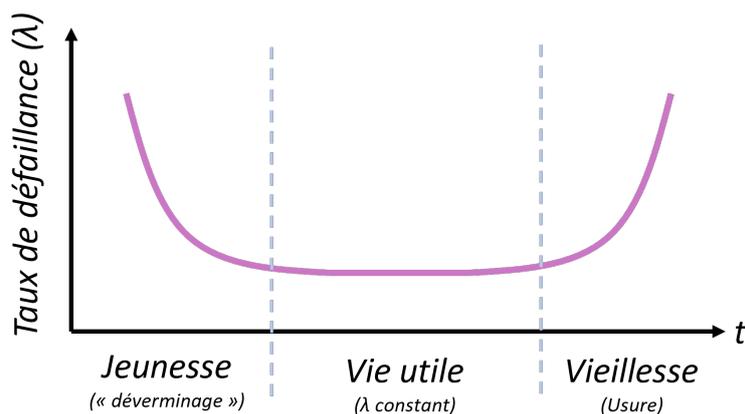


Figure 3.3 - Taux de défaillance des systèmes électroniques, courbe en "baignoire"[80].

Dans le but de simplifier la modélisation de la fiabilité, nous nous limitons à un seul composant, bien évidemment la méthode reste similaire pour un système plus complexe. Le composant est le module de puissance, celui de l'onduleur de référence présenté chapitre 1. Les sections suivantes ne présentent et ne prennent en compte que les défaillances du module de puissance.

#### 3.1.2 . Modèle de durée de vie d'un module de puissance

La modélisation de la DDV d'un module doit prendre en compte ses conditions de fonctionnement. La plupart des modèles de DDV représentent des **défaillances liées à la période de vieillissement**, résultant d'une dégradation provoquée par des sources de stress telles que la température, la tension, le courant, les vibrations, l'humidité, etc.

Les modes de défaillance résultant du vieillissement des modules de puissance sont nombreux [81, 82]. On peut notamment citer les défaillances au niveau des interfaces d'assemblage et des fils de câblage. Par exemple, la brasure de la puce peut subir de la fatigue due au cyclage thermique, avec le phénomène de délaminage de la brasure, causé par les différences de coefficient de dilatation thermique des matériaux. Cela peut être aggravé par des lacunes (trous) de brasure qui amènent à une augmentation locale de la température en raison d'une résistance thermique plus élevée. Les fils de bonding subissent également de la fatigue thermomécanique pouvant résulter à terme par des fissurations au niveau des pieds de bonding et des levées de fils.

Il existe plusieurs méthodes qui permettent de déterminer la DDV à l'échelle du composant (nombre de cycle jusqu'à défaillance), on y retrouve deux grandes familles [81]. Les **modèles empiriques** qui sont construits à partir d'expérimentations (cyclage actif ou passif). Les **modèles physiques** qui sont basés sur les mécanismes de défaillances (exemple de propagation d'une fissure sous les fils de bonding [83]). Les modèles physiques amènent à une compréhension plus profonde des mécanismes de défaillance. Dans notre cas, seul le modèle empirique est retenu.

##### 3.1.2.1 . Modèle empirique

La détermination de la DDV reposant sur des modèles empiriques est construite à partir de données provenant de cyclages accélérés. Deux types de cyclages sont couramment utilisés, le cyclage thermique (TCT), qui étudie l'influence des conditions environnementales sur la DDV, et le cyclage de puissance (PTC) qui se penche sur l'impact des pertes sur la durée de vie. Le TCT représente le vieillissement calendaire du système, c'est-à-dire le processus de vieillissement en fonction du temps écoulé, indépendamment de l'utilisation. Il n'est pas pris en considération dans cette étude.

Le principe du PTC consiste à soumettre le composant à des cycles répétés de fonctionnement, alternant entre des périodes d'activité avec des niveaux élevés de puissance dissipée (c'est-à-dire des cycles de charge) et des périodes de repos ou de faible puissance dissipée. La figure 3.4 présente le principe avec le circuit et les signaux. Lors des périodes de charge, le composant génère de la chaleur en raison des pertes de puissance. Ces cycles thermiques répétés entraînent des contraintes mécaniques et thermiques sur le composant, ce qui affecte sa fiabilité et sa DDV. Le PTC permet donc de quantifier ces effets et d'extrapoler la DDV potentielle du composant dans des conditions d'usage contrôlées.

Les paramètres tels que la température, les courants, les tensions, et d'autres caractéristiques électriques et thermiques sont surveillés tout au long du test pour évaluer l'évolution des caractéristiques du composant au fil du temps. Les paramètres tels que  $V_{ce}$  et  $R_{th}$ , sont des indicateurs de l'état de santé du composant, ils sont vérifiés pendant le cyclage. À partir d'une certaine dégradation des paramètres, le composant est défini comme étant en défaut. Les résultats du PTC sont ensuite utilisés pour élaborer des modèles empiriques qui aident à prédire la DDV des composants dans des applications spécifiques.

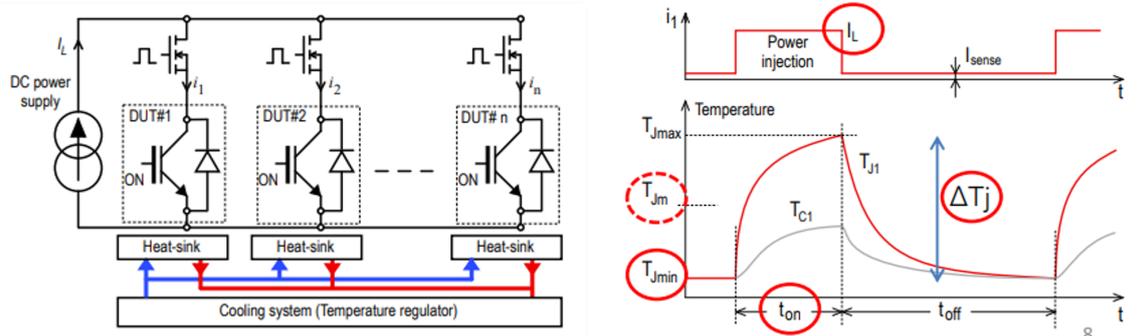


Figure 3.4 - Fonctionnement cyclage de puissance (PTC), (gauche) circuit d'injection, (droite) signaux du courant et de la température.

Différents modèles ont été développés afin de connaître l'impact des entrées sur la DDV (nombre de cycles en sortie). Lorsqu'un module est soumis à des variations périodiques de température de jonction ( $T_j$ ) que l'on note  $\Delta T_j$ , le nombre de cycles jusqu'à la défaillance (noté  $N_f$ ) peut être décrit par la loi de Coffin-Manson. Elle s'exprime comme suit :

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^{-\alpha} \quad (3.2)$$

Où  $N_f$ ,  $\Delta T_j$ ,  $A$ , et  $\alpha$  représentent respectivement le nombre de cycles, l'élévation en température, l'offset de la loi et la pente.  $A$ , et  $\alpha$  sont des constantes déduites des tests de cyclage accélérés.

La température moyenne des cycles qui a un impact sur la durée de vie [84, 81] est ajoutée avec la loi d'Arrhenius, équation 3.3. La figure 3.5 (a) présente un exemple de l'impact de  $T_j$  moyen, avec les différents tests et la loi d'Arrhenius.

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^{-\alpha} \exp\left(\frac{E_a}{k_b \cdot T_{j,m}}\right) \quad (3.3)$$

Où  $E_a$ ,  $k_b$ , et  $T_{j,m}$  représentent respectivement l'énergie d'activation, la constante de Boltzmann, et la température de jonction moyenne des cycles.

D'autres études montrent que d'autres entrées influencent la DDV, telles que la fréquence de commutation, le courant (ou sa densité), la durée d'application du stress (figure 3.5 (b)), etc [85, 86, 87].

### 3.1.2.2 .Approche basée sur le modèle empirique

À partir du modèle empirique, une approche complète a été développée, allant du cycle de fonctionnement en entrée, au nombre de cycles (DDV) avant apparition d'un défaut.

La figure 3.6 présente cette approche, qui est celle utilisée dans la thèse, avec les différents choix décrits dans les paragraphes suivants. L'approche est classique, elle est utilisée à plusieurs reprises dans la littérature [90, 52, 91, 92] et également utilisée dans des outils [93, 94].

Tout d'abord, les données d'entrée sont définies, comprenant l'utilisation du produit (cycle de fonctionnement) et les contraintes et caractéristiques physiques du composant (paramètres électriques, paramètres thermiques et son modèle de durée de vie). Ensuite, les données d'entrée sont implémentées dans un modèle de perte. Les pertes sont utilisées pour calculer l'élévation de la température de

### 3.1. Fiabilité et modélisation de la durée de vie et du remplacement en électronique de puissance

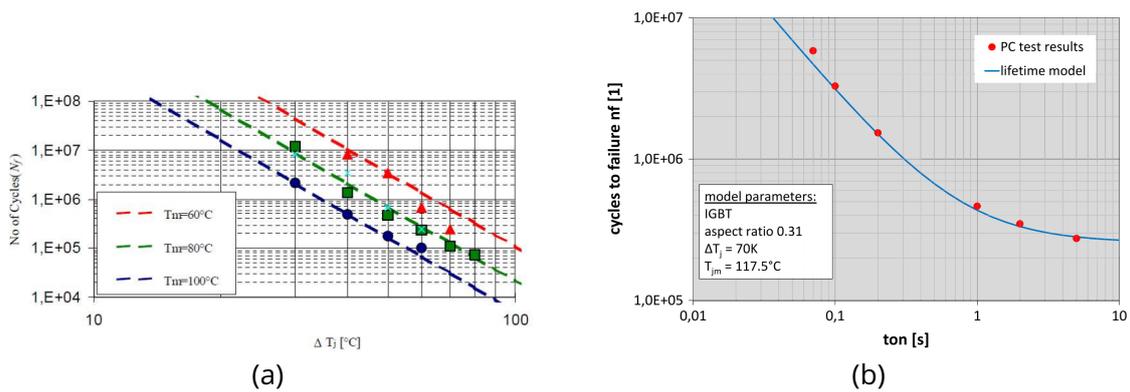


Figure 3.5 – (a) Impact de  $T_j$  moyen sur  $N_f$  pour un module de puissance IGBT (LESIT modèle) [88]; (b) Impact de ton sur  $N_f$  (SKiM63 modèle) [89].

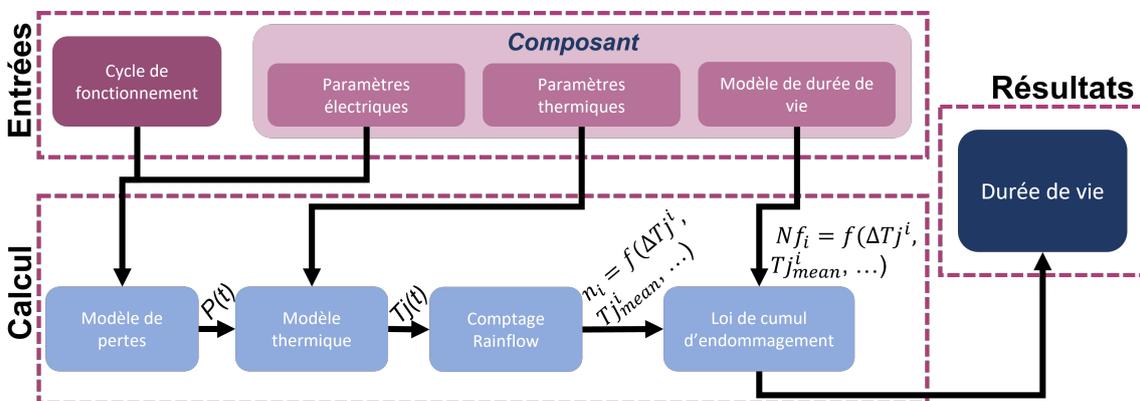


Figure 3.6 – Schéma de la méthode proposée pour l'estimation de la durée de vie du module de puissance à partir d'un cycle de fonctionnement et de paramètres physiques du composant.

jonction à l'aide d'un modèle thermique. Un algorithme de comptage détermine le nombre de cycles de température subis par le composant, qui sont ensuite comparés au modèle de durée de vie.

Le modèle de perte est celui présenté chapitre 2, avec les équations 2.1 à 2.4. Pour rappel, il représente un bras d'onduleur contrôlé avec une référence sinusoïdale en modulation scalaire linéaire sans tenir compte des boucles de rétroaction de température sur les paramètres électriques.

Le modèle thermique est de type Foster [95], figure 3.7, choisi pour sa capacité à décrire le comportement thermique du système lié à sa simplicité de mise en œuvre. Il est décrit par une fonction de transfert et sa réponse temporelle. Le modèle utilisé n'implique pas de couplage thermique entre les puces. D'autres modèles, tels que le modèle de Cauer, peuvent être utilisés [96].

En ce qui concerne le modèle de durée de vie, une loi empirique basée sur des données de cyclage accéléré est utilisée, le modèle Coffin-Manson et Arrhenius [97], tel que présenté plus haut. Il prend en compte l'impact de l'élévation de température et de la température moyenne. Ce choix est fait en raison de la capacité du modèle à prédire la DDV des composants, grâce à l'utilisation de la méthode Rainflow [81]. La méthode Rainflow est un algorithme de comptage des cycles thermiques qui produit une matrice contenant l'amplitude des variations de température subies par le module et le nombre

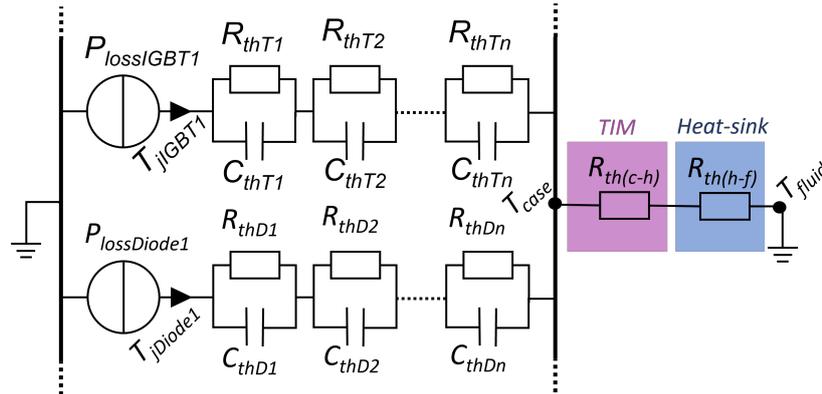


Figure 3.7 - Modèle thermique d'un module de puissance.

de cycles associés.

Enfin, une loi de cumul d'endommagement calcule la DDV à partir des cycles thermiques et du modèle de durée de vie. La loi linéaire (ou règle de Palmgren-Miner) est proposée, équation 3.4. Elle est largement utilisée pour estimer la durée de vie, mais elle suppose l'hypothèse forte d'une accumulation de dommages linéaire.

$$D = \sum_{i=1}^n \frac{n_i}{N_f^i} \quad (3.4)$$

Avec  $D$  les dommages subis sur le cycle,  $n_i$  le nombre de cycles subis pour un cycle thermique,  $N_f$  le nombre maximum de cycles pour le même cycle thermique et  $n$  le nombre de cycles thermiques.

La durée de vie peut ensuite être déterminée avec l'équation 3.5, avec  $t_{cycle}$  le temps du cycle en seconde et  $t_{an}$  le nombre d'heures par an.

$$t_{vie} = \frac{1}{D \cdot \frac{3600}{t_{cycle}} \cdot t_{an}} \quad (3.5)$$

Connaissant la durée de vie, notée  $t_{vie}$ , calculée à partir des pertes, des cyclages thermiques et d'un modèle empirique, le nombre de remplacements lié au cyclage ( $N_W$ ) peut être calculé comme suit :

$$N_W = \left( \left\lfloor \frac{t_{usage}}{t_{vie}} \right\rfloor - 1 \right) \quad (3.6)$$

Avec  $t_{usage}$  la durée d'usage sélectionnée et le quotient  $\lfloor t_{usage}/t_{vie} \rfloor$  donnant un nombre entier pour le nombre de remplacements.

### 3.1.3 . Modélisation de durée de vie probabiliste

Jusqu'à présent, la détermination de la DDV est purement déterministe. Avec la méthode présentée précédemment, pour le même cycle de fonctionnement, deux modules de puissance identiques casseront tous les deux exactement au même moment, ce qui n'est pas réaliste, car on observe en pratique une dispersion. Celle-ci peut être modélisée de manière probabiliste, ce qui fait l'objet de cette partie.

### 3.1. Fiabilité et modélisation de la durée de vie et du remplacement en électronique de puissance

Mathématiquement, la défaillance ou la fiabilité sont définies comme étant la probabilité qu'une entité fonctionnelle reste opérationnelle pendant une certaine période de temps. La théorie des probabilités est utilisée pour analyser la fiabilité des composants [79]. La fonction exprimant la fiabilité d'une entité à un instant donné  $t$  est représentée par  $R(t)$  :

$$R(t) = P(\text{systeme non défaillant sur } [0; t]) \quad (3.7)$$

$$R(t) = P(t < T) \quad (3.8)$$

Avec  $P(X)$  la probabilité de  $X$ ,  $T$  la variable aléatoire pour représenter la durée de fonctionnement avant la défaillance (ou la DDV).

En se focalisant davantage sur la probabilité de "défaillance" avant le moment  $t$ , la fonction de répartition  $F(t)$  associée à la probabilité de défaillance est donnée par :

$$F(t) = P(t > T) = 1 - R(t) \quad (3.9)$$

La densité de probabilité  $f(t)$  de défaillance à un instant  $t$  peut alors être définie :

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = -\frac{dR(t)}{dt} \quad (3.10)$$

La fonction de fiabilité  $R(t)$ , de répartition  $F(t)$  et la densité de probabilité  $f(t)$  peuvent être représentées comme figure 3.8.

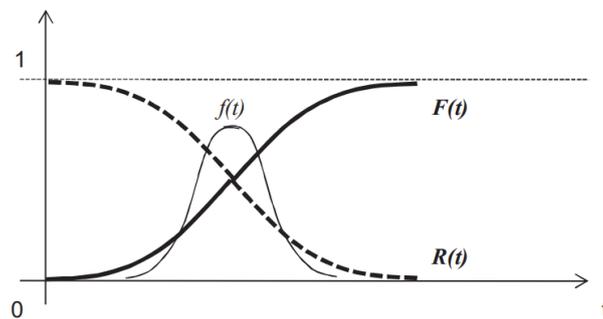


Figure 3.8 – Représentation générale d'une fonction de fiabilité  $R(t)$ , d'une fonction de défaillance  $F(t)$  et de sa densité de probabilité  $f(t)$  [79].

Comme expliqué précédemment, une autre métrique de la fiabilité est le taux de défaillance  $\lambda(t)$ . Le taux de défaillance s'écrit comme suit.

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = -\frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt} \quad (3.11)$$

En utilisant le taux de défaillance, on peut déterminer la fonction de fiabilité avec la relation suivante :

$$R(t) = \exp\left(-\int_0^t \lambda(u) du\right) \quad (3.12)$$

Il est assez courant pour la fiabilité de prendre un taux de défaillance constant [98, 99, 46], cela correspond à la période de vie utile de la courbe en baignoire et permet une simplification de l'étude.

Cependant, plus récemment, des investigations menées sur des convertisseurs éoliens [32] ont démontré que le taux de défaillance ne se manifeste pas uniquement à taux de défaillance constant. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre une approche plus nuancée de l'analyse de fiabilité, prenant en considération différentes phases de dégradation tout au long du cycle de vie opérationnel, jeunesse, vie utile et vieillesse.

Pour évaluer la fiabilité des composants, d'autres paramètres sont fréquemment employés dans l'industrie. On peut notamment mentionner la MTTF (Mean Time to Failure) qui représente la durée moyenne de fonctionnement avant défaillance.

Toutes les fonctions discutées sont naturellement liées, pour les connaître, il suffit de spécifier la distribution de la durée de vie ( $T$ ). Certaines lois statistiques, comme la loi exponentielle, la loi de Weibull et la loi log-normale, sont couramment utilisées pour décrire la fonction de fiabilité.

La fonction de Weibull est celle sélectionnée, car elle permet de reproduire la "courbe en baignoire", ses expressions sont rappelées tableau 3.2. Elle est définie par deux paramètres  $\sigma$  et  $\beta$  le paramètre de forme. Le paramètre  $\beta$  est lié à une période de la vie du composant. C'est-à-dire, les défaillances liées à la jeunesse ont un paramètre  $\beta < 1$ , les défaillances aléatoires  $\beta = 1$ , et les défaillances fin de vie  $\beta > 1$ , figure 3.9. L'addition des trois fonctions de Weibull correspondant aux défauts jeunesse, de vie utile et de fin de vie permet de recréer la courbe en baignoire comme illustrée dans la figure 3.10.

Table 3.2. Fonctions pour la loi de Weibull

Fonction	Expression
Densité de défaillance ( $f(t)$ )	$f(t) = \frac{\beta t^{\beta-1}}{\sigma^\beta} e^{-(\frac{t}{\sigma})^\beta}$
Fonction de répartition ( $F(t)$ )	$F(t) = 1 - e^{-(\frac{t}{\sigma})^\beta}$
Taux de défaillance ( $\lambda(t)$ )	$\lambda(t) = \frac{\beta t^{\beta-1}}{\sigma^\beta}$
MTTF	$MTTF = \sigma \cdot \Gamma(\frac{1+\beta}{\beta})$

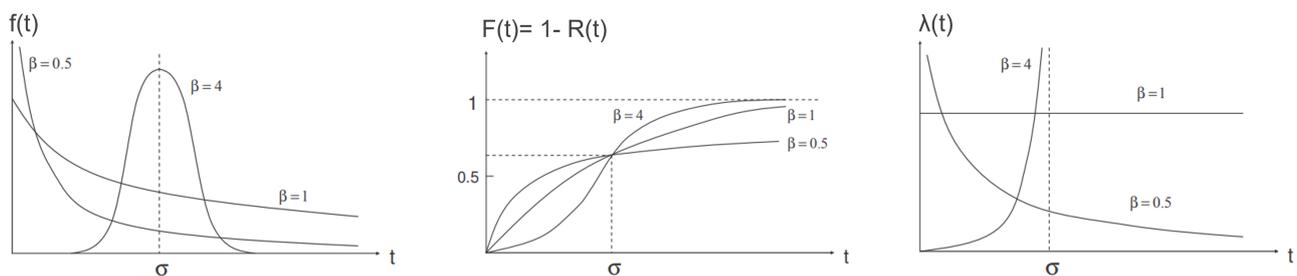


Figure 3.9 – Illustration de la loi de Weibull.

La prise en compte des défauts de jeunesse et de vie utile permet de compléter l'équation 3.6, de la façon suivante :

$$N_r = \left( \left\lfloor \frac{t_{usage}}{t_{vie}} \right\rfloor - 1 + N_{E,R} \right) \quad (3.13)$$

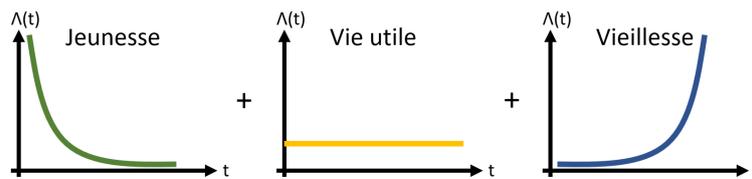


Figure 3.10 – Modélisation de la courbe en baignoire à partir de trois fonctions défaut.

Avec  $N_{E,R}$  le nombre de remplacements lié à la période jeunesse  $E$  et vie utile  $R$ .

### 3.1.3.1 . Définition des lois de probabilité pour les défauts jeunesse, vie utile et vieillesse

Nous avons constaté que, pour une modélisation probabiliste des défaillances des composants de puissance, la loi de Weibull s'avère pertinente. Il est également essentiel de prendre en compte les défaillances à trois étapes distinctes de la durée de vie du système : la jeunesse, la vie utile, et la vieillesse. Cette modélisation peut être réalisée à l'aide de trois lois de Weibull distinctes, comme illustré dans la figure 3.10. Le but est ici de déterminer les paramètres  $\sigma$  et  $\beta$  des trois fonctions de Weibull.

- **Défaut jeunesse** : Les paramètres de la fonction de Weibull liés à la jeunesse sont moins documentés. Cela peut s'expliquer par la confiance accordée au début de vie. En électronique, les différents composants passent une série de tests avant de sortir d'usine, par exemple avec les tests Takaya, différents contrôles par des opérateurs, etc. Cependant, nous avons vu que cette étape de vie au niveau des défauts ne peut pas être écartée [32].
- **Défaut vie utile** : Concernant la période vie utile,  $\beta=1$ , cela correspond à une loi exponentielle. La valeur de  $\sigma$  équivaut alors au MTTF (Mean Time To Failure), et le MTTF peut être calculé en utilisant le FIT (1 FIT équivaut à 1 défaillance pour  $10^9$  heures). Il existe des recueils de fiabilité (FIDES, MIL-HDBK-217, etc.) qui sont bâtis à partir des données provenant de retours d'expériences, et permettant de définir le FIT de composant d'électronique [76]. Le FIT peut-être aussi parfois directement demandé au constructeur.
- **Défaut vieillesse** : Pour rappel, les défauts modélisés à partir de modèles empiriques, sont liés à la période vieillesse de la courbe en baignoire. On utilise donc la DDV calculée à partir de ces modèles comme point de départ. Il est important de comprendre que les lois de durée de vie (modèle empirique) d'un composant d'EP sont construites à partir de cyclages accélérés en laboratoire (donne le nombre de cycles  $N_f$  en fonction d'un  $\Delta T$ ), eux-mêmes construits à partir d'un taux de défaillance défini. Par exemple, un taux de défaillance fixé à 10%, signifie que le résultat de la DDV déterministe  $N_f$  est celui qui correspond à 10% de composants testés défaillants. On parle alors de  $B_{10}$  ou  $N_{f10}$ , figure 3.11. L'utilisation de 2 jeux de données pour deux taux de défaillance permet de retrouver  $\beta$  et  $\sigma$ , par exemple avec  $N_{f1}$  (taux défaillance 1%) et  $N_{f10}$  (taux défaillance 10%).

La dernière étape pour déterminer la loi de probabilité de défaillance du module de puissance est le type d'association des DDV. La modélisation déterministe à partir d'un modèle empi-

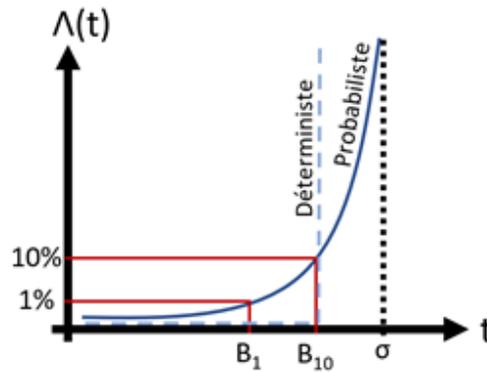


Figure 3.11 – Passage de l'estimation de la durée de vie en cyclage déterministe à probabiliste.

rique donne la DDV de chaque diode et de chaque IGBT. En implémentant la loi de Weibull, on obtient alors la probabilité de défaillance de chaque diode et chaque IGBT. Pour retrouver la loi de probabilité du module de puissance, il faut regarder la structure du système. La fiabilité d'un système, constitué de sous-systèmes, est influencée par sa structure/association [79]. Différents types d'associations peuvent être implémentées (série, parallèle, redondante, etc.). Dans notre cas, la structure en série est sélectionnée, ce qui signifie que tous les sous-systèmes doivent fonctionner pour que le système global soit opérationnel. Par conséquent, la fiabilité du système est le produit des fiabilités individuelles de chaque sous-système. La probabilité de défaillance est calculée à l'aide de l'équation 3.14.

$$F_{\text{sys}}(t) = 1 - R_k(t) = 1 - \prod (1 - F_k(t)) \quad (3.14)$$

Avec  $F_{\text{sys}}(t)$  la loi de probabilité de défaillance du système global et  $F_k(t)$  celle des périodes (Jeunesse, vie utile et vieillesse),  $R_k(t)$  la loi de fiabilité de chaque période.

### 3.1.3.2 .Algorithme de génération d'un défaut

La méthode de Monte-Carlo est une technique de simulation stochastique largement utilisée pour modéliser des phénomènes complexes et aléatoires [100]. Lorsqu'il s'agit de générer des défauts à partir de cette méthode, on utilise des principes probabilistes pour simuler le comportement aléatoire des événements.

L'idée est de répéter le calcul pour un nombre d'itérations défini (nombre élevé), de nouvelles valeurs d'entrées sont tirées aléatoirement à chaque itération conformément à leurs lois de probabilité respectives, ce qui permet d'évaluer la variation en sortie. Concrètement, pour générer un défaut, on commence par définir sa distribution de probabilité, à savoir la fonction de répartition qui provient de l'agrégation des 3 périodes de la courbe en baignoire suivant l'association série des fonctions de probabilité. Ensuite, un tirage aléatoire (uniforme entre 0 et 1) est effectué et comparé à cette distribution. Ce tirage aléatoire représente le temps jusqu'à la prochaine défaillance appelé  $t^*$  (quand  $F(t)$  est supérieur au tirage). La simulation progresse dans le temps, quand le temps  $t$  est égal à  $t^*$  alors cela signifie la présence d'un défaut. Le système défaillant est remplacé, il y a alors un nouveau tirage aléatoire afin de déterminer le nouveau temps de défaut  $t^*$ . Le processus continue jusqu'au temps d'usage. La simulation est effectuée pour un nombre d'itérations donné, avec Monte-Carlo,

### 3.2. Étude de cas : module de puissance

cela permet ainsi de modéliser l'évolution stochastique des défaillances. L'algorithme de génération des défauts pour une itération est présenté figure 3.12.

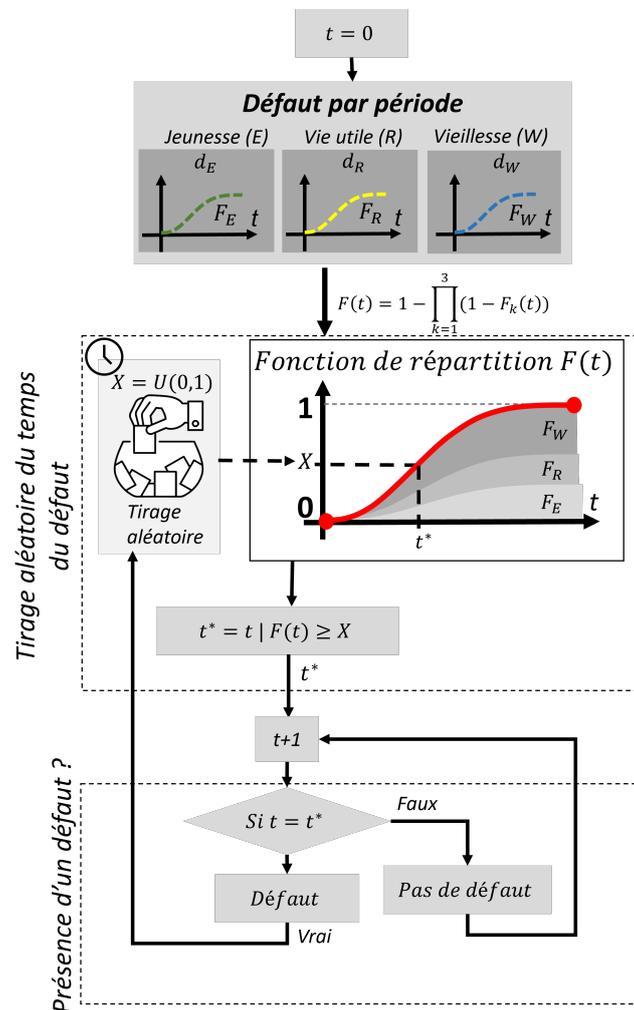


Figure 3.12 – Algorithme de génération des défauts d'une itération Monte-Carlo.

### 3.2 . Étude de cas : module de puissance

Comme détaillé dans la section 3.1.1, dans un souci de simplification de l'étude, seule la modélisation du remplacement du module de puissance dans le convertisseur de référence présenté au chapitre 2 a été réalisée. Ainsi, cette partie ne prendra en considération que le module de puissance. Les étapes liées à l'ACV transport ainsi que le recyclage/fin de vie sont négligées, leur impact étant minime en comparaison à la fabrication et l'utilisation. Cette sous-partie a donc pour objectif de quantifier les impacts associés à la fabrication, l'utilisation et le remplacement d'un module de puissance IGBT. La figure 3.13 illustre le fonctionnement du modèle, dont les constructions de chaque bloc ont été exposées dans les sections précédentes, pour la fabrication et l'utilisation, chapitre 2 section 2.2.1 et 2.2.2 et pour le remplacement dans ce même chapitre.

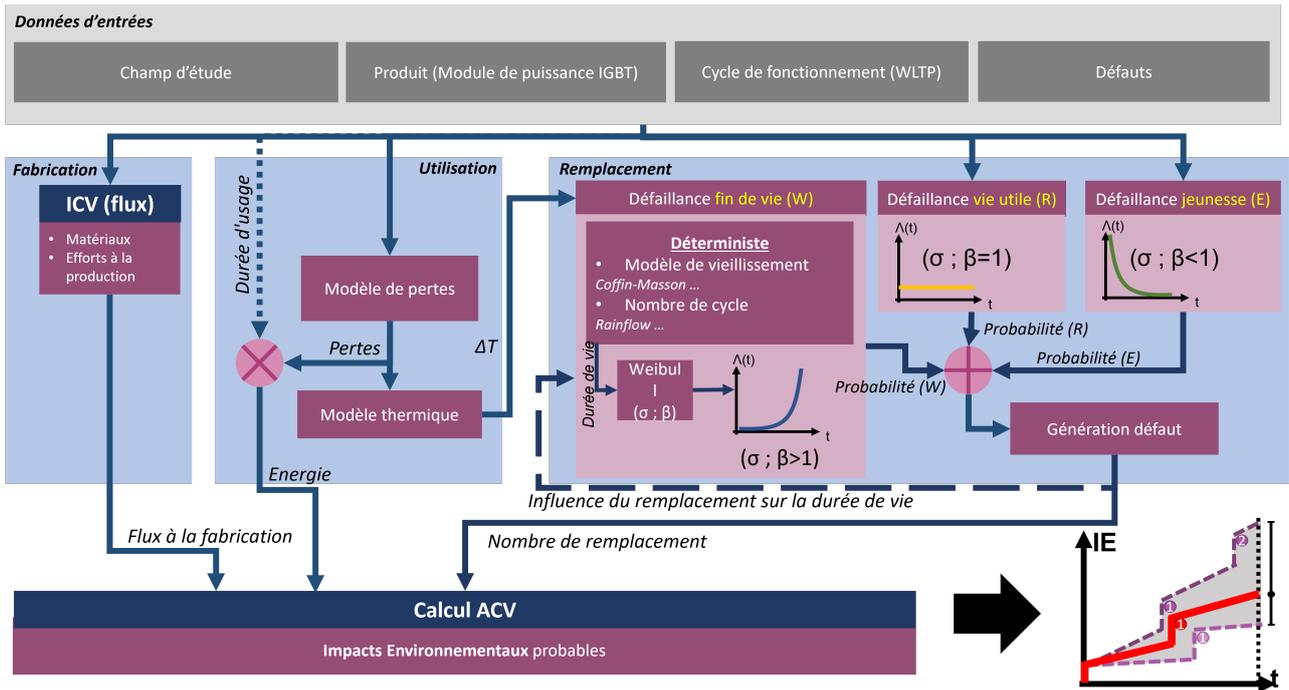


Figure 3.13 – Fonctionnement du cas d'étude, calcul des impacts environnementaux sur cycle de vie avec prise en compte du remplacement.

### 3.2.1 . Données d'entrées

Pour rappel, le module de puissance étudié est un module IGBT 820A 750V et le cycle de fonctionnement est un cycle normalisé WLTP. Les données d'entrées liées à la fabrication et à l'utilisation sont présentées chapitre 2, tableau 2.3.

D'après la figure 3.13 il reste à présenter le modèle thermique et les lois de durée de vie (remplacement).

- **Modèle thermique :**

Le modèle thermique est présenté figure 3.7, les paramètres sélectionnés pour les résistances et capacités thermiques proviennent de la datasheet du module FS660Ro8A6P2FB [101].

- **Remplacement :**

Pour la phase de jeunesse, les paramètres sont fixés à  $\beta=0.6$  et  $\sigma = 3424$  ans d'après [102]. Concernant la période vie utile,  $\beta=1$ . La valeur de  $\sigma$  équivaut alors au MTTF, calculé en utilisant le FIT (1 FIT équivaut à 1 défaillance pour  $10^9$  heures). D'après [103, 104], le FIT est posé à 100 donc  $\sigma = 1141$  ans.

Pour terminer, la période de vieillesse a comme modèle de DDV celui d'Arrhenius, équation 3.3. Les valeurs des paramètres sont obtenues à partir de l'étude d'un module de puissance de chez Infineon [105] et présentées dans le tableau 3.3. Les paramètres sont considérés comme similaires pour les diodes et les IGBT.

Comme expliqué précédemment, les modèles empiriques correspondent à un taux de défaillance. Le diagramme de cyclage accéléré utilisé [105] d'Infineon a un taux de défaillance fixé

### 3.2. Étude de cas : module de puissance

Table 3.3. Paramètres de la loi de vieillissement récupérés à partir de l'étude d'un module de puissance de chez Infineon [105].

$A$	$3.5535 \times 10^{15}$
$\alpha$	-7.039
$Ea$	$2.7172 \times 10^{-20}$

à 5%. Pour déterminer le  $\beta$  il est nécessaire de connaître le résultat de DDV pour deux taux de défaillance différents. Ici le paramètre est posé et non calculé, car seule la courbe  $Nf_5$  existe. Selon [95] le caractère  $\beta$  est sélectionné comme étant équivalent à 7,59.  $\sigma$  est ensuite trouvé à partir de la formule du taux de défaillance de Weibull.

Les différentes valeurs sont récapitulées dans le tableau 3.4.

Table 3.4. Paramètres des fonctions de fiabilité.

Jeunesse		Vie utile		Vieillesse	
$\sigma(ans)$	$\beta$	$\sigma(ans)$	$\beta$	$\sigma(ans)$	$\beta$
3424	0.6	1141	1	$\sigma = \sqrt{\frac{\beta \cdot N f_5^{(\beta-1)}}{5\%}}$	7.59

Dans l'optique d'avoir une vision à plus long terme, un cycle d'usage de 30 ans est sélectionné (chapitre 2, il était de 15 ans, car pas de prise en compte de remplacement, donc plus court). La section suivante du chapitre expose les résultats issus des données d'entrée. Premièrement, les résultats incluent uniquement le vieillissement déterministe associé à la période vieillesse (cyclage accéléré). Ensuite, une analyse de sensibilité concernant les données d'entrée est proposée, toujours en ne prenant en compte que le vieillissement déterministe. Enfin, l'incorporation de la surcouche probabiliste ainsi que des défauts liés à la jeunesse et à la vie utile est présentée.

#### 3.2.2 . Résultat de la modélisation du vieillissement

Cette section expose les résultats obtenus à l'aide de la méthode précédemment décrite, en se concentrant sur le module de puissance de référence et le cycle WLTP. Seules les défaillances liées à la période de vieillissement (cyclage thermique) sont prises en compte, de manière déterministe.

Les pertes sur cycle et le modèle thermique permettent d'obtenir le cycle thermique. Pour rappel, les pertes sont calculées chapitre 2, l'énergie consommée sur un cycle de fonctionnement atteint 0.39 kWh (rendement 92.7%). Grâce à la méthode de comptage de cycle, rainflow, on détermine la matrice des cycles thermiques. Les résultats du cas d'étude considéré sont présentés figure 3.14.

À partir des cycles de température et du modèle de DDV, nous calculons la durée de vie des diodes et des IGBT. Elle est de 19.7 ans pour les diodes et de 22.5 ans pour les IGBT.

La figure 3.15 illustre l'évolution des 16 IE, le remplacement et la première fabrication sont représentés ensemble sous le nom fabrication. Au cours du cycle d'utilisation, un seul défaut du composant se produit. La plupart des IE sont relativement peu affectés par le remplacement d'un composant pendant son utilisation. En effet, la part de l'utilisation dans le total de plusieurs IE atteint plus de 80% après 30 ans (GWP 99%, OD 90%, HT 94%, etc.). Cette observation s'explique, car comme vu chapitre 2 les IE associés aux pertes durant l'utilisation prédominent par rapport à ceux liés à la fabrication.

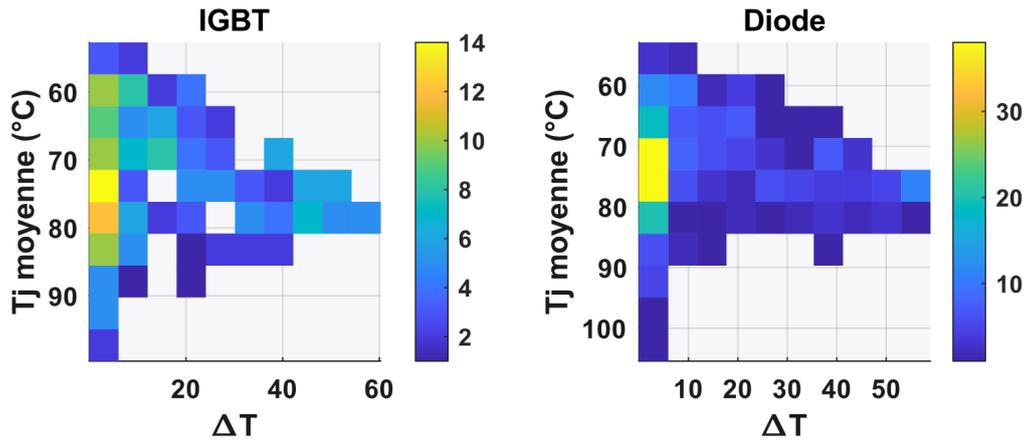


Figure 3.14 – Matrice des cycles thermiques pour une puce IGBT et une diode (Rainflow), avec les couleurs représentant le nombre de cycles subis.

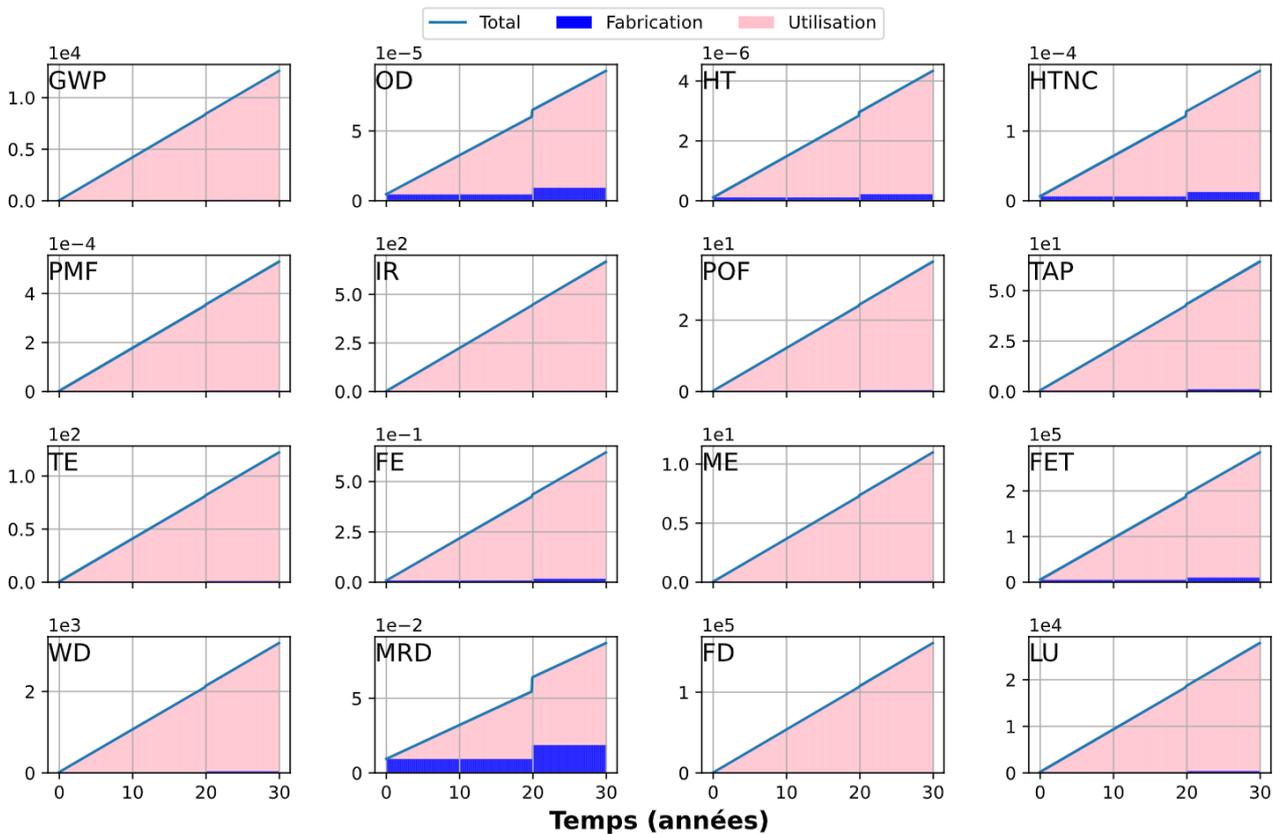


Figure 3.15 – IE sur un cycle d'usage du module de puissance (IGBT et diode) de référence, modélisation des défauts en fin de vie, déterministe.

Donc ajouter une fabrication ne change pas la conclusion générale. De plus, ici n'est modélisée que la fabrication du module de puissance. L'IE le plus impacté par la fabrication est MRD, la fabrication représente 22% de l'impact total sur une période de 30 ans.

### 3.2. Étude de cas : module de puissance

Bien que le MRD soit l'IE le plus influencé par le remplacement du composant, il est crucial de souligner que ces résultats sont spécifiques à un composant donné, dans le cadre d'un cycle de fonctionnement particulier. Par ailleurs, le MRD joue un rôle prépondérant dans le contexte de l'électronique de puissance, comme vu chapitre 2 lors de la hiérarchisation des IE par rapport aux IE mondiaux. Cela justifie ainsi l'importance de le prendre en considération.

#### 3.2.3 . Sensibilité de la méthode

L'analyse de sensibilité qui suit prend en compte seulement la période "vieillessement", c'est-à-dire provenant de modèle de DDV empirique. La DDV déterminée est donc déterministe.

##### 3.2.3.1 . Impact du refroidisseur

Le dissipateur thermique, illustré à la figure 3.16, constitue un élément clé du modèle thermique, exerçant une influence sur l'estimation de la durée de vie du composant et, par conséquent, sur le calcul des IE. Modifier la valeur de  $R_{th}$  du dissipateur thermique revient à ajuster ses dimensions, entraînant ainsi des variations dans les IE à la phase de fabrication. Cette section explore l'impact d'une variation du  $R_{th}$  du dissipateur thermique (sans variation de l'interface thermique (TIM)) sur les IE, en prenant en compte l'évolution des IE du dissipateur thermique lors de la fabrication. Le modèle proposé est un modèle simpliste pour permettre un premier regard de la sensibilité du refroidisseur sur les IE et le remplacement.

Il est essentiel d'établir une relation entre la valeur du  $R_{th}$  du dissipateur thermique avec les IE. L'équation 3.15, développée à partir de [50] et du  $R_{th}$  figurant dans la documentation technique [101], démontre que le  $R_{th}$  est inversement proportionnel à la masse [106]. Parallèlement, les IE sont proportionnels à la masse [50]. Les coefficients sont présentés dans le tableau 3.5. Cette équation ne prend pas en compte la variation des IE liés au TIM, car elle est considérée comme mineure.

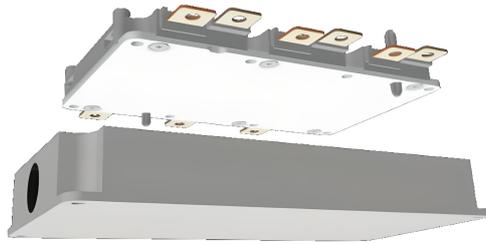


Figure 3.16 – Vue du refroidisseur avec son module de puissance IGBT [101].

$$IE_{refroidisseur} = \frac{k_{ie}}{Rth_{refroidisseur}} \quad (3.15)$$

$$\Delta IE_{refroidisseur} = IE_{refroidisseur}(Rth_{+/-X\%}) - IE_{refroidisseur}(Rth_0) \quad (3.16)$$

Avec  $IE_{refroidisseur}$  les IE du refroidisseur,  $Rth_{refroidisseur}$  la résistance thermique du refroidisseur,  $k_{ie}$  le coefficient reliant les IE à  $R_{th}$  du refroidisseur.  $\Delta IE_{refroidisseur}$  la variation des IE du refroidisseur pour un  $Rth_{+/-X\%}$ , représentant une évolution de  $+/- X\%$ .

La figure 3.17 illustre l'évolution des IE du module de puissance et du refroidisseur en fonction des variations de la résistance thermique ( $R_{th}$ ) du refroidisseur, sur une durée d'utilisation de 30 ans.

Table 3.5. Paramètres  $k_{ie}$ .

	<b>GWP</b>	<b>OD</b>	<b>HT</b>	<b>HTNC</b>	<b>TE</b>	<b>FE</b>	<b>ME</b>	<b>FET</b>
$k_{ie}$	4.0E+01	1.8E-13	3.8E-08	8.4E-07	4.3E-01	1.2E-03	3.9E-02	1.1E+03
	<b>PMF</b>	<b>IR</b>	<b>POF</b>	<b>TAP</b>	<b>WD</b>	<b>MRD</b>	<b>FD</b>	<b>LU</b>
$k_{ie}$	3.0E-06	2.7E-01	1.6E-01	2.4E-01	5.9E+00	2.9E-05	3.8E+02	6.8E+01

Pour les IE du module de puissance, augmenter le  $R_{th}$  conduit à une élévation des températures, du nombre de défaillances, et, par conséquent, des IE. À l'inverse, diminuer le  $R_{th}$  (amélioration du refroidissement) permet de réduire les défaillances, jusqu'à atteindre un point où celles-ci n'apparaissent plus au cours du cycle d'utilisation (ici à -20%). Concernant le refroidisseur, le  $R_{th}$  est inversement proportionnel aux IE, ce qui signifie que le réduire revient à augmenter la masse et, par conséquent, les IE, jusqu'à atteindre un point où ils deviennent prépondérants. Ainsi, il existe un optimum correspondant au meilleur compromis entre l'IE du refroidisseur et l'IE lié au remplacement du module. Cet optimum est celui qui permet d'obtenir zéro défaillance sur cycle d'usage, car l'augmentation des IE du refroidisseur se fait de façon importante seulement pour une diminution forte du  $R_{th}$ . Contrairement aux défauts en cyclage qui dans ce cas disparaissent pour une faible variation.

En conclusion plus générale, il apparaît que la conception du refroidisseur doit permettre d'éviter les défaillances liées à l'usure du système. La figure 3.17 illustre qu'une conception optimisée du refroidisseur, en éliminant les défaillances liées au vieillissement, permet de réduire l'impact environnemental global. Dans ce scénario, aucun remplacement n'est nécessaire, et l'augmentation du coût environnemental lié au refroidisseur pour arriver à zéro défaillance sur le cycle d'utilisation est négligeable (avec une variation du  $R_{th}$  de l'ordre de -20%, l'accroissement des IE du refroidisseur est d'environ 0.5%).

### 3.2.3.2 . Impact du cycle de fonctionnement

Cette section vise à démontrer l'influence du cycle de fonctionnement. Un deuxième cycle, plus contraignant en termes de dynamique, est proposé. Il est dérivé du cas d'application de l'houlogénération [95]. Afin de rendre les deux cycles comparables, le cycle d'houlogénération est construit en respectant les mêmes puissances mécaniques minimales et maximales que le cycle WLTP précédemment utilisé (vitesse positive). Les pertes totales des cycles WLTP et houlogénération sur un cycle sont présentées figure 3.18.

Les résultats indiquent des pertes sur le cycle équivalent à 0.75 kWh, soit près du double des pertes calculées à partir du cycle WLTP (0.39 kWh). Cette augmentation des pertes, sous l'hypothèse de maintien du même nombre de cycles par an (666 heures par an), entraîne une diminution de la DDV, 4.3 ans pour les IGBT et 2.7 ans pour les diodes. À titre de rappel, avec le cycle WLTP, la durée de vie était estimée à 22.5 ans pour les IGBT et à 19.7 ans pour les diodes. Cette disparité résulte de la non-linéarité du modèle de durée de vie, le système fonctionnant à une température moyenne plus élevée et subissant davantage de cycles thermiques, comme présenté à la figure 3.19.

Une comparaison sur une période de 30 ans est présentée dans la figure 3.20, illustrant les IE des deux cycles. Les impacts liés à l'utilisation sont deux fois plus élevés en raison des pertes accrues. Les impacts liés à la fabrication prennent une place plus importante, multipliés par 5.5, en raison de la DDV considérablement réduite et du nombre élevé de remplacements (10). Certains impacts, tels que OD, HT, HTNC et FET, voient leur contribution liée à la fabrication représenter environ 10

### 3.2. Étude de cas : module de puissance

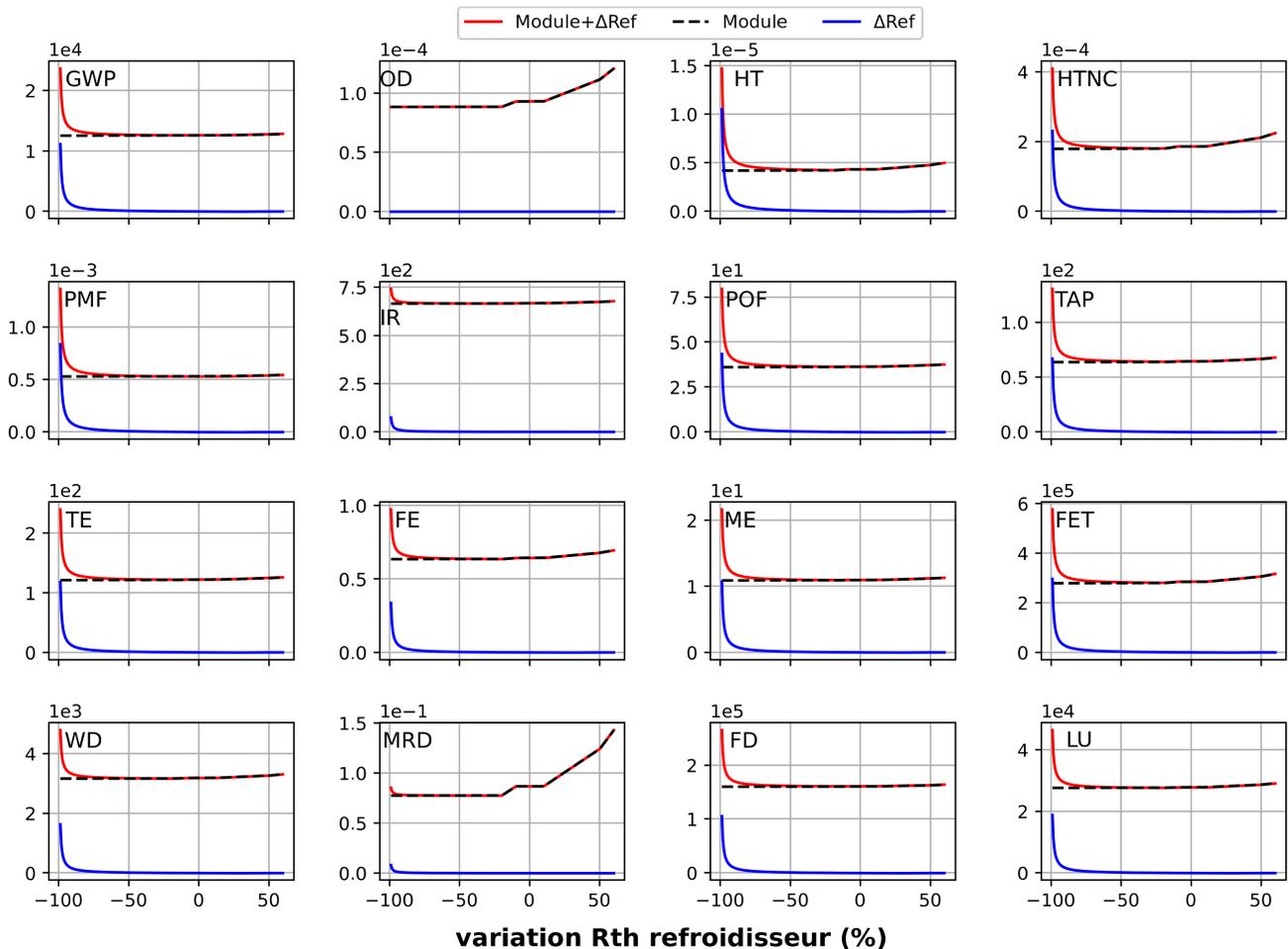


Figure 3.17 – Influence de la modification de la résistance thermique ( $R_{th}$ ) du refroidisseur sur les IE du module de puissance, combinée à la variation des IE du refroidisseur. La courbe "Module" représente les IE à 30 ans du module de puissance (utilisation + fabrication/remplacement), la courbe " $\Delta Ref$ " représente la variation des IE liée à la fabrication du refroidisseur, et la courbe "Module +  $\Delta Ref$ " représente la somme des deux.

à 25% de l'impact total. Pour MRD, la fabrication représente 45% du total contre 20% pour le cycle WLTP. Au niveau des impacts totaux, ils sont plus ou moins doublés. Il est important de noter qu'un dimensionnement identique du système pour les deux cycles d'utilisation considérés est une erreur de conception. En réalité, le système serait dimensionné autrement pour répondre aux exigences de chaque cycle. Cependant, cela permet de bien mettre en évidence l'impact du cycle d'utilisation sur les IE.

Le cycle de fonctionnement joue donc un rôle important dans la quantification des IE selon la méthode proposée. L'utilisation de cette méthode doit donc mettre en lien un système et son utilisation spécifique.

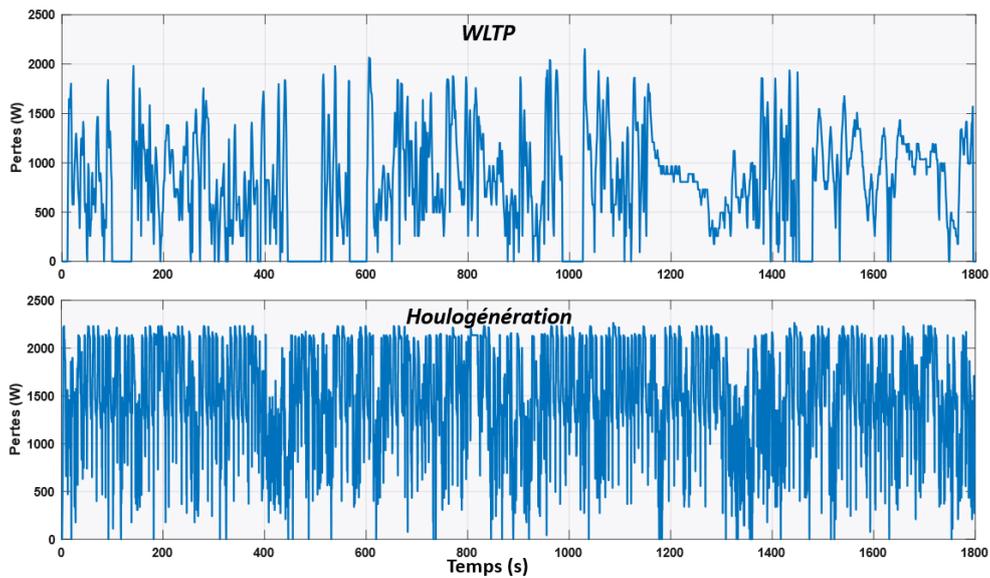


Figure 3.18 – Pertes totales en fonctionnement du cycle WLTP (haut) et houlogénération (bas).

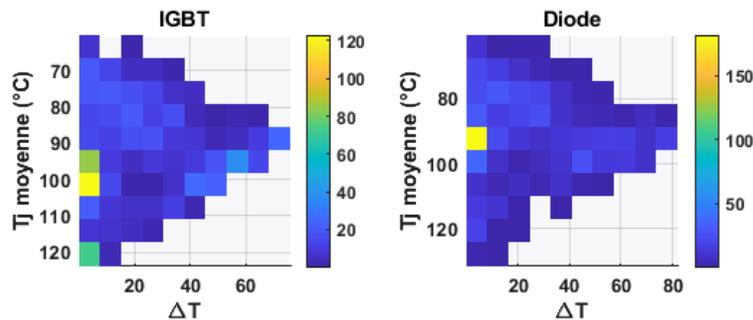


Figure 3.19 – Matrice des cycles thermiques pour le cycle de fonctionnement houlogénération..

### 3.2.4 . Ajout des probabilités de défaillance avec prise en compte des défauts jeunesse et vie utile

Dans cette section, les défauts liés à la jeunesse et à la vie utile sont ajoutés. Pour rappel, les paramètres des lois de défaillance sont définis dans le tableau 3.4. L'intégration de la probabilité de défaillance, associée à un tirage par la méthode Monte-Carlo, permet d'évaluer la dispersion des impacts environnementaux probables sur un échantillon donné. La figure 3.21 illustre l'évolution probable des IE, à la manière de la figure 3.15, qui était déterministe.

La figure 3.21 illustre les 16 IE à gauche, avec un zoom sur MRD à droite, qui est l'IE le plus fortement influencé par la fabrication du système. La distribution des deux premiers défauts est également présentée (droite bas), démontrant une tendance à s'aplanir en fonction du nombre de remplacements, influencée directement par le paramètre  $\beta$  de la fonction de Weibull. La courbe en escalier est représentée de différentes manières, avec la moyenne, la médiane, le cas maximal et le cas minimal, ainsi que les différents déciles. Le premier défaut médian survient aux alentours de 18 ans, légère-

### 3.2. Étude de cas : module de puissance

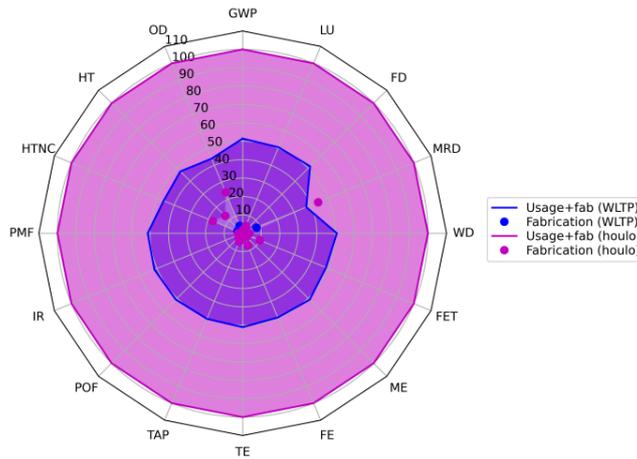


Figure 3.20 – Comparaison des IE entre le cycle WLTP et la houlogénération (normalisée par rapport aux IE totaux de la houlogénération).

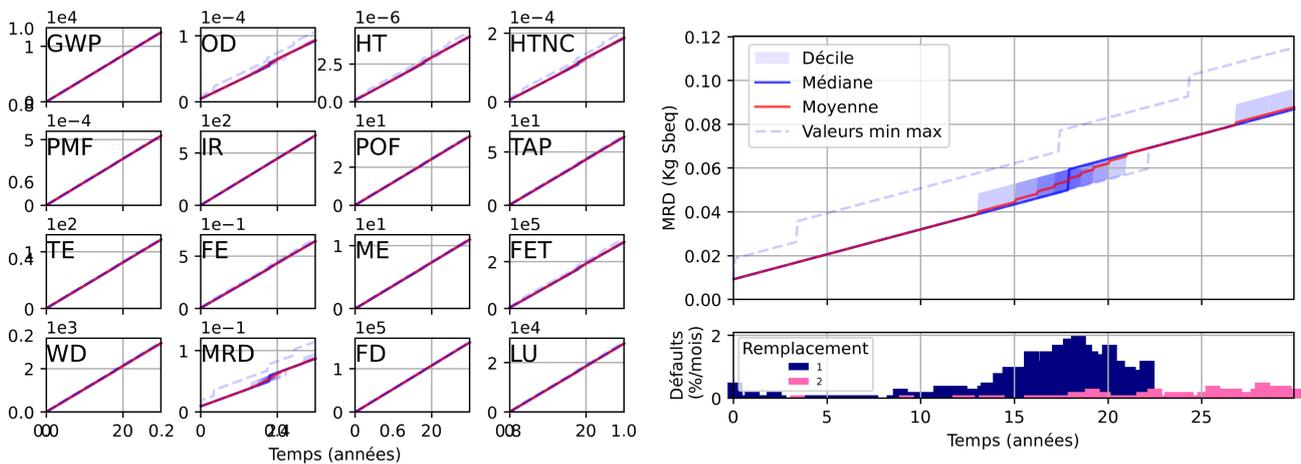


Figure 3.21 – IE probabiliste sur un cycle d'usage du module de puissance IGBT de référence, modélisation des défauts jeunesse, vie utile et fin de vie Monte-Carlo, 1000 itérations (gauche), épaissement de ressources minérales et métaux (MRD) avec distribution des deux premiers défauts.

ment en dessous des défaillances déterministes de vieillissement accéléré calculées avec les modèles empiriques. Le nombre minimal de défaillances à 30 ans est de 1, se produisant à 22 ans. Le nombre maximal de défaillances est de 4, avec le premier défaut survenant dès la première utilisation, puis à 4 ans, 17,5 ans et 24 ans. Sur 1000 itérations, une seule atteint 4 défauts, trois atteignent 3 défauts, 156 atteignent 2 défauts, et 840 atteignent 1 défaut. Pour le cas avec 4 défauts, l'augmentation des IE est maximale avec MRD, augmentant de 25% par rapport à la moyenne avec 1 défaut. La figure 3.22 présente la répartition des défauts en fonction de la période de vie. Sur 1000 itérations, un total de 1165 défauts est observé, dont 220 sont des défauts liés à la jeunesse (19%), 81 à la vie utile (7%), et 864 à la fin de vie (74%).

La plupart des défauts sont associés au vieillissement; toutefois, comme évoqué précédemment, certaines études, telles que celle menée par Fischer *et al.* [32], indiquent que les défaillances ont tendance à se produire avant que le système ne s'use véritablement, mettant ainsi en avant les défauts

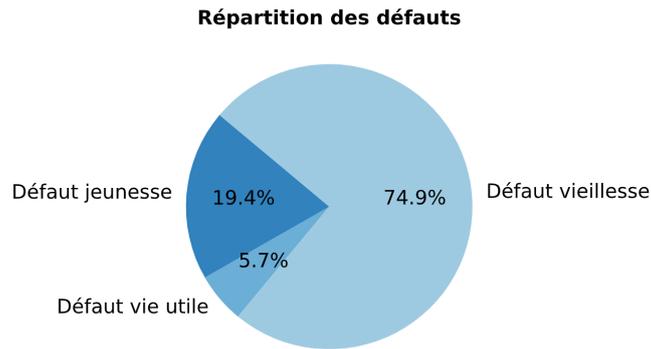


Figure 3.22 – Répartition du type de défaut au bout de 30 ans.

liés à la jeunesse et à la vie utile plutôt qu'au vieillissement. Il est important de noter que les données utilisées dans l'application numérique sont probablement peu représentatives des probabilités réelles d'occurrence des défauts, en raison du manque d'études approfondies dans ce domaine. Cette constatation souligne la nécessité d'une exploration plus poussée pour mieux comprendre la chronologie des défaillances et pour ajuster les modèles en conséquence.

### 3.3 . Conclusion

Le chapitre se consacre à une exploration approfondie de la fiabilité des systèmes EP dans le but de développer une méthode de modélisation du remplacement des composants, visant ainsi à évaluer les IE des systèmes. La fiabilité en EP, de plus en plus étudiée, est d'autant plus importante dans le contexte actuel de l'économie circulaire. Cette fiabilité est fortement dépendante du domaine d'application, tant en termes de différences liées au fonctionnement que d'influences de l'environnement d'utilisation. Les systèmes ne se dégradent pas de manière homogène. Certaines sous-parties sont plus sujettes aux défaillances, tels les PCB, les condensateurs et les modules de puissance.

Une attention particulière est accordée à la caractérisation des défaillances des composants, révélant une évolution suivant une courbe en baignoire, avec trois périodes distinctes : la jeunesse, la vie utile et la fin de vie. Une méthode de quantification des IE sur un cycle d'usage prenant en compte le remplacement est présentée, basée sur la connaissance des lois de probabilité de défaillance pour chaque période.

Pour les périodes de jeunesse et de vie utile, les lois de probabilité ont principalement été déduites de la littérature, il est d'ailleurs montré un manque de connaissances/données pour ces périodes. Cela amène probablement à une minimisation de la génération de défaut. Pour la période de vieillesse, un modèle de détermination de la durée de vie basé sur des modèles empiriques a été utilisé. Il fonctionne grâce à un cycle de fonctionnement en entrée, intégrant des modèles de perte, thermiques et de durée de vie provenant de cyclage accéléré.

Comme pour le chapitre 2, la plupart des IE sont dominés par l'utilisation du système, cependant certains IE et principalement MRD restent sensibles au remplacement du système.

Une comparaison entre deux cycles de fonctionnement distincts révèle des variations significa-

### 3.3. Conclusion

---

tives des IE, soulignant l'importance de prendre en compte les spécificités du cycle d'utilisation dans les évaluations de DDV. L'impact de la variation des paramètres, tels que la résistance thermique du refroidisseur, met en évidence l'importance d'une conception adaptée pour réduire les défaillances liées à l'usure du système sans réellement augmenter les IE du refroidisseur.

En intégrant ces différents aspects avec une surcouche probabiliste et la méthode de Monte-Carlo, une exploration approfondie de la dispersion des impacts environnementaux probables dévoile une faible augmentation des IE probables.

En conclusion, ce chapitre établit les bases d'une approche pour évaluer les impacts environnementaux des systèmes en EP, et plus précisément ceux des modules de puissance, en prenant en considération les aspects de défaillance, de remplacement et de variabilité des paramètres. Le chapitre suivant vise à optimiser les IE sur le cycle de vie en ajustant les dimensions du cas de référence.



# Chapitre 4

## Éco-optimisation d'un convertisseur intégré

### Sommaire

---

<b>4.1 Formulation de l'éco-optimisation du système intégré . . . . .</b>	<b>88</b>
4.1.1 Définition du critère de performance, des variables de conception, des contraintes et du modèle d'optimisation . . . . .	89
4.1.2 Choix d'un unique critère d'optimisation . . . . .	98
<b>4.2 Résultat d'éco-optimisation du module de puissance . . . . .</b>	<b>100</b>
4.2.1 Impact du calibre courant . . . . .	100
4.2.2 Impact du calibre tension . . . . .	103
4.2.3 Calibre courant et calibre tension . . . . .	105
4.2.4 Analyse de sensibilité . . . . .	108
<b>4.3 Conclusion . . . . .</b>	<b>113</b>

---

Il existe un lien intrinsèque entre l'écoconception et l'optimisation, cela réside dans la recherche d'une solution idéale, tant sur le plan fonctionnel que sur celui de la durabilité environnementale. L'écoconception vise à intégrer des considérations environnementales dès les premières étapes du développement, tandis que l'optimisation se concentre sur la recherche des paramètres optimaux pour atteindre les objectifs prédéfinis. Dans le cadre de l'EP, l'optimisation peut permettre de minimiser les IE en ajustant divers paramètres, tels que les dimensions, les matériaux, ou les modes de fonctionnement. Cette démarche permet d'atteindre le point de performance opérationnelle et la réduction maximale des IE. Elle repose sur une évaluation rigoureuse des impacts environnementaux grâce à une ACV. La figure 4.1 présente le processus en vue d'un système éco-optimisé, l'éco-optimisation.

L'objectif de ce chapitre est d'intégrer l'aspect environnemental dans les critères de conception en examinant les implications sur le choix des composants de puissance. **Pour cette analyse, seule la partie module de puissance est considérée**, comme dans le chapitre 3. Cela soulève la question de savoir s'il est plus judicieux de surdimensionner le système, entraînant potentiellement une augmentation des IE liés à la fabrication, mais une diminution pendant l'utilisation, ou de sous-dimensionner, ce qui réduirait les IE à la fabrication, augmenterait ceux pendant l'utilisation, et risquerait d'accroître également les remplacements. La figure 4.2 illustre cette problématique.

Le chapitre se déroule en deux parties, la première pose le problème d'optimisation, avec le choix de variables, les différents modèles et propose une métrique pour sélectionner la solution optimale. La deuxième présente les résultats de l'optimisation avec la mise en place d'une étude de sensibilité.

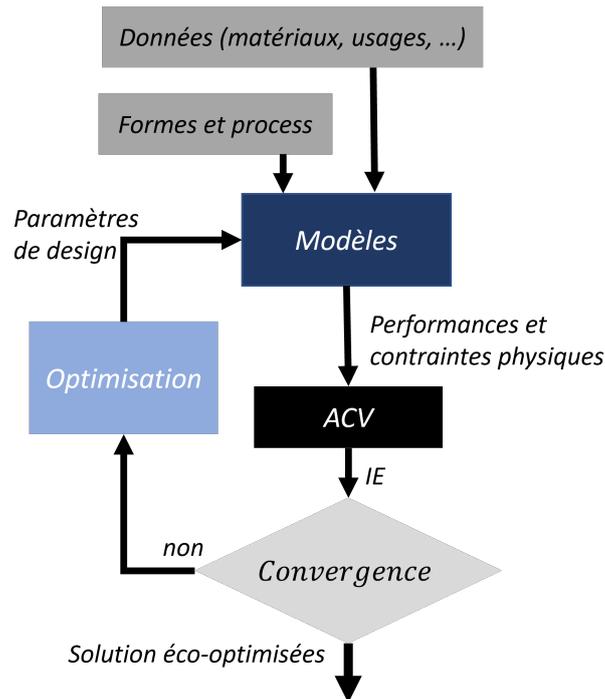


Figure 4.1 - Processus d'éco-optimisation.

#### 4.1 . Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

Optimiser signifie trouver la meilleure configuration d'un système en fonction d'un critère donné. Au sens mathématique, cette approche repose sur des méthodes analytiques et algorithmiques visant à maximiser ou minimiser une fonction objectif, représentant la mesure de performance du système ou du processus en question.

Il existe 3 principes fondamentaux pour pouvoir définir un problème d'optimisation :

- **Fonction objectif** : Qualifie la quantification de la solution. L'objectif peut être de maximiser les bénéfices, minimiser les coûts, ou optimiser tout autre critère défini.
- **Variables de décision** : Les variables de décision représentent les paramètres ajustables dans le problème. L'optimisation cherche à déterminer les valeurs optimales de ces variables pour optimiser la fonction objectif.
- **Contraintes** : Les contraintes définissent les limites ou les conditions auxquelles la solution doit satisfaire. Elles ajoutent des défis à la recherche de la solution optimale.

Le problème d'optimisation peut être formulé de manière générale comme suit, équation 4.1 [107] :  
 Considérons un coût (ou une fonction objectif)  $J$  dépendant de  $N$  variables réelles, rassemblées en un vecteur  $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_N) \in \mathbb{R}^N$ . Ces variables fournissent une valeur  $J(\mathbf{x})$ , où  $J$  est une fonction de  $\mathbb{R}^N$  dans  $\mathbb{R}$ . Les variables  $x_1, \dots, x_N$  sont soumises à des contraintes représentées par un sous-ensemble  $K \subset \mathbb{R}^N$ .

## 4.1. Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

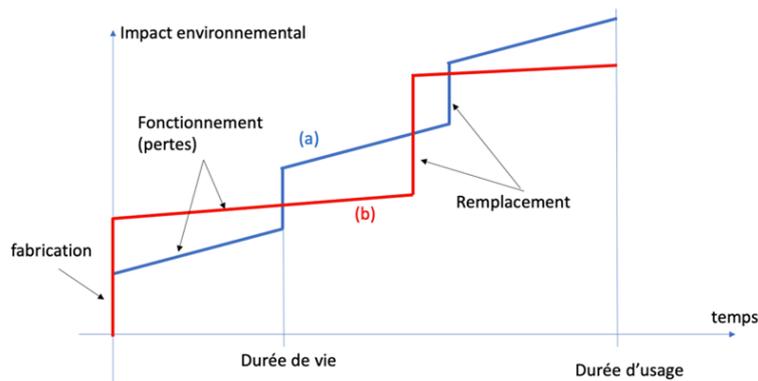


Figure 4.2 – Variation d'un impact environnemental d'un composant en fonction du temps pour deux dimensionnements donnés : (a) sous-dimensionnement, (b) : surdimensionnement.

$$(P) \inf_{x \in K} J(x) \quad (4.1)$$

On dit que le problème (P) admet une solution s'il existe un choix de variables  $x_0 \in K$  tel que pour tout  $x \in K$ ,  $J(x_0) \leq J(x)$ . On dit alors que  $x_0$  est un minimum de  $J$  sur  $K$ .

L'optimisation mathématique offre une multitude de méthodes pour résoudre des problèmes visant à trouver les optimums d'une fonction sous contraintes. Alors que des techniques telles que la descente de gradient, les algorithmes génétiques ou les méthodes de recherche locale sont couramment utilisées pour explorer l'espace des solutions de manière plus efficace, notre choix se porte sur une analyse exhaustive de toutes les possibilités. Cette approche peut être gourmande en temps de calcul. Mais nous le verrons, elle est possible dans notre cas d'étude, où le nombre de variables d'optimisation choisies est limité et les variations de la fonction objectif sont particulièrement lisses.

### 4.1.1 . Définition du critère de performance, des variables de conception, des contraintes et du modèle d'optimisation

La première étape de l'optimisation consiste à sélectionner des critères de performances, et dans le contexte de l'éco-optimisation, l'objectif est de réduire le coût environnemental, le choix peut se faire sur un seul des IE, ou de manière plus exhaustive sur un critère unique qui sera présenté plus tard, l'**IE global**. Le critère choisi a donc comme fonction objectif d'être minimisé.

En ce qui concerne les variables d'optimisation, il semble pertinent de choisir des paramètres manipulables par un concepteur en EP, à savoir issus d'un catalogue de modules de puissance. En fonction des spécifications du cahier des charges, le concepteur choisira parmi ces modules celui qui répond à la fois aux exigences de courant et de tension. Les calibres de courant et de tension sont ainsi identifiés comme variable d'optimisation.

Concernant les contraintes, il est essentiel de respecter les limites réelles qu'un module de puissance peut supporter. Le courant conduit à un échauffement en température, donc la limite maximale de courant sera déterminée par celle entraînant un échauffement supérieur à la température maximale admissible. Pour la tension, il faut éviter de dépasser la tension d'avalanche (tension de claquage), qui représente la tension maximale que les composants peuvent supporter sans casser ou une défaillance due à la rupture de l'isolation entre la grille (gate) et les autres parties du dispositif. Pour le

module de puissance de référence présenté au chapitre 2 (module IGBT 750V 820A), la température maximale admissible est de 175°C et la tension maximale est de 750V. La température maximale est maintenue à 175°C. En ce qui concerne la contrainte de tension, elle correspond à 450V, la tension du bus. Ainsi, aucun module ne doit avoir une tension maximale inférieure à 450V, sinon il risque de subir un effet d'avalanche.

Comme dans le chapitre 3, une hypothèse simplificatrice est formulée, stipulant que les IE sur le cycle de vie sont la somme des IE à la fabrication ( $IE_f^{(e)}$ ), des IE à l'utilisation ( $IE_u^{(e)}$ ) et des IE au remplacement ( $IE_r^{(e)}$ ), équation 4.2. Ces trois catégories d'IE sont modélisées en fonction des variables de conception calibre courant et tension. Les modèles correspondants sont développés par la suite.

$$IE_{cv}^{(e)} = IE_f^{(e)} + IE_u^{(e)} + IE_r^{(e)} \quad (4.2)$$

Le tableau 4.1 récapitule les différentes options choisies pour le problème d'optimisation.

Table 4.1. Paramètres sélectionnés pour le problème d'optimisation.

<b>Données d'entrée</b>	<p><b>Système</b> : module de puissance intégré IGBT</p> <p><b>Unité fonctionnelle</b> : générer un fonctionnement électrique triphasé AC pour une charge de 59 kW (machine électrique) à partir d'une source d'alimentation continue de 450 V, sur une durée d'usage de 30 ans.</p> <p><b>Tension de bus</b> : 450V</p> <p><b>Cycle de fonctionnement</b> : WLTP 666h/an, machine à rotor bobiné (59 kW, 4 paires de pôles) [53]</p> <p><b>Refroidisseur</b> : refroidisseur à eau de conductivité thermique 1500 W/(m²K); une résistance thermique entre la semelle et le fluide <math>R_{thHF} = 0,06</math> K/W (FS660Ro8A6P2FB [101]).</p> <p><b>Mix énergétique</b> : mondial</p>
<b>Critères de performance</b>	$IE^{(e)}$
<b>Variable de conception</b>	Calibre courant ( $I_k$ ), calibre tension ( $V_k$ )
<b>Modèles</b>	$IE_f^{(e)} = f^{(e)}(I_k, V_k)$ $IE_u^{(e)} = g^{(e)}(I_k, V_k)$ $IE_r^{(e)} = h^{(e)}(I_k, V_k)$
<b>Contraintes</b>	Tension d'avalanche : 450V Température max : 175 °C

#### 4.1.1.1 .Modèle paramétrique des impacts à la fabrication

L'utilisation de données est essentielle pour élaborer le modèle  $IE_{fab} = f(I_k, V_k)$ , visant à connaître les IE pour des modules de puissance de différents calibres en courant et en tension. Toutefois, comme précisé dans le chapitre 2, l'accès à ces données est limité, et à cela se rajoute le fait qu'il soit crucial que les données recueillies représentent des technologies similaires. En EP, des composants ayant la même fonction peuvent présenter des structures fondamentalement différentes. La tâche n'est donc que plus compliquée.

Le module de puissance pris en considération appartient à la famille des hybrid pack, spécifiquement conçu pour l'automobile chez Infineon. Comme détaillé au chapitre 2, l'inventaire et, par conséquent, l'ACV qui en découle, sont en partie construits à partir du modèle Chalmers. Ce modèle couvre

#### 4.1. Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

une plage de puissance de 20 kW à 200 kW et repose sur deux références existantes de la famille des hybrid pack : le FS400R06A1E3 (400A, 600V) et le FS800R06KE3 (800A, 600V). Ces deux modules IGBT, ainsi que le module de référence utilisé chapitre 2, sont les données utilisées pour modéliser les IE à la fabrication en fonction du calibre du courant et de la tension, comme illustré dans la figure 4.3.



Références	FS400R06A1E3	FS660R08A6P2FB	FS800R06KE3
Calibre Courant (A)	400	660	800
Calibre Tension (V)	600	750	600

Figure 4.3 - Modules de puissance pour la construction du modèle  $IE_f^{(e)} = f(I_k, V_k)$ .

À partir des modules de puissances ayant un calibre tension de 600V le modèle linéaire des IE à la fabrication en fonction du calibre courant est déterminé. Le modèle, une fois obtenu, permet de calculer les IE à la fabrication du module de calibre tension 600V et de calibre courant 660 A. Ces données peuvent ensuite être utilisées avec le troisième module de puissance (pour rappel 750V, 660A) pour déterminer les IE à la fabrication en fonction du calibre en tension.

Le modèle exprime une augmentation des IE en fonction du calibre courant et tension, ce qui est logique, car augmenter le courant supportable, c'est directement augmenter la surface de la puce et augmenter la tension, c'est augmenter la chute de tension à l'état passant et donc là encore la surface de la puce. Le modèle utilisé pour le calcul des IE à la fabrication est le suivant :

$$IE_f^{(e)}(I_k, V_k) = (a \cdot V_k + b)I_k + c \quad (4.3)$$

La figure 4.4, présente les données utilisées des modules de puissance pour la construction du modèle  $IE_f^{(e)} = f(I_k, V_k)$  avec les modèles pour chaque IE. Les différents paramètres du modèle sont présentés dans le tableau 4.2, pour chaque IE.

Table 4.2. Paramètres sélectionnés pour le modèle  $IE_f = f(I_k, V_k)$ .

	GWP	OD	HT	HTNC	PMF	IR	POF	TAP
<b>a</b>	1.10E-04	1.10E-12	-2.11E-14	0.00E+00	5.93E-12	4.90E-06	6.38E-07	0.00E+00
<b>b</b>	-4.09E-02	-1.18E-10	2.00E-10	1.12E-08	-4.49E-10	-1.77E-03	-1.12E-04	9.64E-04
<b>c</b>	23.1858652	4.32E-06	0	0	4.71E-07	1.01985992	0.03189291	0
	TE	FE	ME	FET	WD	MRD	FD	LU
<b>a</b>	2.55E-06	4.12E-08	2.15E-07	1.68E-02	3.48E-05	4.55E-08	1.42E-03	6.21E-04
<b>b</b>	-6.09E-04	-1.89E-05	-6.30E-05	0.00E+00	-2.90E-03	0.00E+00	-5.35E-01	0.00E+00
<b>c</b>	0.0776839	0.005038452	0.01386593	0	9.44777693	0	292.743623	0

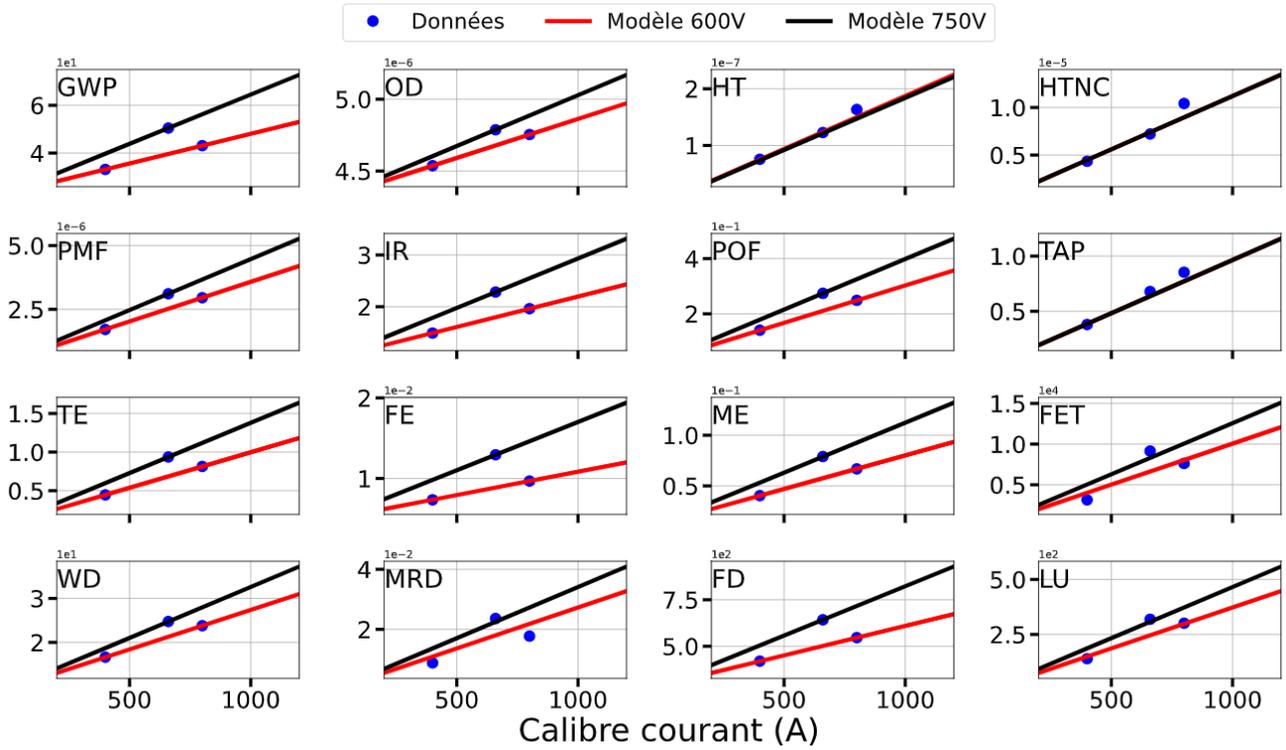


Figure 4.4 – Données IE à la fabrication des modules de puissance de référence et modèles correspondants  $IE_f^{(e)} = f(I_k, V_k)$ .

#### 4.1.1.2 .Modèle paramétrique des impacts à l'utilisation

Comme présenté au chapitre 2, les IE à l'utilisation, sont calculés à partir de l'énergie perdue en fonctionnement, et c'est cette partie qui évolue en fonction du calibre tension et du calibre courant, équation 4.4.

$$IE_u^{(e)}(I_k, V_k) = E_{Pertes}(I_k, V_k) \cdot IE_{1kWh}^{(e)} \quad (4.4)$$

Avec  $E_{Pertes}$  les pertes en fonctionnement et  $IE_{1kWh}^{(e)}$  les IE générés par l'utilisation d'1kWh d'énergie électrique.

Le modèle de pertes, présenté au chapitre 2 est rappelé équations 4.5 à 4.8.

$$P_{cond,IGBT} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos\Phi}{8} \right) \cdot V_{CE0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left( \frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos\Phi}{3\pi} \right) \cdot R_{CE} \cdot 2 \cdot I^2 \quad (4.5)$$

$$P_{com,IGBT} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{I_{ref}} \left( \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{K_{V,IGBT}} \quad (4.6)$$

#### 4.1. Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

Table 4.3. Paramètres sélectionnés pour le modèle  $E_{Pertes} = f(I_k, V_k)$ .

Composant	$I_k$ (A)	$V_k$ (V)	Vceo (V)	Vf (V)	Rce (ohm)	Rf (ohm)	Eon+off (J)	Err (J)
FS20R06W1E3	20	600	1.55	1.6	0.03	0.025	0.00082	2.10E-04
FS30R06W1E3	30	600	1.55	1.6	0.02	0.016	0.00122	1.70E-04
FS50R06W1E3	50	600	1.45	1.55	0.01	0.01	0.00166	4.20E-04
FS75R06KE3	75	600	1.45	1.55	0.0074	0.0066	0.00275	9.50E-04
FS100R06KE3	100	600	1.45	1.55	0.0057	0.005	0.0028	1.30E-03
FS150R06KE3	150	600	1.45	1.55	0.0038	0.0033	0.00495	1.95E-03
FS200R06KE3	200	600	1.45	1.55	0.0028	0.0025	0.00665	3.00E-03
Composant	$I_k$ (A)	$V_k$ (V)	Vceo (V)	Vf (V)	Rce (ohm)	Rf (ohm)	Eon+off (J)	Err (J)
FS25R12W1T4	25	1200	1.85	1.75	0.034	0.025	0.0033	9.00E-04
FS50R12W2T4	50	1200	1.85	1.7	0.016	0.01	0.0061	1.70E-03
FS75R12KT4	75	1200	1.85	1.7	0.011	0.0066	0.0098	2.60E-03
FS100R12PT4	100	1200	1.75	1.7	0.0083	0.005	0.0107	4.10E-03
FS150R12PT4	150	1200	1.75	1.7	0.0055	0.0033	0.016	6.10E-03
FS200R12PT4	200	1200	1.75	1.7	0.0041	0.0028	0.0215	8.10E-03
FS380R12A6T4B	380	1200	1.6	1.6	0.0025	0.0017	0.0375	1.00E-02

$$P_{cond,diode} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos\Phi}{8} \right) \cdot V_{f0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left( \frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos\Phi}{3\pi} \right) \cdot R_f \cdot 2 \cdot I^2 \quad (4.7)$$

$$P_{com,diode} = f_{sw} \cdot E_{rr} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left( \frac{I}{I_{ref}} \right)^{K_{I,diode}} \left( \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{K_{V,diode}} \quad (4.8)$$

Ce modèle est construit à partir de paramètres spécifiques au composant, les tensions de seuil ( $V_{ce0}$ ,  $V_f$ ), les résistances électriques ( $R_{ce}$ ,  $R_f$ ) et les énergies de commutations ( $E_{on+off}$ ,  $E_{rr}$ ). Ces paramètres évoluent en fonction du calibre courant et du calibre tension. De plus, ils sont disponibles directement dans les *datasheets* des composants, ils ont été utilisés afin d'en dégager des modèles empiriques. Ces modèles peuvent être uniquement invariants quand l'influence des calibres ne se manifeste pas clairement, ou en fonction des calibres en courant et/ou en tension. Il est nécessaire de rappeler que l'influence de la température de jonction sur ces paramètres existe, mais n'est pas prise en compte. Le tableau 4.3 présente les composants utilisés dans le but de créer les modèles. Les tensions de seuil  $V_{ce0}$  de l'IGBT et  $V_f$  de la diode présentent peu de sensibilité au choix du calibre en courant du module. En revanche, elles sont sensibles au calibre en tension. Des modèles selon les lois affines des équations 4.9 et 4.10 sont proposés.

$$V_{ce0} = 5 \cdot 10^{-4} V_k + 1.15 \quad (4.9)$$

$$V_f = 2.5 \cdot 10^{-4} V_k + 1.40 \quad (4.10)$$

Les résistances électriques à l'état passant  $R_{ce}$  de l'IGBT et  $R_f$  de la diode sont dépendantes des calibres en tension et en courant selon les expressions 4.11 et 4.12.

$$R_{ce} = (4.85 \cdot 10^{-4} V_k + 1.06 \cdot 10^{-1}) I_k^{-0.967} \quad (4.11)$$

$$R_f = (1.19 \cdot 10^{-4} V_k + 3.58 \cdot 10^{-1}) I_k^{-0.979} \quad (4.12)$$

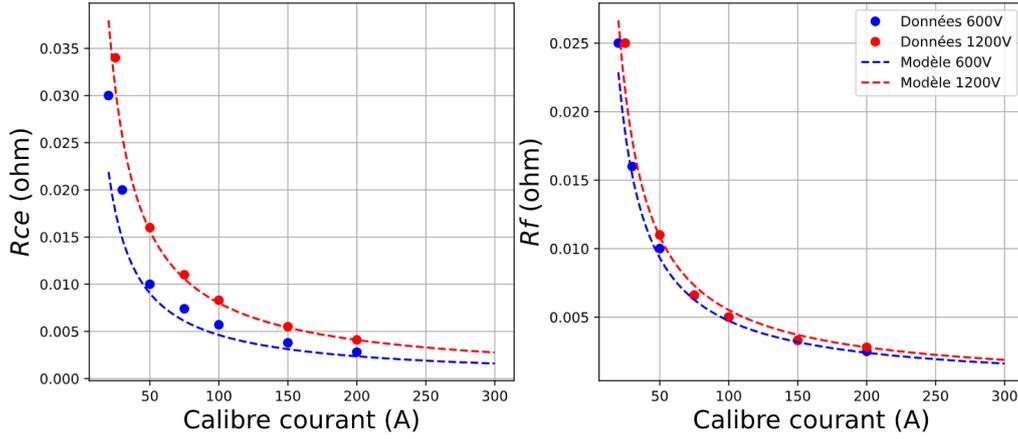


Figure 4.5 – Modèles des résistances à l'état passant  $R_{ce}$  et  $R_f$  pour un calibre tension de 600V et 1200V. Données provenant de la documentation du constructeur, tableau 4.3.

La figure 4.5 montre les données et le modèle de l'évolution des résistances à l'état passant  $R_{ce}$  et  $R_f$  pour un calibre tension de 600V et 1200V.

La documentation des constructeurs montre que les énergies de commutation  $E_{on+off}$  de l'IGBT et  $E_{rr}$  de la diode dépendent fortement des calibres en tension et courant. Cependant, selon le module considéré, ces énergies sont relevées à des niveaux de courant et de tension de référence  $I_{ref}$  et  $V_{ref}$  sensiblement différents. Ainsi dans les équations 2.2 et 2.4 chapitre 2 une transformation peut être faite pour faire apparaître deux facteurs  $T_{IGBT}$  et  $T_{diode}$  dont les expressions sont données en 4.13 et 4.14.

$$T_{IGBT} = \frac{E_{on+off}}{I_{ref} V_{ref}^{K_{V,IGBT}}} \quad (4.13)$$

$$T_{diode} = \frac{E_{rr}}{I_{ref}^{K_{I,diode}} V_{ref}^{K_{V,diode}}} \quad (4.14)$$

La figure 4.5 montre les données et le modèle de l'évolution des énergies de commutation  $T_{IGBT}$  et  $T_{diode}$  pour un calibre tension de 600V et 1200V.

Pour rappel, comme au chapitre 2  $K_{V,IGBT}$ ,  $K_{V,diode}$  et  $K_{I,diode}$  sont des coefficients de dépendance en tension et en courant, ici,  $K_{V,IGBT} = 1.35$ ,  $K_{V,diode} = 0.6$  et  $K_{I,diode} = 0.6$  comme proposé dans [55]. Pour ce qui est des valeurs de  $I_{ref}$  et  $V_{ref}$ , ils sont donnés dans les *datasheets* des composants.

Les modèles associés à ces facteurs ont pour expression 4.15 et 4.16.

$$T_{IGBT} = (1.18 \cdot 10^{-11} V_k + 1.93 \cdot 10^{-8}) I_k^{-1.13 \cdot 10^{-1}} \quad (4.15)$$

$$T_{diode} = (4.94 \cdot 10^{-10} V_k - 1.78 \cdot 10^{-8}) I_k^{4.84 \cdot 10^{-1}} \quad (4.16)$$

En injectant les relations 4.9 à 4.16 dans les équations 2.1 à 2.4 chapitre 2, il est possible d'estimer les pertes de puissances du module IGBT pour un point de fonctionnement considéré uniquement

#### 4.1. Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

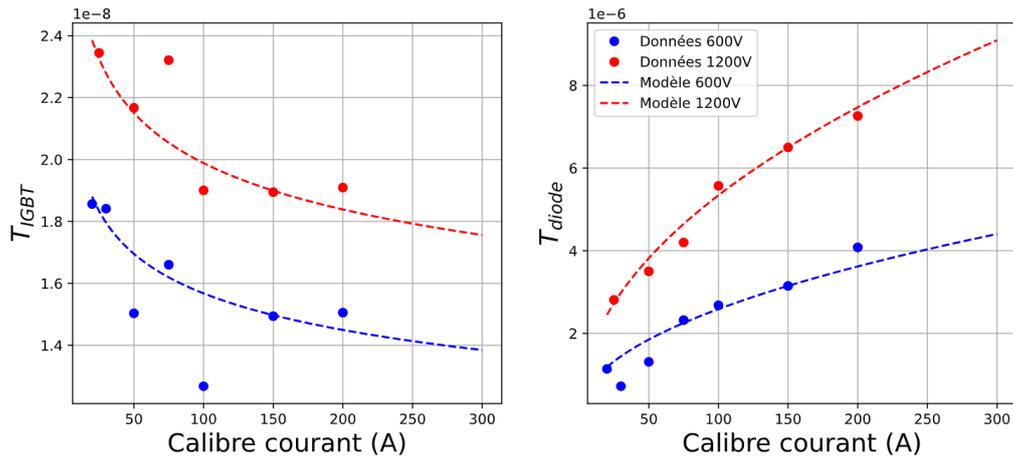


Figure 4.6 – Modèles des  $T_{IGBT}$  et  $T_{diode}$  pour un calibre tension de 600V et 1200V. Données provenant de la documentation du constructeur, tableau 4.3.

en fonction du choix des calibres en courant et en tension. Les pertes totales, en conduction et en commutation, le tout en fonction du calibre courant et tension, sont présentées figures 4.7 et 4.8. Les pertes par conduction augmentent de manière linéaire avec le calibre en tension et diminuent avec le calibre en courant. Les pertes par commutation augmentent avec le calibre en tension et de courant. Ainsi, les pertes totales augmentent linéairement avec le calibre en tension, diminuent avec le calibre en courant jusqu'à une certaine valeur, puis augmentent à nouveau.

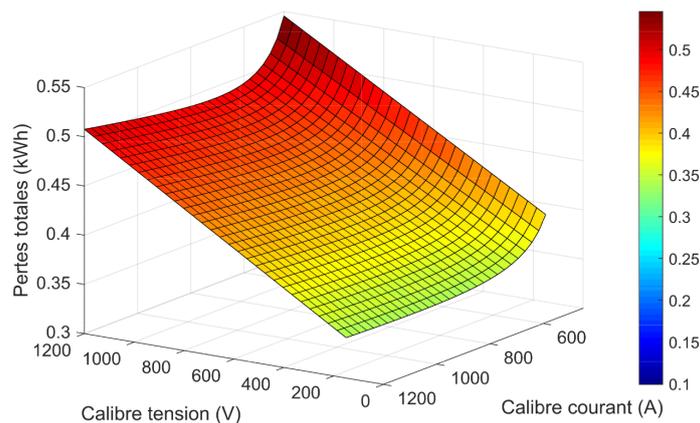


Figure 4.7 – Évolution des pertes totales en fonction du calibre courant et du calibre tension.

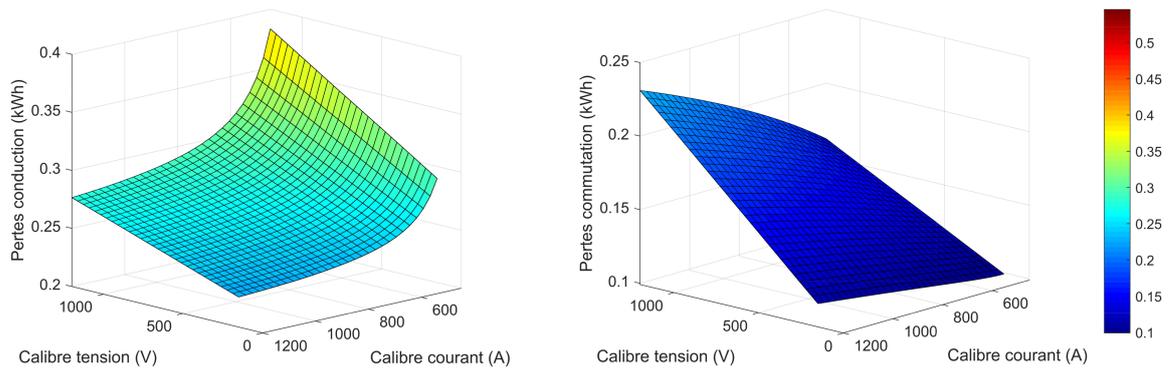


Figure 4.8 – Évolution des pertes en conduction et en commutation en fonction du calibre courant et du calibre tension.

#### 4.1.1.3 .Modèle paramétrique des impacts au remplacement

Les IE liés au remplacement sont étroitement corrélés aux IE à la fabrication. Pour rappel, ils peuvent être modélisés comme suit :

$$IE_r^{(e)}(I_k, V_k) = IE_f^{(e)}(I_k, V_k) N_r(I_k, V_k) \quad (4.17)$$

$$N_r(I_k, V_k) = \left( \left\lfloor \frac{t_{usage}}{t_{vie}(I_k, V_k)} \right\rfloor - 1 + N_{E,R} \right) \quad (4.18)$$

Avec  $t_{usage}$  la durée d'usage,  $t_{vie}$  la durée de vie,  $N_r$  le nombre de remplacements et  $N_{E,R}$  le nombre de remplacements lié à la période jeunesse  $E$  et vie utile  $R$ . Le quotient  $\lfloor t_{usage}/t_{vie} \rfloor$  donne un nombre non entier pour le nombre de remplacements. Il est pris comme hypothèse que  $N_{E,R}$  n'est pas lié aux différents calibres.

Nous avons précédemment examiné l'évolution des IE à la fabrication en fonction du calibre courant et du calibre tension. De manière similaire, le nombre de remplacements varie également en fonction de ces deux critères. Pour rappel, le nombre total de remplacements est modélisé en tenant compte des défauts liés à la jeunesse, à la vie utile et au vieillissement. L'hypothèse simplificatrice est faite que les deux premières périodes de défaut ne dépendent pas des variables d'optimisation et peuvent donc être modélisées par une constante. Quant au nombre de remplacements liés aux défauts de vieillissement, il est calculé à partir d'un modèle de pertes, puis d'un modèle thermique, suivi d'un modèle de durée de vie. Cela permet d'obtenir, en fonction de la durée d'usage, le nombre de remplacements. Le modèle des IE à l'utilisation (vu en 4.1.1.2) fournit les pertes en fonction des calibres. Il reste alors à modéliser le modèle thermique en fonction des calibres. Pour simplifier, l'hypothèse est faite que le modèle de durée de vie est le même, quels que soient les calibres. Cette hypothèse est justifiée car il s'agit de la même technologie de module. Ainsi, dans une première approximation, nous pouvons considérer que les mécanismes de défaillance sont principalement liés à la technologie plutôt qu'au calibre.

La composante du modèle thermique affectée par le calibre courant et le calibre tension est limitée à la partie jonction au boîtier. L'interface thermique (TIM) et le refroidisseur restent constants, indépendamment des calibres. Pour rappel, le modèle thermique est un modèle Foster, présenté chapitre 3, figure 3.7.

#### 4.1. Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

Afin de comprendre comment le modèle thermique évolue en fonction du calibre courant et du calibre tension, il est nécessaire d'analyser la variation de la résistance thermique,  $R_{th_{jc}}$ , en fonction de ces critères. Le tableau 4.4 présente des modules de puissance de calibre tension 1200 V pour étudier l'impact du calibre courant. De même, le tableau 4.5 propose des modules de puissance de calibre courant 300 A pour évaluer l'impact du calibre tension.

Table 4.4. Exemple de module pour étudier l'impact du calibre courant sur  $R_{th_{jc}}$ , calibre tension 1200V.

	Calibre (A)	$R_{th_{jc}}$ (K/W) IGBT	$R_{th_{jc}}$ (K/W) diode
FS25R12KT3	25	0.86	1.5
FS50R12KT3	50	0.45	0.75
FS75R12KT3	75	0.35	0.58
FS100R12N2T4	100	0.3	0.45
FS150R12N2T7	150	0.29	0.45

Table 4.5. Exemple de module pour étudier l'impact du calibre tension sur  $R_{th_{jc}}$ , calibre courant 300 A.

	Calibre (V)	$R_{th_{jc}}$ (K/kW) IGBT	$R_{th_{jc}}$ (K/kW) diode
CM300DX-13T	650	131	169
CM300DX-24T	1200	88	115
CM300DX-34T	1700	99	149

Le  $R_{th_{jc}}$  présente une variation très limitée en fonction du calibre tension, ce qui justifie son approximation en tant que constante. En revanche, le calibre courant exerce une influence sur le  $R_{th_{jc}}$ , comme illustré dans la figure 4.9 par l'équation  $a \cdot I_k^{-0.628}$ . La valeur  $-0.628$  est définie comme représentant la variation sur une gamme de produits similaires. Néanmoins, il reste à déterminer la valeur de  $a$ , qui reflète l'ordre de grandeur des  $R_{th_{jc}}$  spécifiques à la famille de produits. Autrement dit, la valeur des  $R_{th_{jc}}$  est hautement spécifique au package du système.

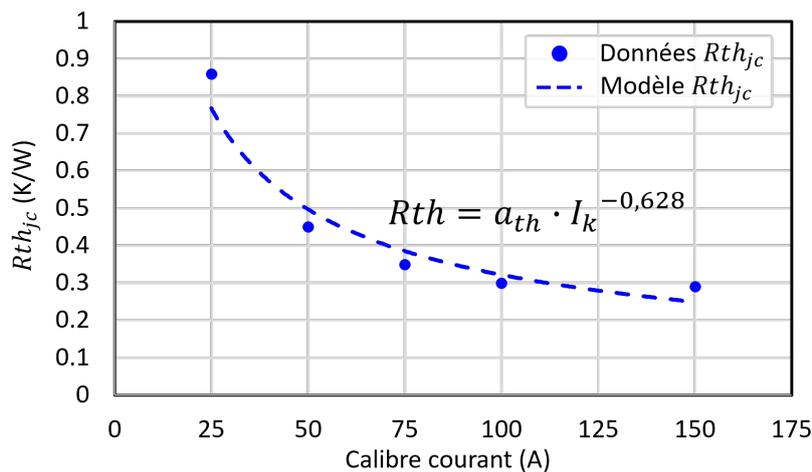


Figure 4.9 – Évolution du  $R_{th_{jc}}$  de la puce IGBT en fonction du calibre courant.

Dans notre étude, la famille de produits considérée est celle de l'hybrid pack avec semelle plate de chez Infineon. Ainsi, il est nécessaire de déterminer la valeur de  $a$  spécifique à cette famille. Le tableau 4.6 présente les composants utilisés pour modéliser  $R_{th_{jc}} = a \cdot I_k^{-0.628}$ . Les équations 4.19

et 4.20 définissent le  $Rth_{jc}$  de l'IGBT et de la diode, respectivement. La figure 4.10 présente les deux modèles ainsi que les données.

Table 4.6. Module de puissance de la famille hybridpack semelle plate de chez Infineon pour modéliser l'impact de calibre courant sur  $Rth_{jc}$ .

	Calibre A	$Rth_{jc}$ (K/W) IGBT	$Rth_{jc}$ (K/W) diode
FS200R07A1E3	200	0.19	0.31
FS400R07A1E3	400	0.12	0.2
FS660R08A6P2FB	660	0.095	0.15

$$Rth_{jcIGBT} = 5.3 \cdot I_k^{-0.628} \quad (4.19)$$

$$Rth_{jcDiode} = 8.66 \cdot I_k^{-0.628} \quad (4.20)$$

Pour terminer, pour pouvoir intégrer cette variation de  $Rth_{jc}$  dans le modèle thermique Foster, figure

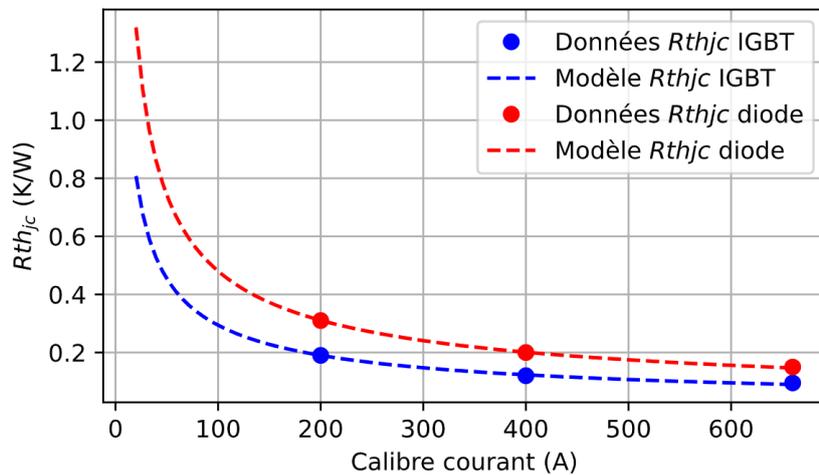


Figure 4.10 – Modèle des  $Rth_{jc}$  de la puce IGBT et diode en fonction du calibre courant.

3.7, nous faisons l'hypothèse que les capacités thermiques ne sont pas influencées par les calibres, ces capacités thermiques restent similaires pour cette famille de produit. Le  $Rth_{jc}$  calculé représente alors la somme des  $Rth_i$  du modèle Foster. Ensuite, soit les  $Rth_i$  sont normalisés dans la *datasheet* et pour retrouver leurs valeurs, il suffit de calculer  $Rth_i = Rth_{jc\text{total}} * Rth_i\text{normalise}$ . Soit, ils ne le sont pas, auquel cas, il faut les normaliser en premier lieu. Dans notre cas, nous normalisons les résistances thermiques du module de puissance de référence, comme présenté dans le tableau 4.7.

En résumé, le modèle d'IE au remplacement prend en considération les variations du modèle de perte et du modèle thermique en fonction du calibre courant et de la tension. Pour cela, les résistances thermiques du modèle thermique sont ajustées en fonction du calibre courant et des résistances normalisées.

#### 4.1.2 . Choix d'un unique critère d'optimisation

L'optimisation d'un IE n'implique pas automatiquement l'optimisation de tous les IE. Chaque IE requiert sa propre solution optimale, ce qui peut rendre complexe la prise de décision à privilégier.

#### 4.1. Formulation de l'éco-optimisation du système intégré

Table 4.7. Normalisation des résistances Foster FS660Ro8A6P2FB.

<b>IGBT</b>	Rth jc (K/W) IGBT	0.095
	Ri (K/W)	Ri normalisé
	0.005	0.05
	0.055	0.58
	0.022	0.23
	0.013	0.14
<b>Diode</b>	Rth jc (K/W) diode	0.15
	Ri (K/W) diode	Ri normalisé
	0.015	0.1
	0.1	0.67
	0.025	0.17
	0.01	0.07

C'est dans cette optique qu'un critère unique de performance est dans cette sous-partie proposé pour optimiser la réduction des IE. Le critère englobe l'ensemble des IE sous un seul global.

- **Impact environnemental global :**

Afin d'obtenir un critère unique basé sur les IE pour faciliter les choix de conception, deux étapes supplémentaires peuvent être intégrées à l'ACV : la normalisation et la pondération [18].

La phase de normalisation, définie par l'Empreinte environnementale (Environmental Footprint) (EF), intervient après la caractérisation des IE. Au cours de cette étape, les IE sont ajustés à l'aide de facteurs de normalisation. Ces facteurs permettent de quantifier la contribution des IE à différentes catégories, les rendant ainsi comparables à une unité de référence. Cette normalisation génère des résultats adimensionnels qui expriment les pressions exercées par un produit par rapport à l'unité de référence.

Dans le chapitre 2, partie 2.3.2, les résultats ont été normalisés par rapport aux IE mondiaux, et cette même normalisation est adoptée ici.

Quant à la pondération, les résultats normalisés subissent une multiplication par une série de facteurs de pondération exprimés en pourcentage. Ces facteurs reflètent l'importance relative perçue des différentes catégories d'impact du cycle de vie considérées. Les résultats pondérés de chaque catégorie d'impact peuvent ainsi être comparés individuellement, permettant une évaluation de leur importance relative. De plus, ces résultats pondérés peuvent être cumulés pour les différentes catégories d'impact du cycle de vie, fournissant ainsi une note globale unique. Les facteurs de pondération sont ceux présentés dans la référence [108].

L'IE global ( $IE_{global}$ ) se calcule grâce à l'équation 4.21, qui est la somme des différents IE pondérés et normalisés.

$$IE_{global} = \sum_{i=1}^n \rho^{(e)} \frac{IE^{(e)}}{IE_{ref}^{(e)}} \quad (4.21)$$

Avec  $IE^{(e)}$  l'IE numéro  $e$ ,  $IE_{ref}^{(e)}$  la valeur de référence pour calculer le résultat normé,  $\rho^{(e)}$  le facteur de pondération et  $n$  le nombre maximal d'IE, ici égal à 16.

## 4.2 . Résultat d'éco-optimisation du module de puissance

Les résultats de l'optimisation ne portent que sur le module de puissance, en considérant un cycle de fonctionnement WLTP. Pour faciliter l'explication, l'évolution des IE est présentée d'une part pour le calibre courant avec un calibre tension fixé à 750V, d'autre part pour le calibre tension avec un calibre courant fixé à 660A, enfin avec les deux. Les valeurs de 750V et 660A correspondent au module de puissance de référence.

Il est important de rappeler que le calcul des IE sur le cycle de vie s'effectue à l'aide de l'équation 4.23. Cette équation peut être développée comme suit :

$$IE_{cv}^{(e)}(I_k, V_k) = IE_f^{(e)}(I_k) + IE_u^{(e)}(I_k, V_k) + IE_r^{(e)}(I_k, V_k) \quad (4.22)$$

$$IE_{cv}^{(e)}(I_k, V_k) = IE_f^{(e)}(I_k) + IE_u^{(e)}(I_k, V_k) + IE_f^{(e)}(I_k) \left( \left\lfloor \frac{t_{usage}}{t_{vie}(I_k, V_k)} \right\rfloor - 1 + N_{E,R} \right) \quad (4.23)$$

Par la suite, les deux notations suivantes sont utilisées :

- **Optimum CV** : Correspond au point qui minimise les IE sur tout le cycle de vie (CV).
- **Optimum  $\eta$**  : Correspond au point qui minimise les pertes en fonctionnement, le terme optimum sur cycle de fonctionnement peut aussi être employé.

### 4.2.1 . Impact du calibre courant

La figure 4.11 illustre l'évolution des IE sur cycle de vie, incluant la phase de fabrication, d'utilisation et de remplacement, pour différents calibres courant, avec le calibre tension maintenu à 750V. Elle met en évidence également le point optimal sur cycle de fonctionnement, correspondant au rendement le plus élevé, ainsi que l'optimum total sur le cycle de vie.

La première observation révèle que tous les IE possèdent un optimum sur le cycle de vie qui peut différer et qui ne coïncide pas nécessairement avec celui de la phase d'utilisation. L'optimum  $\eta$  est obtenu pour un calibre courant de 610A, tandis que l'optimum sur CV est de 1160A pour OD, pour HT ou encore pour MRD. Ainsi, dans ce cas d'étude, la conception du système nécessite une prise de décision quant à la maximisation du rendement ou à la minimisation des IE.

La figure 4.12 présente quant à elle les mêmes courbes, mais pour l'IE global avec un optimum CV à 1160A. La forme des courbes s'explique par les modèles de fabrication, d'utilisation et de remplacement présentés précédemment. En ce qui concerne la fabrication, l'accroissement du calibre entraîne une augmentation linéaire des IE à la fabrication. Pour la phase d'utilisation, les pertes diminuent avec l'augmentation du calibre jusqu'à atteindre un optimum, au-delà duquel les pertes recommencent à augmenter. La phase de remplacement est plus complexe en raison des modèles de pertes et thermiques; le remplacement diminue avec l'augmentation du calibre. Ainsi, il existe un optimum lié aux trois courbes. Dans les cas où les IE liés à la fabrication sont faiblement impactants, l'optimum tend à se rapprocher de celui des pertes.

#### 4.2. Résultat d'éco-optimisation du module de puissance

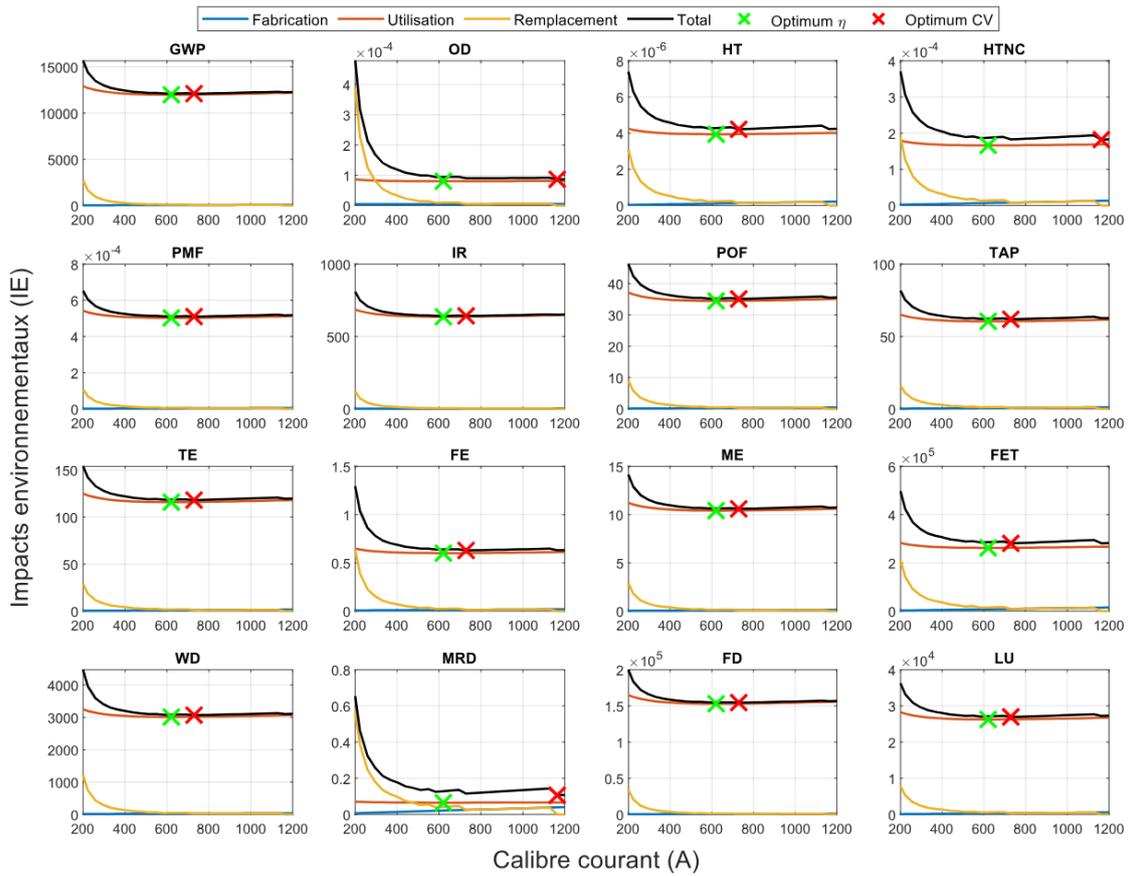


Figure 4.11 – Variation des IE en fonction du calibre courant, pour un calibre tension de 750V. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

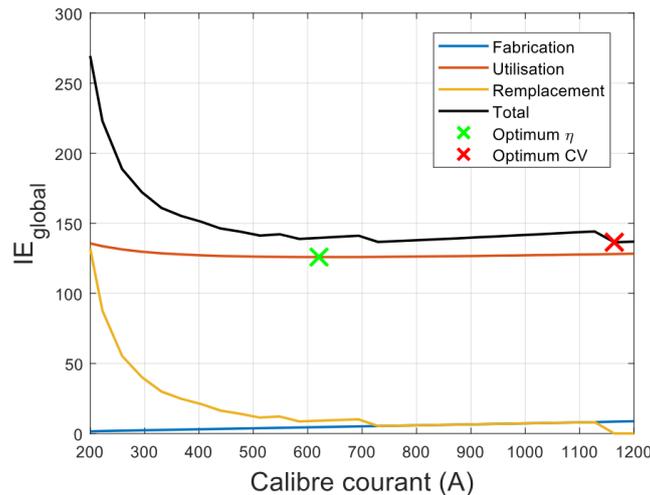


Figure 4.12 – Variation de l'IE global en fonction du calibre courant, pour un calibre tension de 750V. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

#### 4.2.1.1 . Étude de sensibilité des paramètres

Cette section vise à développer l'explication des figures 4.11 et 4.12 à travers une étude de sensibilité des paramètres des différents modèles. Pour cela, un modèle mathématique paramétrique de l'équation 4.24 est proposé par rapport à l'équation 4.2. Il représente les variations des différents impacts et permet de mener des études de conditions, telles que l'analyse de la variation du calibre en cas d'augmentation du coût de fabrication.

$$\begin{aligned}
 IE_f^{(e)}(I_k) &= \beta \cdot I_k + \alpha \\
 IE_u^{(e)}(I_k) &= (\lambda \cdot I_k^\epsilon + \varphi) \\
 IE_r^{(e)}(I_k) &= IE_f^{(e)}(I_k) \left( \frac{t_{usage}}{(\sigma \cdot IE_u^{(e)}(I_k)^\tau)} - 1 + \gamma \right)
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Avec  $IE_f$  les IE à la fabrication modélisés par  $\beta \cdot I_k + \alpha$ ,  $IE_u$  les IE au fonctionnement modélisés par  $\lambda \cdot I_k^\epsilon + \varphi$ ,  $t_{vie}$  la durée de vie en cyclage modélisés par  $\sigma \cdot IE_u(I_k)^\tau$  et  $N_{E,R}$  le nombre de défaillances liées à la période jeunesse et vie utile modélisés comme  $\gamma$ .

Le modèle proposé est présenté équation 4.24. En fonction de ce modèle, les paramètres peuvent être ajustés pour évaluer leur influence sur l'optimum. La figure 4.13 illustre le changement de l'optimum pour une évolution individuelle et positive de chaque paramètre avec la courbe rouge sans variation et les quatre courbes noires avec variation, plus la courbe noire est éloignée de la rouge plus la variation est grande. Les courbes illustrent une évolution exagérée d'un IE quelconque afin de mieux comprendre l'impact des différents paramètres.

Une augmentation de  $\beta$  correspond à une augmentation de l'impact de la fabrication et du remplacement. Il est logique d'observer une diminution de l'optimum du calibre. Augmenter  $\lambda$  revient à augmenter les pertes, et l'optimum tend à se rapprocher de celui des pertes. Le paramètre  $\gamma$  représente les remplacements liés à la période de jeunesse et de vie utile, qui ne sont pas liés au calibre dans notre modèle. Si des remplacements surviennent pendant ces périodes, le calibre a tendance à diminuer, car une augmentation du calibre implique également une augmentation des coûts de fabrication. Enfin, une augmentation de  $\sigma$  représente une augmentation de la DDV du système, rapprochant ainsi l'optimum de celui des pertes.

Cette analyse permet de visualiser l'impact de variation sur les données d'entrée. Si les pertes sont plus élevées, l'optimum sur cycle de vie tend à se rapprocher de celui des pertes. Ainsi, un système fortement sollicité peut avoir un dimensionnement sur cycle de vie similaire à celui qui chercherait à maximiser le rendement. En revanche, si la fabrication est coûteuse, l'optimum sur cycle de vie s'éloignera de l'optimum rendement. Une conclusion similaire s'applique au nombre de remplacements.

## 4.2. Résultat d'éco-optimisation du module de puissance

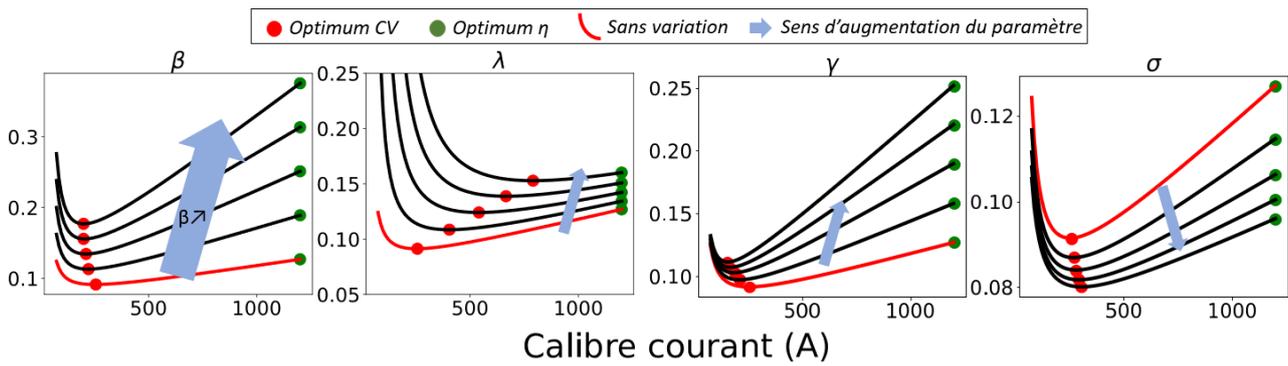


Figure 4.13 - Évolution d'un IE (quelconque exagéré artificiellement) en fonction du calibre courant du modèle paramétrique pour une variation positive des paramètres.

### 4.2.2 . Impact du calibre tension

De la même manière que pour le calibre courant, la figure 4.14 présente l'évolution des IE sur CV, à la fabrication, à l'utilisation et au remplacement pour différents calibres tension, avec le calibre courant égal à 660A. la figure 4.15 présente les mêmes courbes mais pour l'IE global.

Tous les IE présentent un optimum sur le cycle de vie similaire à l'optimum d'utilisation, ici de 450 V. La forme des courbes s'explique grâce aux modèles de fabrication, d'utilisation et de remplacement exposés précédemment. Les IE à la fabrication restent constants en fonction du calibre, tandis que ceux à l'utilisation augmentent de manière linéaire. Cela conduit, avec le modèle de DDV et l'augmentation des pertes, à une augmentation non linéaire du nombre de remplacements. Ainsi, l'optimum des pertes et sur le cycle de vie correspond au choix du calibre tension le plus faible possible, car l'augmentation du calibre tension entraîne une hausse des pertes, des coûts à la fabrication et une diminution de la fiabilité. Bien évidemment, il y a quand même des contraintes à prendre en compte lors du dimensionnement des calibres de tension, notamment tout ce qui est lié à l'opérationnel. Si le calibre est trop faible, cela peut entraîner une défaillance de l'onduleur, lié à la tension d'avalanche. Il est donc essentiel de suivre les règles de dimensionnement en tension des calibres des semi-conducteurs pour garantir la fiabilité et la performance du système.

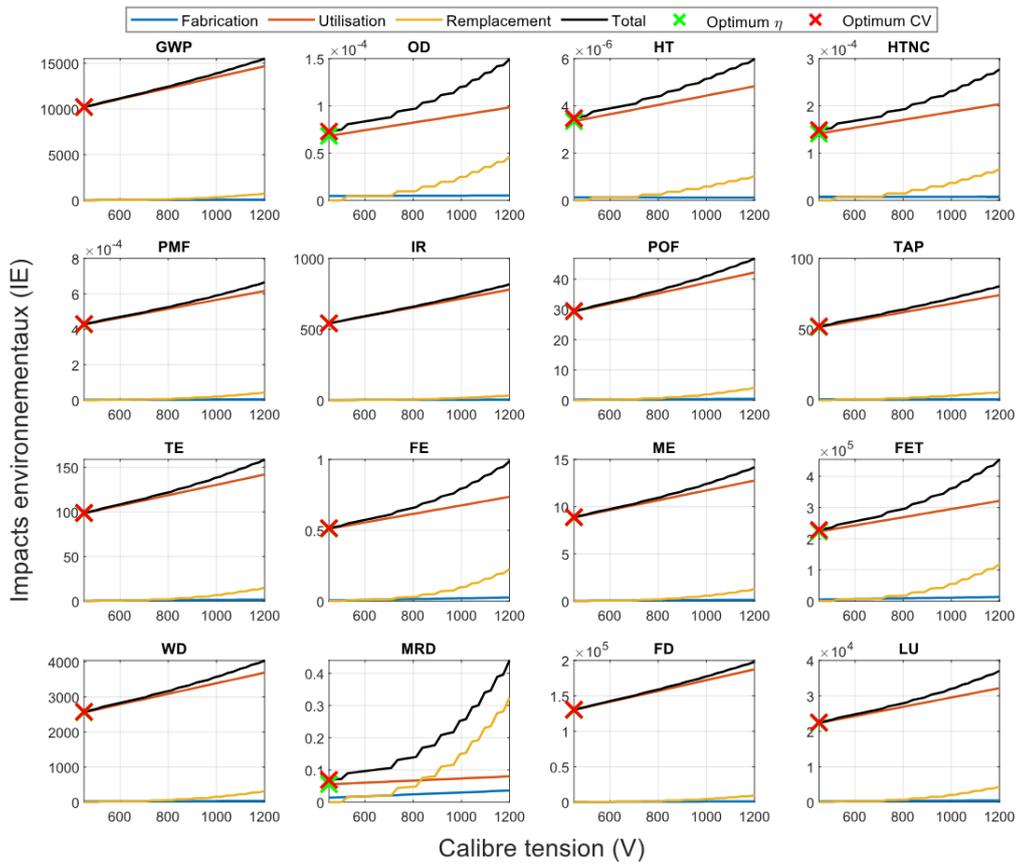


Figure 4.14 – Variation des IE en fonction du calibre tension, pour un calibre courant de 660A. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

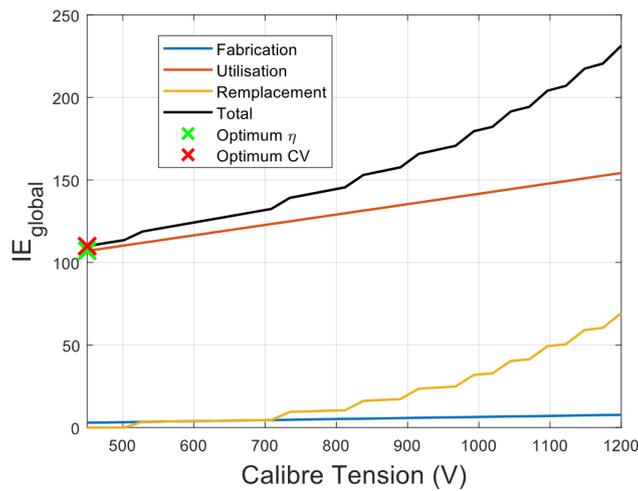


Figure 4.15 – Variation de l'IE global en fonction du calibre tension, pour un calibre courant de 660A. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

### 4.2.3 . Calibre courant et calibre tension

La figure 4.16 présente les 16 IE avec l'évolution de ces derniers en fonction du calibre courant et du calibre tension. Il est affiché les paramètres tels que le nombre de remplacements (de 1 à 10), la limite de tension correspondant à celle du bus DC (450V), et la limite de température (175°C) sont également représentés. Pour chaque impact, l'optimum de l'IE, correspondant au calibre courant et au calibre tension minimisant l'IE, est indiqué. De plus, l'optimum  $\eta$ , représentant les pertes minimales, est également présenté. Deux autres informations sont fournies : l'optimum de l'IE en fonction du calibre tension et l'optimum rendement maximal en fonction du calibre tension.

L'optimum sur le CV diffère d'un IE à un autre. Comme précédemment mentionné, le point qui minimise les IE pour le calibre tension est situé au niveau le plus bas. En ce qui concerne le calibre courant, il existe un optimum lié à la fabrication, à l'utilisation et au remplacement. L'optimum  $\eta$  correspond à un calibre tension de 450V et un calibre courant de 830A. Sur CV comme sur cycle de fonctionnement, les optimums minimisent le nombre de remplacements, ici zéro. Pour la plupart des IE, l'optimum sur CV se rapproche de celui des pertes, par exemple, 840A pour GWP et IR, etc. Ce qui se traduit par une réduction d'impact de moins de 1% entre les deux. MRD présente la plus grande différence avec un calibre courant pour réduire les IE à 580A, soit 250A de moins par rapport à l'optimum des pertes, offrant un gain environnemental de 7%.

En fonction du calibre tension, sachant que le coût à la fabrication pour MRD est élevé, le système cherche à minimiser le nombre de remplacements, ce qui explique l'augmentation du calibre courant. Lorsqu'un remplacement est inévitable, le calibre courant diminue (tout en maintenant le même nombre de remplacements) car le coût à la fabrication est plus faible.

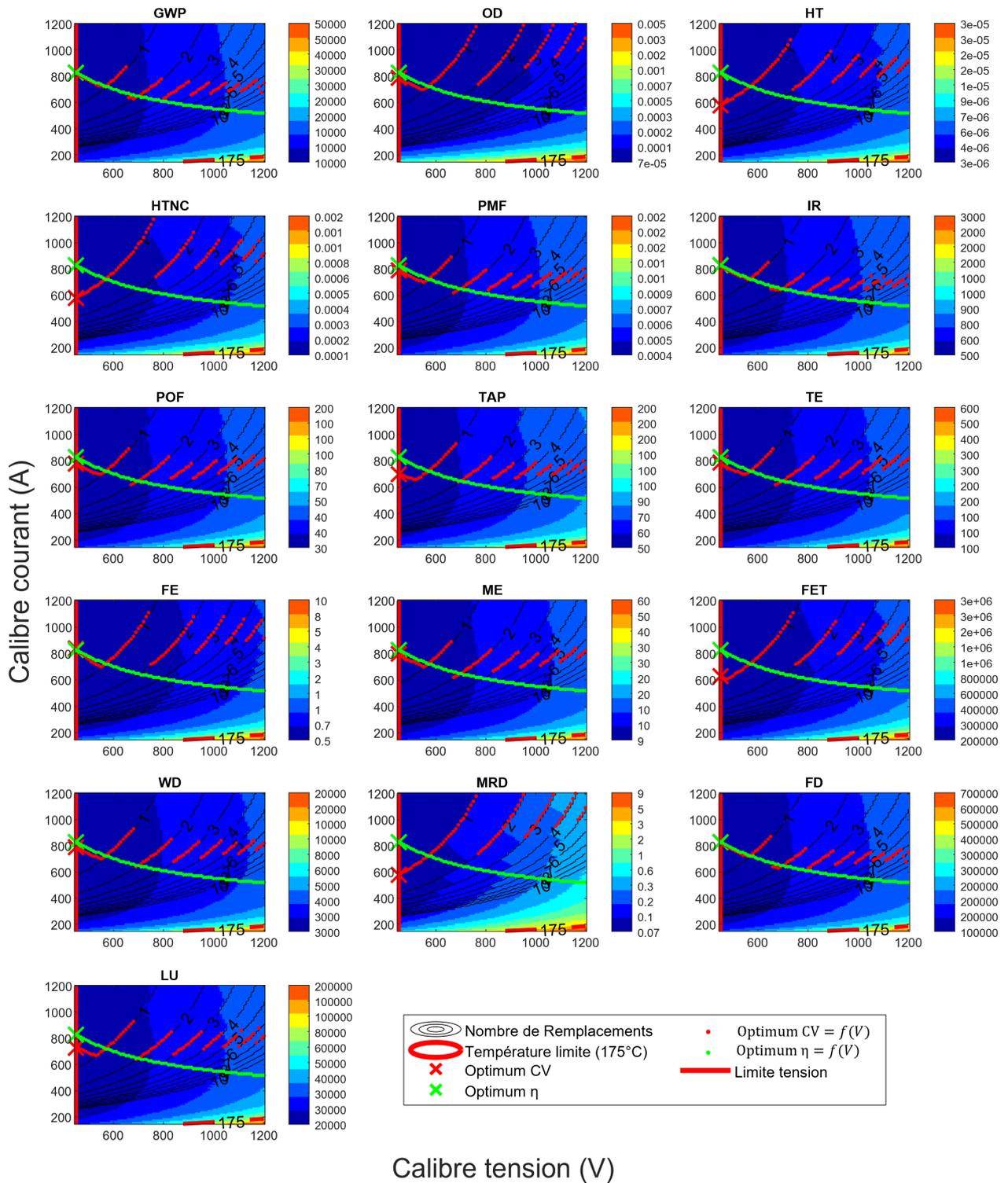


Figure 4.16 – Variation des IE en fonction du calibre tension et du calibre courant. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

#### 4.2. Résultat d'éco-optimisation du module de puissance

Pour prendre une décision concernant le choix du calibre, l'IE global est utilisé, la figure 4.17 (a) représente l'évolution de l'IE global en fonction des calibres. L'optimum sur CV indique un calibre tension de 450V et un calibre courant de 610A. Pour le gain environnemental sur CV il dépend de chaque IE, allant jusqu'à presque 5.9% pour MRD. Cependant il peut aussi être négatif mais cela reste négligeable, moins de 1%. Cela est dû au fait que l'optimum global n'est pas l'optimum pour tous les IE. Il provient d'un compromis entre les IE avec un processus de pondération et de normalisation. La figure 4.18 présente les gains IE sur CV en choisissant cette solution éco-optimisée.

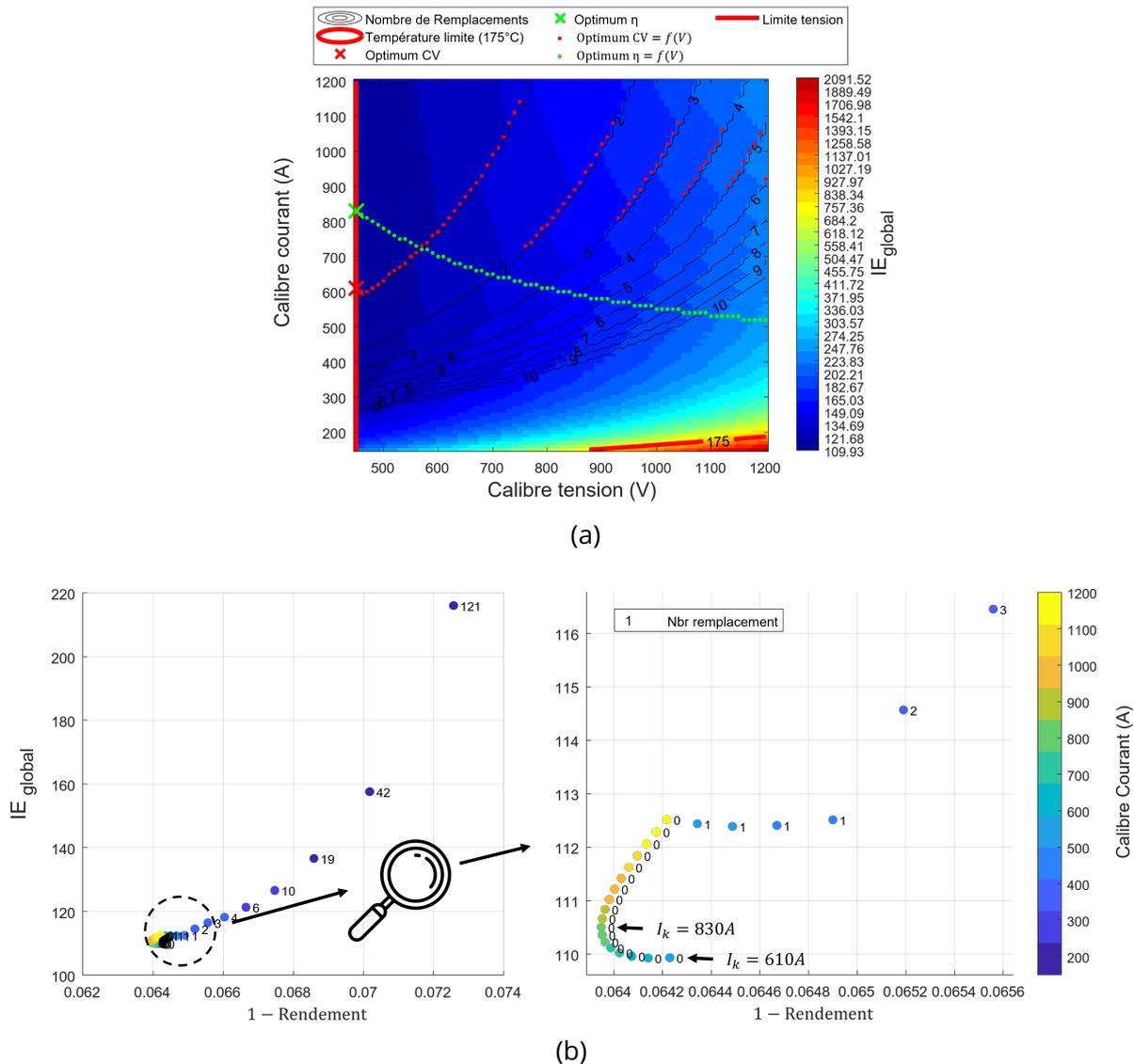


Figure 4.17 – (a) Variation de IE global (pondéré et normalisé) en fonction du calibre tension et du calibre courant; (b) Variation de l'IE global en fonction de 1- rendement pour un calibre tension de 450V. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

Il est également possible de comparer le rendement en fonctionnement avec l'IE global. La figure 4.17 (b) présente cette confrontation pour différents calibres courants, le calibre tension étant fixé à 450V, sachant que l'optimum en calibre tension est le plus bas possible. Cette courbe illustre le fait que le choix de maximiser le rendement CV n'est pas toujours en faveur de la minimisation des IE, créant

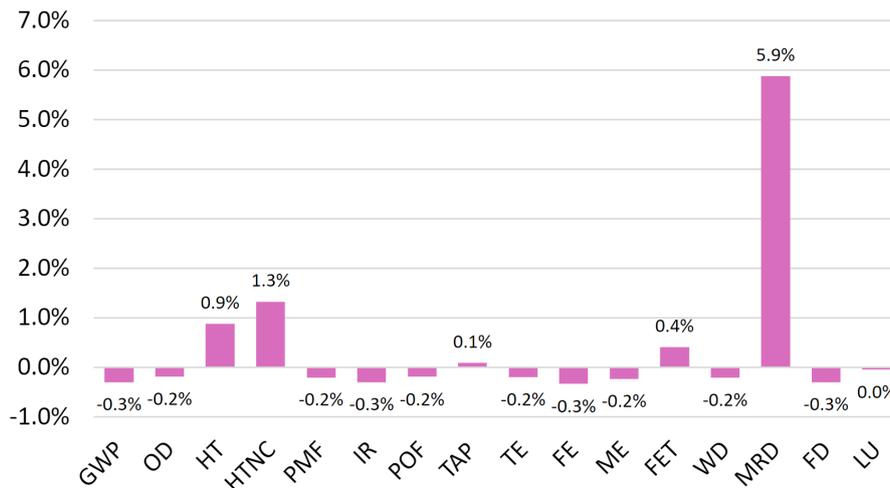


Figure 4.18 – Gain environnemental de la solution éco-optimisée sur CV minimisant l'IE global (calibre tension=450V, calibre courant=610A) par rapport à la solution qui minimise les pertes en fonctionnement. Module de puissance intégré suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

ainsi une sorte de front de Pareto avec le point à 830A qui maximise le rendement et le point à 610A qui minimise l'IE global.

#### 4.2.4 . Analyse de sensibilité

Les résultats obtenus sont basés sur des données d'entrée spécifiques, mais quel est l'impact d'une variation de ces données sur ces résultats? La partie 4.2.1.1 offre déjà une première explication des évolutions potentielles en cas de variations de certains paramètres tels que l'augmentation des pertes, l'élévation du coût de fabrication ou l'introduction d'un coût d'opération de réparation.

Afin d'explorer davantage ces impacts, quatre analyses de sensibilité sont proposées, portant respectivement sur la durée d'utilisation du système, son cycle de fonctionnement, le mix énergétique et enfin l'ajout du coût de la gestion des déchets et du remplacement du système.

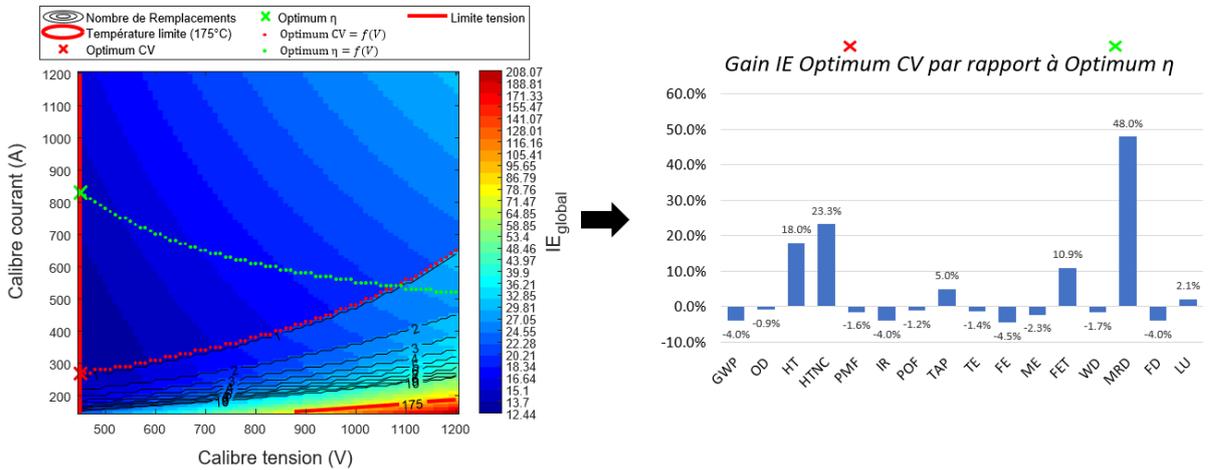
- **Durée d'utilisation :**

L'impact de la durée d'utilisation a déjà fait l'objet d'une étude dans la référence [34]. Cette étude, portant sur un volet roulant, a démontré que, pour un système peu utilisé, le dimensionnement basé sur le critère du rendement en fonctionnement diffère de celui axé sur des considérations environnementales. Afin de confirmer ces résultats, le cycle de fonctionnement de l'étude, pour rappel le WLTP avec 666h/an, est diminué par 10, passant à 66h/an.

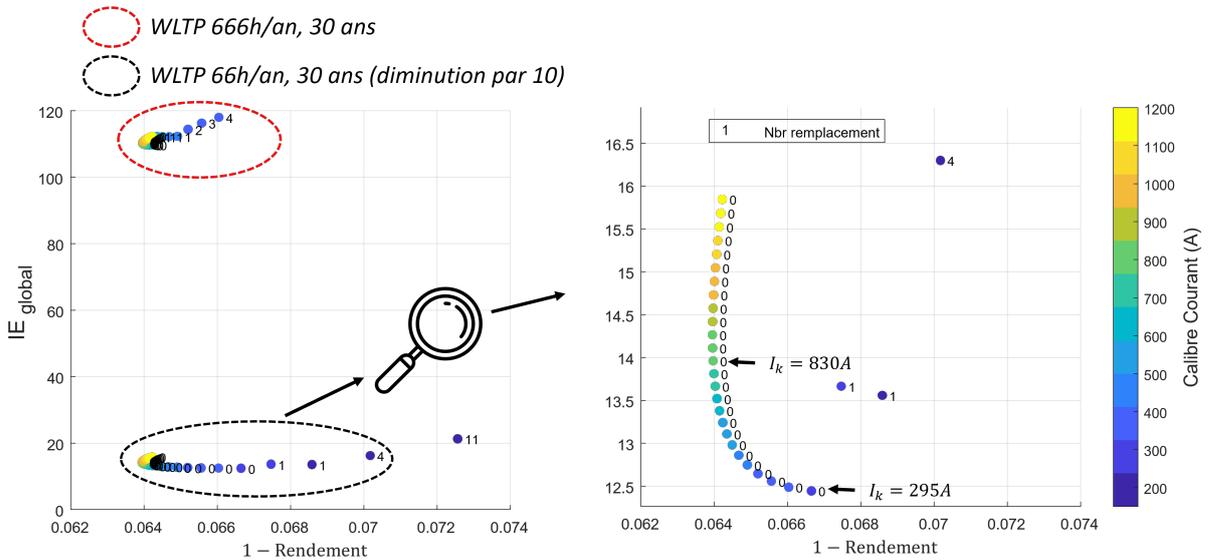
La figure 4.19 (a) présente l'IE global en fonction du calibre courant et de la tension avec le gain environnemental de l'optimum CV par rapport à l'optimum  $\eta$ , tandis que la figure 4.19 (b) illustre la comparaison entre le rendement et l'IE global pour différents calibres courant, le calibre tension étant fixé à 450V. L'optimum sur le cycle de vie n'est alors plus de 610A, mais de 295A. Par rapport à l'optimum en fonctionnement, cela entraîne une réduction de l'IE global sur le cycle de vie de 14%, ce qui correspond à -18% pour HT, -24% pour HTNC, et -48% pour

#### 4.2. Résultat d'éco-optimisation du module de puissance

MRD. Cependant, on observe également de légères augmentations de GWP, IR et FD de l'ordre de quelques %. Cette variation s'explique comme expliqué plus haut, par le fait que le choix du calibre courant et de la tension fait avec l'IE global (295A, 450V) n'est pas l'optimum pour tous les IE. Il découle plutôt du processus de pondération et de normalisation. Ainsi, il est confirmé que, pour une faible utilisation du système, le dimensionnement basé sur le rendement dans le but de réduire les IE n'est pas pertinent.



(a)



(b)

Figure 4.19 – (a) Variation de IE global (pondéré et normalisé) en fonction du calibre tension et du calibre courant (cycle de fonctionnement : WLTP 66h/an) et gain environnemental de l'optimum CV par rapport à l'optimum η; (b) Optimisation du rendement en fonctionnement vs IE global pour un calibre tension de 450V (cycle de fonctionnement : WLTP 66h/an).

• **Cycle de fonctionnement :**

Dans le chapitre 3, nous avons examiné l'impact du cycle de fonctionnement sur les IE sur CV en utilisant le cycle houlogénération, le même cycle étant repris ici pour l'étude de sensibilité. Il a été démontré que l'utilisation d'un cycle contraignant entraînait une augmentation des IE sur le cycle de vie, car le nombre de remplacements augmentait considérablement. Ainsi, la quantification des IE sur CV doit être spécifique à la fois au produit et à son fonctionnement. Il a également été observé qu'un redimensionnement du système devrait être effectué par le concepteur.

La figure 4.20 illustre la variation du dimensionnement avec l'utilisation du cycle houlogénération. Comme prévu, le système est dimensionné avec des calibres plus élevés dans le but de réduire le nombre de remplacements. Pour ce type de cycle de fonctionnement qualifié de "contraignant", les pertes jouent un rôle majeur dans le nombre de remplacements. C'est pourquoi les cycles contraignants tendent à rechercher un optimum sur le cycle de vie (1100A, 450V) similaire à l'optimum en fonctionnement (1200A, 450V).

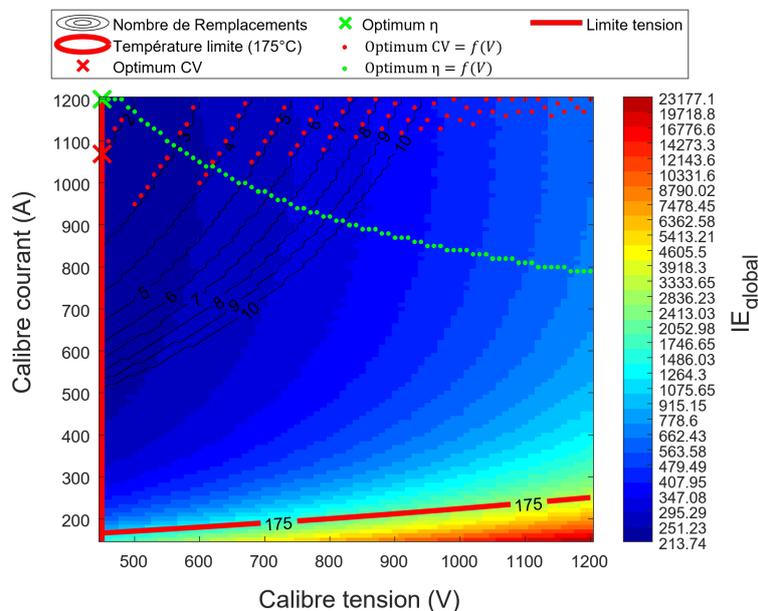


Figure 4.20 – Variation des IE en fonction du calibre tension et du calibre courant avec un cycle de fonctionnement houlogénération.

• **Mix énergétique :**

Dans le chapitre 2, nous avons examiné l'impact du mix énergétique sur le CV. Il a été démontré que plus le mix énergétique est décarboné, plus la part de la fabrication sur le CV est importante. En remplaçant le mix énergétique global par un mix énergétique français, cela conduit à un optimum de l'IE global sur le cycle de vie à 610A et 450V, soit le même que pour le mix global. Cependant, comme nous l'avons observé dans la figure 4.16, l'optimum de chaque IE diverge. Certains IE, principalement impactés par les pertes, cherchent un calibre qui les minimise, tandis que d'autres IE, avec une fabrication influente, cherchent à la réduire. Avec le mix énergétique français, la plupart des optimums de tous les IE convergent vers celui de l'IE global,

#### 4.2. Résultat d'éco-optimisation du module de puissance

qui est également celui de MRD. La figure 4.21 montre le gain environnemental en choisissant l'optimum sur CV à partir de l'IE global pour le mix énergétique global et français. Le choix du calibre optimal conduit ainsi à la minimisation de la plupart des IE sur CV.

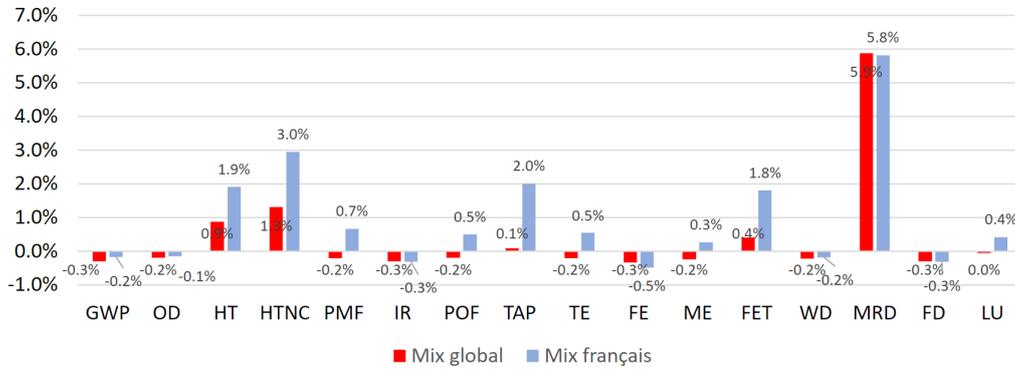


Figure 4.21 – Gain environnemental de la solution éco-optimisée sur CV minimisant l'IE global (calibre tension=450V, calibre courant=610A) par rapport à la solution qui minimise les pertes en fonctionnement pour le mix énergétique global et français.

- **Fin de vie et déchet :**

Jusqu'à présent, le remplacement a été modélisé en se basant uniquement sur le coût environnemental de la fabrication du nouveau système. Cependant, dans la réalité, d'autres coûts annexes s'ajoutent au coût de remplacement. Il est proposé d'inclure ici le coût environnemental de la réparation du système, noté  $\mu$ , c'est-à-dire le coût engendré lorsque l'opérateur remplace le système. Ce coût est considéré comme constant quel que soit le calibre du système. Ensuite, le coût de la gestion des déchets, noté  $IE_{DEEE}$ , est ajouté. Comme expliqué au chapitre 2, les données d'ACV relatives à la gestion des déchets sont manquantes. Dans ce contexte, un modèle est proposé où le coût de gestion des déchets est proportionnel au coût de fabrication. Pour regarder l'influence de la réparation et de la gestion des déchets, seul le calibre courant est observé, le calibre tension cherchant à être minimisé pour trouver l'optimum. Les nouveaux IE liés au remplacement peuvent alors s'exprimer comme suit :

$$IE_r^{(e)}(I_k) = \left( IE_f^{(e)}(I_k) + \mu^{(e)} + IE_{DEEE}^{(e)}(I_k) \right) \left( \frac{t_{usage}}{t_{vie}(I_k)} - 1 + N_{E,R} \right) \quad (4.25)$$

$$IE_{DEEE}^{(e)}(I_k) = \delta \cdot IE_f^{(e)}(I_k)$$

Avec  $IE_f$  les IE à la fabrication,  $\mu$  le coût environnemental de la réparation,  $IE_{DEEE}$  les IE lié au déchet,  $\frac{t_{usage}}{t_{vie}} - 1$  le nombre de remplacements lié à la vieillesse ( $N_W$ ), calculée en cyclage,  $N_{E,R}$  le nombre de défaillances liées à la période jeunesse et vie utile et  $\delta$  le lien entre le coût du déchet et sa fabrication.

Les IE liés au remplacement peuvent être décomposés en quatre sous-parties distinctes, équations 4.26 : les IE associés à la refabrication du produit remplacé, notés  $IE_{fabrication}$ , ceux liés au coût de la réparation, notés  $IE_{reparation}$ , ainsi que les IE relatifs aux déchets. Ces derniers se divisent en deux catégories : les déchets générés par le cyclage thermique, vieillesse, représentés par  $IE_{dechet}W$ , et ceux résultant de la période de jeunesse et de la vie utile du produit,

indiqués par  $IE_{dechet}^{E,R}$ .

$$\begin{aligned}
 IE_{fabrication}^{(e)} &= IE_f^{(e)} \left( \frac{t_{usage}}{t_{vie}(I_k)} - 1 + N_{E,R} \right) \\
 IE_{reparation}^{(e)} &= \mu \left( \frac{t_{usage}}{t_{vie}(I_k)} - 1 + N_{E,R} \right) \\
 IE_{dechet}^{W(e)} &= \delta \cdot IE_f^{(e)} \left( \frac{t_{usage}}{t_{vie}(I_k)} - 1 \right) \\
 IE_{dechet}^{E,R(e)} &= \delta \cdot IE_f^{(e)} \cdot N_{E,R}
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

Pour évaluer l'impact de cette nouvelle modélisation des IE liés au remplacement, nous utilisons la même méthode que celle décrite dans la sous-partie 4.2.1.1. Cette méthode repose sur l'utilisation d'un modèle paramétrique, permettant de manipuler les paramètres afin de mieux comprendre leurs interactions. Le modèle paramétrique est formulé dans l'équation 4.27. Avec les  $IE_f$  modélisés par  $\beta \cdot I_k + \alpha$ ,  $IE_u$  les IE au fonctionnement par  $\lambda \cdot I_k^\epsilon + \varphi$ ,  $t_{vie}$  modélisés par  $\sigma \cdot IE_u(I_k)^\tau$ ,  $\mu$  le coût environnemental de la réparation et  $N_{E,R}$  modélisés comme  $\gamma$ .

$$IE_{cv}^{(e)}(I_k) = (\beta \cdot I_k + \alpha) + (\lambda \cdot I_k^\epsilon + \varphi) + \left( (\beta \cdot I_k + \alpha) + \mu + \delta \cdot IE_f(I_k) \right) \cdot \left( \frac{t_{usage}}{(\sigma \cdot IE_u(I_k)^\tau)} - 1 + \gamma \right) \tag{4.27}$$

La figure 4.22 (gauche) illustre l'évolution d'un IE fictif, amplifié pour faciliter la compréhension,

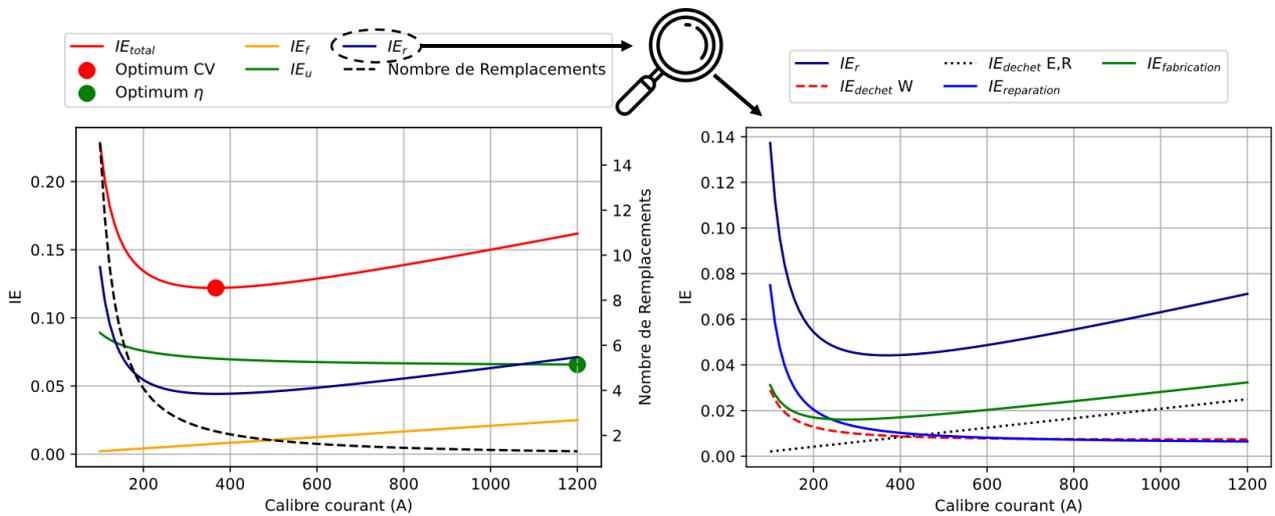


Figure 4.22 – Évolution d'un IE (quelconque exagéré artificiellement) total, à la fabrication, à l'utilisation, au remplacement ainsi que le nombre de remplacements en fonction du calibre courant du modèle paramétrique (gauche). Zoom sur les IE au remplacement avec les différentes parties qui le composent, les IE de la fabrication du nouveau module  $IE_{fabrication}$ , du coût de réparation  $IE_{reparation}$ , et des déchets liés au cyclage  $IE_{dechet}^W$  et à la période jeunesse et vie utile  $IE_{dechet}^{E,R}$  (droite).

à différents stades : fabrication, utilisation, remplacement, ainsi que le nombre de remplacements en fonction du calibre courant du modèle paramétrique, il est sélectionné un  $N_{E,R} = 1$ , soit 1 remplacement lié à la période jeunesse et vie utile constant en fonction du calibre, le reste

### 4.3. Conclusion

---

des remplacements est donc lié à la vieillesse. Comme observé précédemment, l'optimum sur le calibre courant diffère de l'optimum  $\eta$ . La courbe des IE lors du remplacement est détaillée à droite, montrant les IE de fabrication du nouveau module  $IE_{fabrication}$ , le coût de réparation  $IE_{reparation}$ , ainsi que les déchets associés au recyclage  $IE_{dechet}W$  et à la période de jeunesse et de vie utile  $IE_{dechet}E, R$ .

Les  $IE_{fabrication}$  dépendent à la fois du coût de fabrication  $IE_f$  et du nombre de défauts. Les  $IE_{reparation}$  sont influencés uniquement par le nombre de réparations.  $IE_{dechet}W$  est affecté par les pertes (nombre de réparations lié au cyclage thermique), et le coût de fabrication. Enfin,  $IE_{dechet}E, R$  est lié au coût de fabrication et au nombre de remplacements durant la période de vie du produit.

Ces courbes éclairent la figure 4.23, qui montre le déplacement de l'optimum en fonction de l'évolution individuelle et positive du paramètre  $\mu$  et  $\delta$ . La courbe rouge représente une absence de variation, tandis que les quatre courbes noires illustrent des variations. Plus une courbe noire s'éloigne de la rouge, plus la variation est significative. Cette mise en évidence permet de mieux saisir l'impact des différents paramètres.

Plus  $\mu$  est élevé, ce qui signifie plus le coût environnemental de réparation par l'opérateur augmente, alors plus l'optimum CV cherche à minimiser le nombre de remplacements, les remplacements liés à la jeunesse et vie utile étant constants, ils minimisent ceux liés à la vieillesse. Cela conduit à une tendance au surdimensionnement pour réduire les pertes, faisant converger l'optimum du calibre courant vers l'optimum  $\eta$ , sauf si les défauts ne sont pas liés au vieillissement. Dans ce cas, le calibre diminuera pour réduire le coût de fabrication.

Une augmentation de  $\delta$ , c'est-à-dire du coût environnemental de la gestion des déchets, conduit à un compromis entre les  $IE_{dechet}W$  et les  $IE_{dechet}E, R$ , comme montré dans la figure 4.22. Réduire  $IE_{dechet}W$  revient à limiter les pertes, se rapprochant ainsi de l'optimum  $\eta$ . Limiter  $IE_{dechet}E, R$  implique d'avoir le calibre courant le plus bas possible. En somme, l'optimum vise à minimiser le nombre de remplacements en cyclage, puis à réduire le coût de fabrication, c'est-à-dire prendre le calibre le plus faible permettant le moins de remplacement en cyclage.

Ces observations suggèrent que l'intégration des coûts de gestion des déchets et de réparation amène à la recherche d'un compromis de l'optimum CV différent de l'optimum  $\eta$  et que donc l'éco-optimisation en ce sens est pertinente. Cet optimum CV tend principalement à minimiser les remplacements dus au vieillissement du système. Ensuite, il cherche à réduire au maximum les coûts environnementaux à la fabrication, conduisant à diminuer les calibres. Cela amène, dans une situation où l'optimum CV diffère de l'optimum  $\eta$ , à une réduction plus grande des IE pour la solution choisissant l'optimum CV par rapport à l'optimum  $\eta$ . En effet, le coût de gestion des déchets augmente avec le calibre courant, et l'optimum  $\eta$  se situe généralement à un calibre courant plus élevé que l'optimum CV.

### 4.3 . Conclusion

Le chapitre interroge les pratiques traditionnelles de dimensionnement des systèmes d'EP. Il introduit le concept d'éco-optimisation, qui vise à trouver une solution optimale sur le cycle de vie en intégrant des paramètres environnementaux dans le processus de conception. Le module de puis-

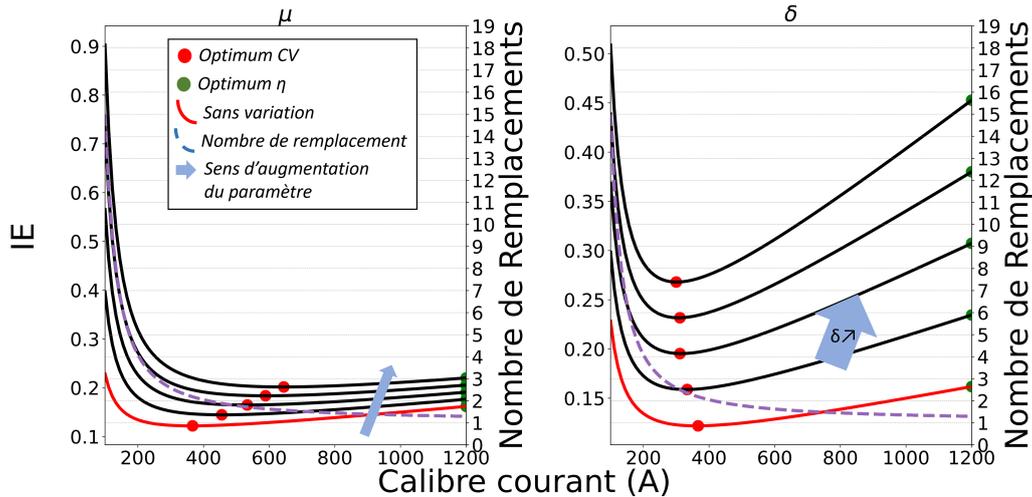


Figure 4.23 – Évolution d'un IE (quelconque exagéré artificiellement) en fonction du calibre courant du modèle paramétrique pour une variation positive des paramètres.

sance est le principal objet d'étude, avec le calibre courant et le calibre tension comme variables d'optimisation, utile pour les concepteurs d'EP.

Différents modèles ont été développés pour tenir compte des variables d'optimisation ainsi que des IE à diverses étapes du cycle de vie, incluant la fabrication, l'utilisation, et le remplacement. Les résultats obtenus ont mis en évidence la conclusion suivante : l'optimum sur le cycle de vie ne coïncide pas nécessairement avec l'optimum en fonctionnement, qui privilégie le rendement maximal. En fait, chaque IE possède son propre optimum sur le cycle de vie. Par conséquent, une métrique a été suggérée pour sélectionner la solution optimale en termes de calibre courant et calibre tension, en utilisant l'IE global qui intègre la pondération et la normalisation de tous les IE.

La prise en compte des paramètres environnementaux dans la conception d'un système d'EP entraîne des choix de conception distincts. Par exemple, si le coût environnemental à la fabrication est élevé, l'optimum pourrait être un calibre plus faible, approchant une limite où les pertes augmentent considérablement. Si les pertes sont élevées, l'optimum sur le cycle de vie se rapproche de celui en fonctionnement.

Ensuite, une analyse approfondie de l'impact du cycle de fonctionnement, de la durée d'utilisation, et du mix énergétique a été menée. Les résultats soulignent que pour un système peu utilisé, avec un cycle de fonctionnement peu contraignant ou un mix énergétique "décarboné", maximiser le rendement ne conduit pas à une réduction des IE. Ces observations mettent en évidence la nécessité de repenser les critères de conception traditionnels pour les systèmes d'EP dans une perspective d'éco-optimisation.

Enfin, il a été questionné l'impact du coût au remplacement d'un système, à travers un modèle intégrant le coût de fabrication du système remplacé, le coût du remplacement par un opérateur, ainsi que la gestion des déchets. Cette analyse a révélé que l'introduction d'un coût de réparation par un opérateur et la prise en compte de la gestion des déchets favorisent une stratégie de surdimensionnement pour minimiser les remplacements liés à l'échauffement. Toutefois, si le refroidisseur est correctement dimensionné, l'optimum CV tend vers le sous-dimensionnement, réduisant ainsi les

### 4.3. Conclusion

---

coûts environnementaux liés à la fabrication. En affinant la modélisation du remplacement, on s'attend à une réduction plus significative des IE sur CV en choisissant le système en fonction de critères environnementaux.

Toutes ces informations démontrent un réel intérêt à l'éco-optimisation, regarder des critères environnementaux en tant que variable d'optimisation et pas seulement l'efficacité énergétique dans le but de réduire les IE.

Malgré cela, le système intégré présente des limites en matière de réduction des différents IE, notamment lorsqu'un défaut survient, nécessitant une réparation complète du système. C'est pourquoi le chapitre suivant abordera l'intégration de la modularité et du diagnostic, dans l'objectif d'obtenir une réparation plus ciblée du système et ainsi réduire davantage les IE.



# Chapitre 5

## Modélisation de la modularité et de la diagnosticabilité

### Sommaire

---

<b>5.1 Modularité et diagnosticabilité en électronique de puissance . . . . .</b>	<b>119</b>
5.1.1 Modularité . . . . .	119
5.1.2 Diagnosticabilité . . . . .	123
5.1.3 Protection par mesure de désaturation (Desat) . . . . .	123
5.1.4 Méthodologie de suivi de durée de vie . . . . .	124
5.1.5 TSEP Rgin : Utilisation de la résistance interne de grille . . . . .	124
5.1.6 Tjbalancing : Utilisation TSEP Rgin sur système avec puces en parallèle . . . . .	125
<b>5.2 Méthodologie de quantification des IE avec prise en compte de la modularité et de la diagnosticabilité . . . . .</b>	<b>127</b>
5.2.1 Diagnostic : matrice de remplacement . . . . .	129
5.2.2 Génération du défaut . . . . .	131
5.2.3 Remplacement : quantification des IE . . . . .	133
<b>5.3 Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver . . . . .</b>	<b>134</b>
5.3.1 Système étudié et cycle de fonctionnement . . . . .	134
5.3.2 Type de défaut et probabilité . . . . .	136
5.3.3 Technique de diagnostic et scénario de remplacement . . . . .	139
5.3.4 Résultat . . . . .	141
<b>5.4 Conclusion . . . . .</b>	<b>145</b>

---

Le but de la prise en compte de modularité et de techniques de diagnostic dans la détermination des IE d'un produit d'EP est de modéliser la variation des IE liés à un remplacement plus précis du système en cas de défaut. Il est facile d'imaginer qu'un système très modulaire avec un diagnostic précis peut permettre une réduction des IE sur cycle de vie, car les parties qui restent en état de fonctionnement après un défaut sont conservées.

L'évolution des IE en fonction du temps peut alors être représentée comme 5.1. Elle est dans la continuité de celle du chapitre 3 figure 3.1. Concernant ce qui est similaire, à  $t=0$ , il y a les IE à la fabrication du produit. Ensuite, la pente représente les IE à l'utilisation, c'est-à-dire les pertes à l'usage. Pour continuer, lors d'un défaut, les IE augmentent, cela correspond au remplacement de la partie défaillante. Le diagnostic et l'architecture (modularité) qui sont maintenant ajoutés influencent ce saut. Plus le diagnostic est précis et sélectif, plus le remplacement se fait uniquement sur le composant touché par le défaut, à condition d'avoir une modularité le permettant. Une architecture intégrée ne permet pas de séparer le composant en défaut du reste.

Pour construire la figure 5.1 il est nécessaire d'avoir 3 différentes données :

- IE à la fabrication.
- IE à l'utilisation.
- IE au remplacement (lié au calcul de durée de vie, de la modularité et du diagnostic avec le taux de remplacement  $TR$ , explicité par la suite).

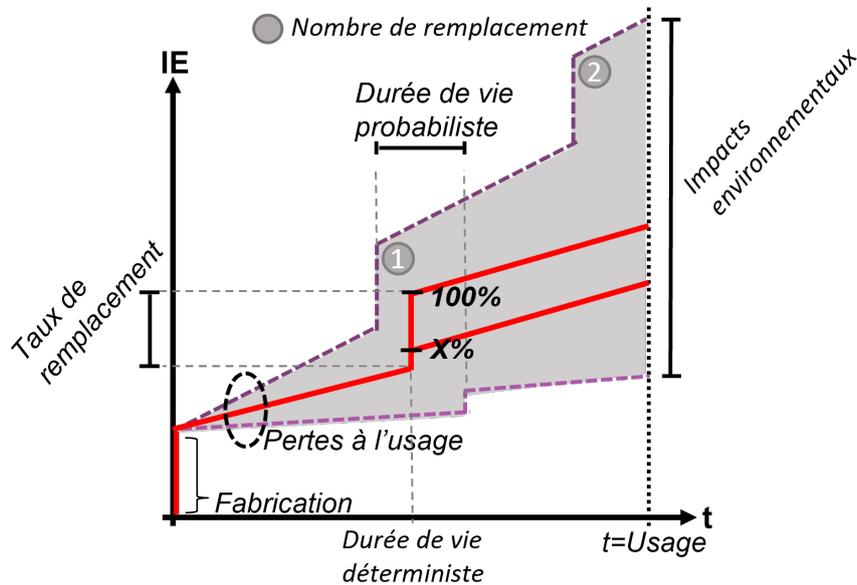


Figure 5.1 – Modèle d'Impacts environnementaux sur cycle de vie prenant en compte le remplacement du système, la modularité et le diagnostic.

Pour étudier la diagnosticabilité et la modularité, nous revenons à un modèle où les IE sur le cycle de vie sont la somme des IE à la fabrication ( $IE_f^{(e)}$ ), des IE à l'utilisation ( $IE_u^{(e)}$ ) et des IE au remplacement ( $IE_r^{(e)}$ ), équation 5.1 (similaire au chapitre 3).

$$IE_{cv}^{(e)} = IE_f^{(e)} + IE_u^{(e)} + IE_r^{(e)} \quad (5.1)$$

La prise en compte du diagnostic et de la modularité peut simplement être prise en compte en modifiant le modèle de remplacement, où le Taux de remplacement ( $TR$ ) est ajouté pour représenter la précision du diagnostic. Un  $TR = 100\%$  correspond à un diagnostic peu précis, qui ne fournit aucune information lorsqu'un défaut survient, entraînant ainsi le remplacement de tout le système. Par contre, un  $TR = 10\%$  représente un diagnostic plus précis et sélectif où seulement 10% du système est remplacé.  $TR$  est donc directement une fonction du type de diagnostic et de modularité. L'équation 5.2 illustre l'évolution du modèle des IE au remplacement en tenant compte du taux de remplacement.

$$IE_r^{(e)} = IE_f^{(e)} \left( \left\lfloor \frac{t_{usage}}{t_{vie}} \right\rfloor - 1 + N_{E,R} \cdot TR \right) \quad (5.2)$$

Avec  $TR = f(\text{diagnostic}, \text{modularité})$ ,  $t_{usage}$  la durée d'usage,  $t_{vie}$  la durée de vie (calculé à partir du cyclage thermique) et  $N_{E,R}$  le nombre de remplacements lié à la période jeunesse  $E$  et vie utile  $R$ .

$TR$  est uniquement lié au nombre de remplacements  $N_{E,R}$ . En effet, les remplacements dus au vieillissement avec le paramètre  $t_{vie}$ , entraînent un changement de l'ensemble du système et non le remplacement d'une partie spécifique. En effet, lorsque l'une des parties est remplacée en raison du vieillissement, les autres parties suivent rapidement, ce qui les exclut de la catégorie des parties fonctionnelles. Nous explorerons ce point plus en détail dans la suite du chapitre.

La modélisation des IE liés à la fabrication et à l'utilisation est exposée dans le chapitre 2. L'incorporation du remplacement, sans tenir compte de la diagnosticabilité et de la modularité, est détaillée dans le chapitre 3. Ce chapitre vise à enrichir la modélisation en introduisant la couche supplémentaire de diagnosticabilité et de modularité, autrement dit, par rapport à l'équation 5.2, modéliser réellement un taux de remplacement. Pour ce faire, la première partie du chapitre explore ces concepts dans le contexte de l'EP en développant ceux utilisés par la suite. La seconde partie propose une méthode générique pour les implémenter dans la modélisation, tandis que la dernière partie rend compte d'un cas pratique à travers l'étude d'un module de puissance et de son driver.

### 5.1 . Modularité et diagnosticabilité en électronique de puissance

#### 5.1.1 . Modularité

Un système, lors de son évolution, a généralement subi des variations, des améliorations, plus ou moins complexes. Ces évolutions sont le fruit d'une optimisation de différents paramètres, par exemple le coût monétaire, le rendement, la robustesse, etc. Ce sont ces mêmes paramètres qui font que pour un même produit différentes structures existent. Le choix du paramètre mène alors à l'étude du choix de la structure.

Une structure qui domine aujourd'hui en EP est le module de puissance intégré comme présenté dans le cas de référence chapitre 2, où toute la cellule de conversion est intégrée dans un même boîtier, avec un nombre variable de terminaux reliés, par un circuit interne, à plusieurs puces, il y a une isolation électrique entre les différents potentiels du circuit et une semelle qui sert de pont thermique pour évacuer la chaleur. Cette structure a l'avantage d'avoir un haut rendement et de convertir une puissance plus élevée que d'autre structure [109]. Cependant, le fait que tout soit intégré, amène lors d'un défaut sur une puce à une perte de toutes les autres, dont celles qui fonctionnent encore. Il est alors facile d'imaginer que les IE sont augmentés si on prend en compte des défaillances sur cycle par rapport à un système réparable puce par puce.

Aujourd'hui la conception modulaire des produits est vue comme l'un des principaux piliers de l'économie circulaire afin d'améliorer la durabilité, la réparabilité et la recyclabilité des produits [42]. Mais avant de présenter des structures spécifiques à la modularité, la première question à se poser concerne le taux d'intégration.

##### 5.1.1.1 .Intégration des composants de puissance

L'objectif de l'intégration en électronique de puissance est de rassembler, dans un même volume et sur un même substrat, tous les éléments constitutifs du convertisseur d'EP. Cela inclut les composants semi-conducteurs de puissance, les circuits de commande, les composants passifs et les capteurs requis pour assurer le fonctionnement sécurisé de ce convertisseur. Des recherches se concentrent sur l'intégration dans le PCB [110]. Cela permet de limiter les résistances et inductances

de connexion, de réduire la taille du convertisseur, de réduire les pertes, d'améliorer la gestion de chaleur, etc. La figure 5.2 (a) montre une conception intégrée au niveau composant, qui se rapproche de ce qui est fait aujourd'hui et (b) intégré au niveau système avec les composants dans le PCB. Pour illustrer davantage le concept de systèmes fortement intégrés, prenons l'exemple des dispositifs conçus pour le défi "Google Little Box Challenge". Ce défi impliquait la construction d'un onduleur, représentant environ un dixième de la taille des technologies existantes à l'époque. Les solutions devaient viser une intégration maximale et une compacité optimale.

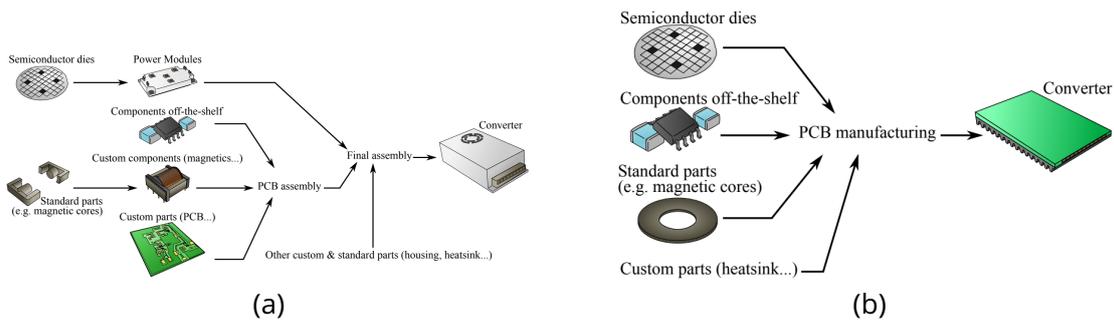


Figure 5.2 – (a) Conception convertisseur à faible intégration; (b) conception convertisseur à forte intégration [111].

Plus l'intégration est forte, plus la séparation des composants est difficile en cas de panne. Avoir des composants montés en surface et les sous-parties (filtrage, conversion, etc.) du convertisseur séparées, c'est-à-dire sur différents substrats, permet de faciliter la réparation.

La solution sélectionnée dans notre cas de référence pour la conversion avec IGBT, à savoir le module de puissance est fortement intégré, car toutes les puces se trouvent sur le même substrat, le DCB. Il existe des solutions plus modulaires en jouant sur l'intégration, comme avec l'utilisation de composant discret, qui ne renferme qu'une seule puce [109]. La figure 5.3 présente différents types d'intégration au niveau cellule de conversion pour des onduleurs de véhicules électriques.

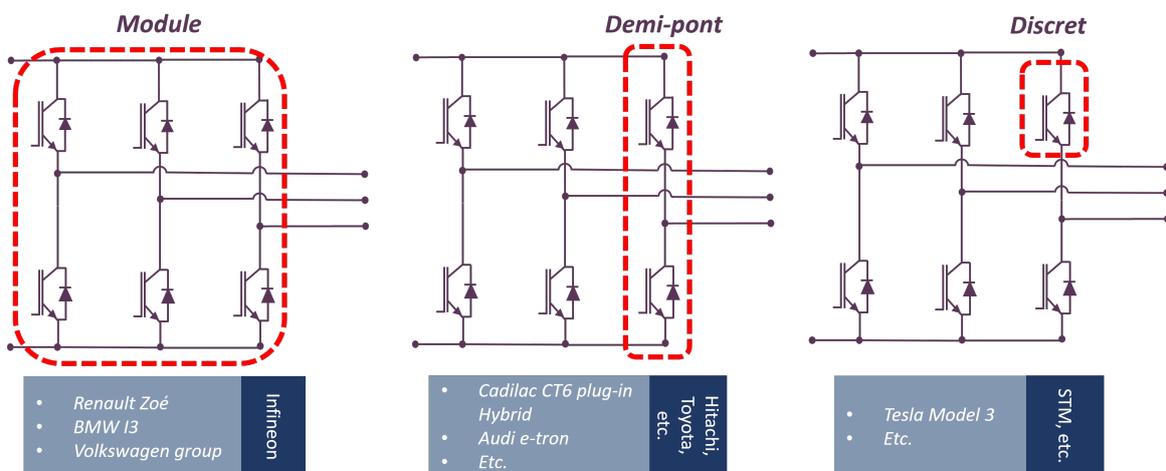


Figure 5.3 – Différents choix de conception pour l'intégration d'onduleur de véhicules électriques [112].

### 5.1.1.2 .Structure modulaire

Comme mentionné précédemment, d'autres configurations, davantage modulaires, sont utilisées pour réaliser des conversions d'énergie électrique [43]. Deux principales approches modulaires sont appliquées en EP :

- **Brique de construction représentant une fonction de l'EP, également connue sous le nom de "Power Electronics Building Block (PEBB)" [REF].**

Cette approche simplifie le design, permettant une collaboration efficace au niveau des sous-systèmes. Grâce à des fonctionnalités telles que le remplacement rapide de blocs de construction, la standardisation et la flexibilité « plug-and-play », le PEBB contribue à réduire les coûts de conception, à faciliter l'entretien et à favoriser la mise à niveau des produits grâce à des interfaces standardisées. La figure 5.4, présente les fonctions typiques des PEBB.

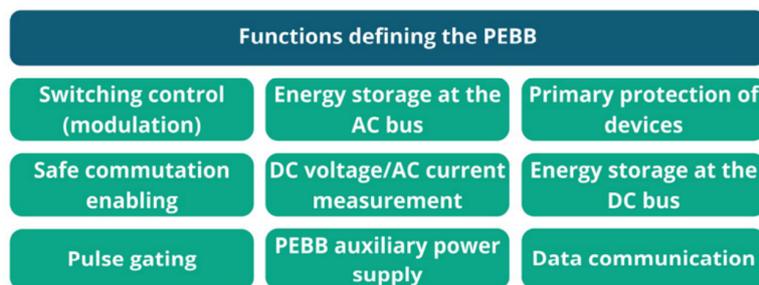


Figure 5.4 – Fonction typique des PEBB [43].

- **L'association de modules destinés à exécuter une fonction spécifique, telle que la conversion de puissance, utilisant ces modules pour ajuster la tension/courant.**

Elle est définie en décomposant la fonction de conversion en tâches plus petites qui sont ensuite assemblées pour accomplir la même fonction à la fin. On peut citer des exemples tels que le "convertisseur multicellulaire entrelacé", le "convertisseur modulaire multiniveau" et les "Réseaux de convertisseurs de puissance".

Les convertisseurs multicellulaires entrelacés (MIC), utilisent le fonctionnement parallèle de composants. Contrairement à la cellule de commutation classique, où les composants supportent l'ensemble du courant source, une topologie de circuit MIC le distribue en fonction du nombre en parallèle. Un exemple avec un convertisseur buck est montré figure 5.5 (a) avec  $m$  cellules en parallèle.

De plus, cette architecture modulaire peut offrir une capacité de tolérance aux pannes. En effet, en cas de défaillance d'une cellule, le système peut continuer à fonctionner avec les autres cellules en contournant ou en mettant en service des cellules redondantes. D'autres points positifs comme la réduction des inductances individuelles permet de réduire la masse et le volume.

Le convertisseur modulaire multiniveau (MMC) repose sur la connexion en série de nombreuses cellules convertisseurs homogènes. Initialement développé pour répondre aux exigences des applications haute tension et haute puissance. Un exemple de structure, un onduleur triphasé est présenté figure 5.5 (b).

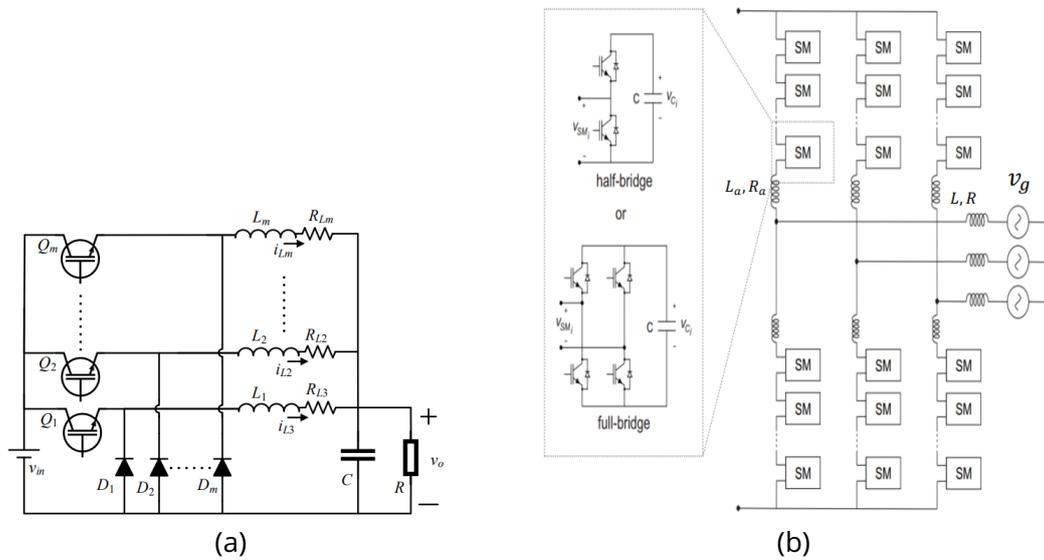


Figure 5.5 - (a) Convertisseur buck MIC [113]; (b) Structure d'un MMC [114].

Le MMC a de nombreux avantages, tels que la gestion des pertes, la qualité de l'onde, les besoins en stockage d'énergie, la contrainte sur les composants, une robustesse accrue, etc.

L'approche réseaux de convertisseurs ou Power Converters Array (PCA) consiste en la mise en série parallèle de Cellules standard de conversion (CSC). La CSC est un convertisseur de puissance et l'association se caractérise par un ensemble d'interconnexions électriques entre différentes CSC [45]. Une représentation de ce type d'approche est montrée figure 5.6.

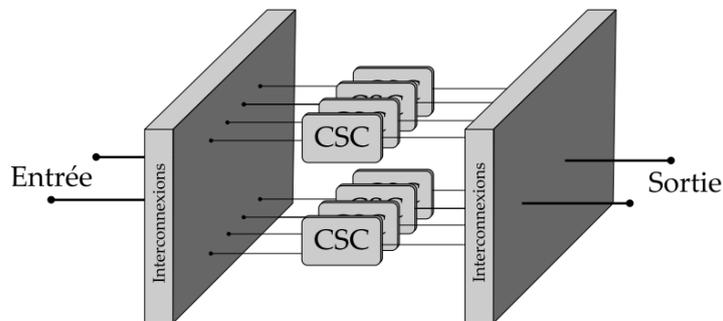


Figure 5.6 - Représentation imagée d'un étage de conversion PCA [45].

Cette approche simplifie la conception du convertisseur en le considérant comme un ensemble de composants génériques de conversion, masquant ainsi sa complexité multidisciplinaire. Elle permet une vision matricielle afin de répondre au cahier des charges. Le PCA allie les qualités du MIC et du MMC, cependant elle est celle qui amène à la plus grande augmentation du nombre de composants nécessaires comparée à la solution intégrée, ce qui peut impacter les IE à la fabrication.

Comme pour le chapitre 3, dans le but de simplifier, les sections suivantes présentent seulement la diagnosticabilité du module de puissance.

### 5.1.2 . Diagnosticabilité

Lors de l'arrivée d'un défaut, la détection précise de l'endroit de la panne n'est pas assurée. L'utilisation d'un diagnostic permet alors d'obtenir une information et donc un remplacement plus ou moins précis. Avec deux extrêmes, pas de diagnostic, il est nécessaire de tout remplacer, un diagnostic très précis, seul le composant endommagé est remplacé.

Cette tâche peut être réalisée manuellement en faisant appel à l'expertise d'un technicien et à des instruments de mesure, ou de manière automatique en surveillant des indicateurs intégrés au système pour suivre son état de santé. Il est également possible d'effectuer cette opération à l'aide d'une chaîne robotisée dédiée aux diagnostics.

### 5.1.3 . Protection par mesure de désaturation (Desat)

Avant de présenter les différentes techniques qui peuvent être utilisées dans le but d'estimer le diagnostic d'un système EP nous nous attarderons sur un moyen de protection classiquement implémenté dans les convertisseurs. En effet, certains moyens de protection permettent d'ores et déjà de guider le diagnostic. Ce n'est pas une liste exhaustive de tous les moyens de protections [115], mais une présentation d'un moyen qui est basiquement présent et qui pourrait permettre d'obtenir une information sur le type de défaut.

La protection de désaturation (desat) contre les courts-circuits est généralement implémentée, car ce défaut est très contraignant pour les composants de puissance [116]. La figure 5.7 présente le circuit de mesure du court-circuit desat.

Desat est conçue pour détecter les situations de court-circuit ou de surintensité et réagir en consé-

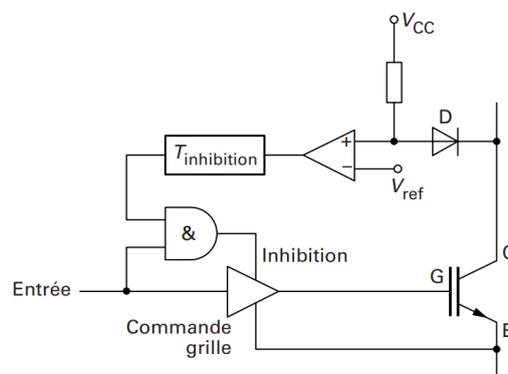


Figure 5.7 – Circuit de mesure de désaturation contre le court-circuit [116].

quence. Lorsque la tension entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor dépasse une valeur seuil définie (niveau de désaturation), cela indique généralement un court-circuit ou une condition anormale. Dans de tels cas, le dispositif de protection de désaturation réagit rapidement en coupant la commande du composant. Pour cela, la diode de désaturation D se bloque, ce qui entraîne le blocage du transistor au bout de  $T_{inhib}$ . La tension  $V_{ref}$  fixe le seuil à partir duquel la tension VCE est considérée anormale.

L'activation de la protection contre les surintensités, desat fournit une information en vue d'un diagnostic ultérieur. Si l'information indiquant quel signal desat s'est déclenché est conservée, une

hypothèse de diagnostic sur l'emplacement de la défaillance peut être formulée.

#### 5.1.4 . Méthodologie de suivi de durée de vie

Au cours des dernières années, le développement de méthodologie de suivi de l'état de santé s'est accentué. Différentes méthodes existent, électriques, thermiques, acoustiques et optiques [40]. Nous nous intéresserons uniquement à celles électriques. Au niveau des composants actifs, les méthodes d'évaluation de l'état de santé / de surveillance d'un dispositif électrique peuvent être classées en 2 catégories principales [117] :

1. Les méthodes basées sur l'état, fondées sur un précurseur de défaillance (DDV en liant à des modèles physiques).
2. Les méthodes basées sur l'accumulation de dommages qui comptent et pondèrent les cycles de température (DDV en liant à des modèles empiriques, présentés chapitre 3).

Les méthodes de la première catégorie utilisent le suivi de paramètres électriques. Les paramètres regardés sont des Damage-Sensitive Electrical Parameters (DSEP), et Thermo-Sensitive Electrical Parameter (TSEP). Les DSEP sont des paramètres électriques sensibles aux changements dans les caractéristiques électriques d'un composant, qui peuvent survenir en raison de l'usure, du vieillissement ou de tout autre type de dommage. Les TSEP sont des paramètres électriques sensibles à la température. Les méthodes utilisant des TSEP sont généralement peu intrusives et donnent une information sur la température, un paramètre important pour connaître l'évolution de l'état de santé dû aux stress thermomécaniques.

Toutes les méthodes ne sont pas présentées, nous allons nous concentrer sur celles utilisées par la suite, l'utilisation de la résistance interne de grille  $R_{gin}$  comme TSEP [118]. Mais aussi de la technologie qu'on appellera "Tjbalancing" [119], qui est l'équilibrage des températures avec la mise en parallèle de composants grâce au décalage temporel des commutations et à l'utilisation de  $R_{gin}$  comme TSEP.

#### 5.1.5 . TSEP $R_{gin}$ : Utilisation de la résistance interne de grille

La variation de la résistance interne de grille en fonction de la température est un paramètre important, car connaître cette valeur permet de déduire la température de jonction lors de sa mesure. La méthode implique l'application d'un courant continu (DC) à la grille du système et la mesure de la tension entre la grille et l'émetteur. Le circuit équivalent est généralement modélisé par un circuit RC, comme illustré dans la figure 5.8. Toutes les valeurs du circuit, telles que le courant  $I_g$ , la tension et la capacité parasite, sont connues, permettant ainsi une estimation de la température de jonction.

La technique utilisée comporte deux phases :

- **Phase de calibration** : On procède à un échauffement contrôlé du module en fixant la température, puis on applique un courant sur sa grille tout en mesurant la tension entre la grille et la source. Cette opération est réalisée pour plusieurs points, permettant ainsi d'obtenir la fonction 5.3. Aucun courant de charge n'est appliqué au système au cours de cette procédure.

$$TSEP_{mesure} = f(Temperature) \quad (5.3)$$

- **Phase d'utilisation** : On applique un courant à  $t_0$  (voir Figure 5.8) pendant que le module est bloqué, et on mesure le TSEP. La connaissance du TSEP permet d'obtenir la température estimée grâce à la fonction de calibration,  $f(Temperature_{estimation}) = TSEP_{mesure}$ , déterminée

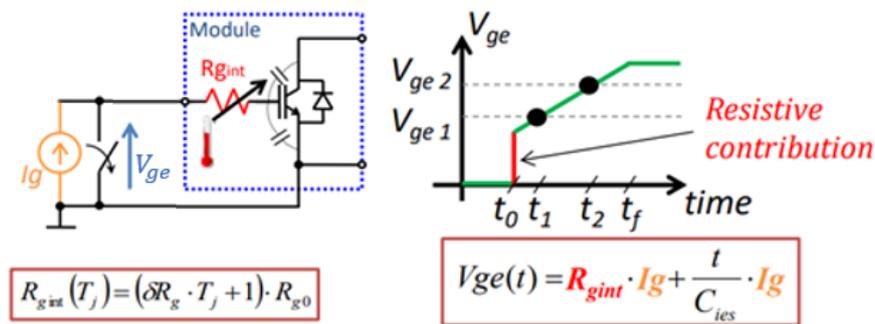


Figure 5.8 – Circuit équivalent avec TSEP Rgin (gauche) et forme du signal lors de l'injection du courant Ig (droite).

lors de la phase de calibration.

Pendant l'application du courant, la tension Vge augmente, mais elle ne doit pas dépasser la tension de seuil pour éviter de rendre le module passant. Aussi, diverses méthodes de post-traitement des formes d'onde ont été conçues pour évaluer la variation de la mesure d'acquisition en fonction de la température de jonction. Pour minimiser la sensibilité du système, une approche consiste à effectuer deux mesures lors de la charge de Cge. Cela rend la méthode moins sensible aux variations de la source de courant.

### 5.1.6 . Tjbalancing : Utilisation TSEP Rgin sur système avec puces en parallèle

La mise en parallèle de puces est fréquemment employée dans les applications à haute puissance [119]. Toutefois, cette configuration peut entraîner une disparité de température entre les puces, induisant ainsi une variation de dégradation, ce qui accélère la défaillance du système. Cette situation est la cause de :

- Dispersion des caractéristiques électriques des puces
- Asymétrie du package
- Asymétrie du système de refroidissement
- Asymétrie du système de commande
- Variation des process de fabrication

La durée de vie du système est alors déterminée par la puce la plus chaude (figure 5.9).

Pour lutter contre cette dispersion, il existe différents moyens, augmenter les coûts de production afin de diminuer la dispersion des paramètres électriques, le contrôle dynamique des courants de commutation, etc.

Tjbalancing est une technique pour lutter contre cette dispersion [119]. Avec un contrôle en temps réel à partir de l'estimation de la température de jonction des composants. La méthode se passe en deux parties :

1. Estimation de la température de jonction des puces (1 par 1) avec l'utilisation de Rgin

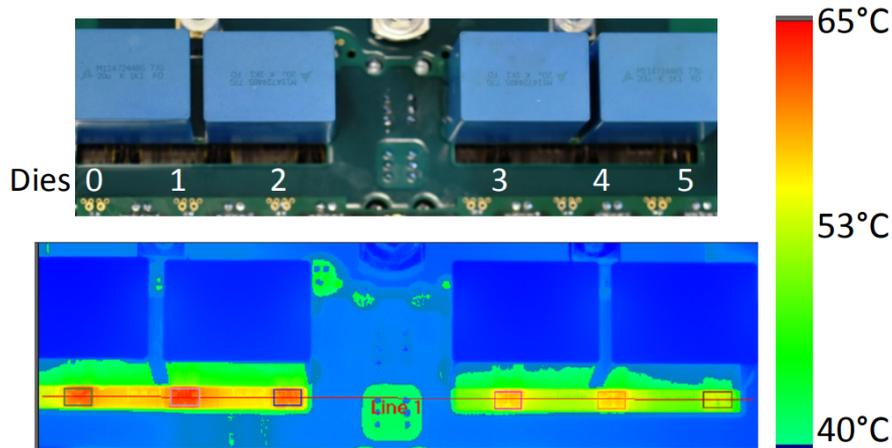


Figure 5.9 – Image thermique de 3 puces en parallèles [119].

**(TSEP).**

Comme expliqué précédemment, l'estimation de la température de jonction à partir de la résistance de grille se fait en deux phases, la calibration et la phase en fonctionnement. Lors du fonctionnement, pour plusieurs puces en parallèle, il est important de noter que, sur une période de commutation, seule la température d'une puce est prise en considération. Ainsi, lors de la première période, la température de la première puce est observée, puis celle de la deuxième puce pendant la deuxième période, et ainsi de suite.

**2. Équilibrage des températures de jonction grâce à la modification individuelle des commandes des puces.**

En prenant l'exemple de trois puces en parallèle, chacune ayant des températures de jonction différentes, l'équilibrage thermique est réalisé en utilisant un driver individuel et un décalage temporel dans les instants de passage à l'état actif (Turn On) pour les puces les plus chaudes, comme illustré dans la figure 5.10. Les retards sont de l'ordre de 10 ns, ce qui ne surcontraint pas les autres composants, favorisant ainsi une répartition plus uniforme des températures.

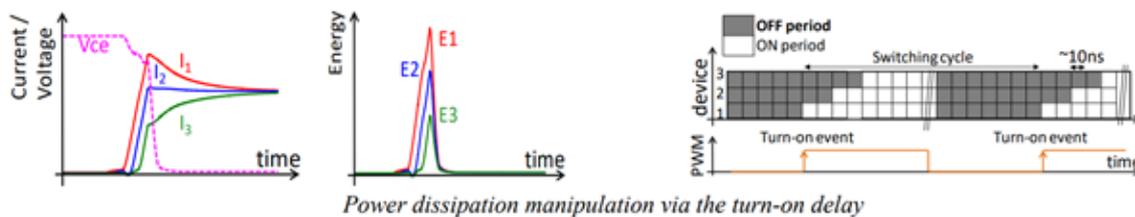


Figure 5.10 – Manipulation de la dissipation de puissance par le retard de mise en marche. [119].

Cette méthode est transparente pour l'utilisateur, le rapport cyclique et les formes d'ondes en sortie ne sont pas modifiées.

Un résultat tiré de l'étude [119], figure 5.11 présente l'implémentation de la méthode pour six puces en parallèle, qui possède des températures de jonction différentes. Les températures de chaque puce sont obtenues avec l'utilisation d'une caméra infrarouge, qui filme les puces

## 5.2. Méthodologie de quantification des IE avec prise en compte de la modularité et de la diagnosticabilité

décapsulées et peintes en noir. Plus le courant de charge est élevé, plus les températures entre les puces divergent. La méthode permet de diminuer de 10°C, pour un courant de 80A, la température de la puce la plus chaude. La divergence des températures s'atténue fortement.

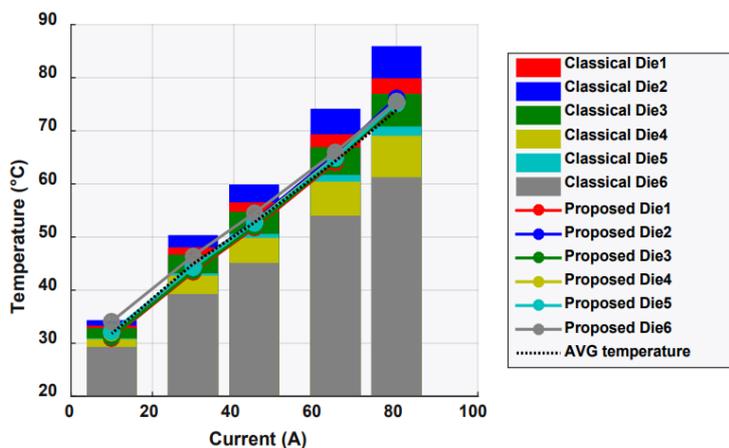


Figure 5.11 – Impact de la technologie Tjbalancing sur les températures individuelles de six puces en fonctionnement. [119].

L'application de la technique Tjbalancing peut naturellement être associée à un diagnostic en temps réel, où les températures des différentes puces sont surveillées. Une variation de ces températures liée à un défaut pourrait donc permettre un diagnostic de l'emplacement de la défaillance.

### 5.2 . Méthodologie de quantification des IE avec prise en compte de la modularité et de la diagnosticabilité

Cette partie présente la méthodologie générale permettant de déterminer les impacts environnementaux d'un produit d'EP en prenant en compte le remplacement dû aux défauts du système, l'utilisation de technologie de diagnostic pour une détection plus ou moins précise du défaut et de la modularité. La méthode est présentée figure 5.12, elle fait référence à la figure 3.13 chapitre 3 avec les parties grisées qui sont similaires et les parties colorées qui changent.

La partie de la méthode traitant du remplacement diffère. Elle est développée dans la suite du chapitre, le reste restant similaire au chapitre 3. Le calcul des IE lors du remplacement est divisé en trois sous-parties : la génération des défauts, la définition du remplacement spécifique aux défauts, et le calcul des IE.

Par la suite, la notion d'**Unité de remplacement (UR)** est utilisée. C'est le niveau de modularité maximal du système qui peut être remplacé, par exemple une unité de remplacement peut être un module intégré ou un composant discret. Si une UR est remplacée, son âge retombe à zéro.

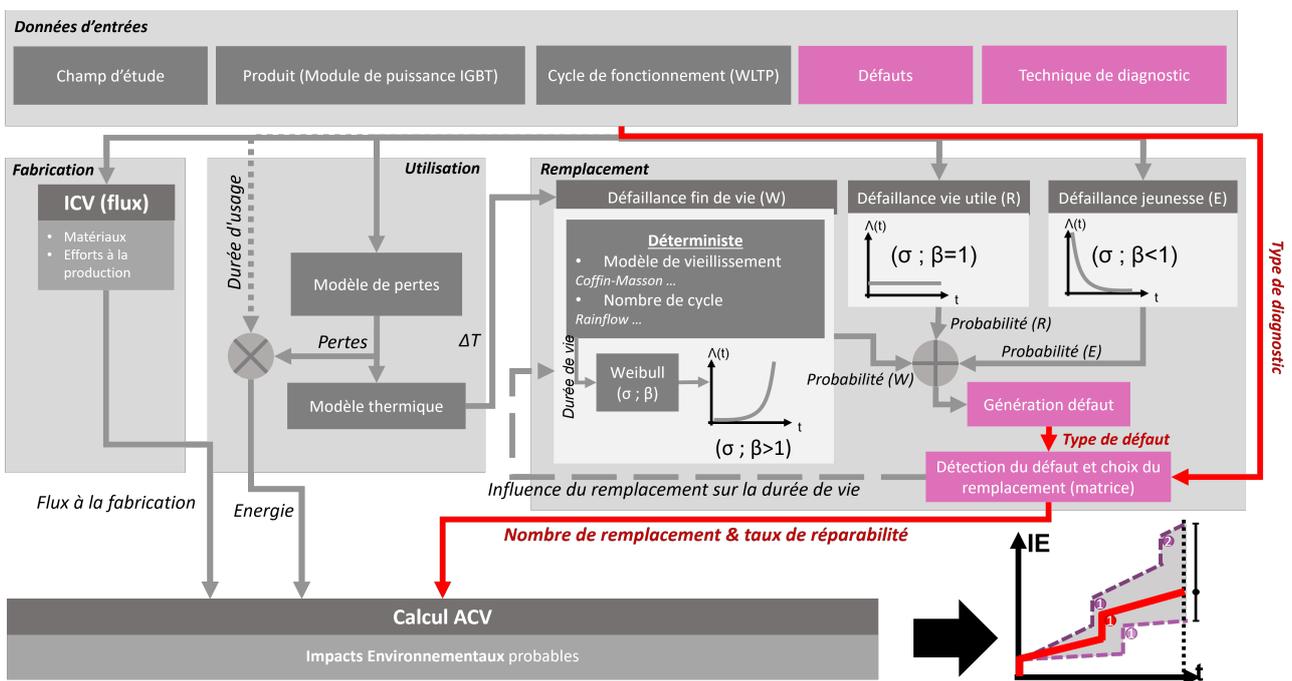


Figure 5.12 – Méthode de quantification des IE d'un système d'EP avec remplacement, diagnostic et modularité.

## 5.2. Méthodologie de quantification des IE avec prise en compte de la modularité et de la diagnosticabilité

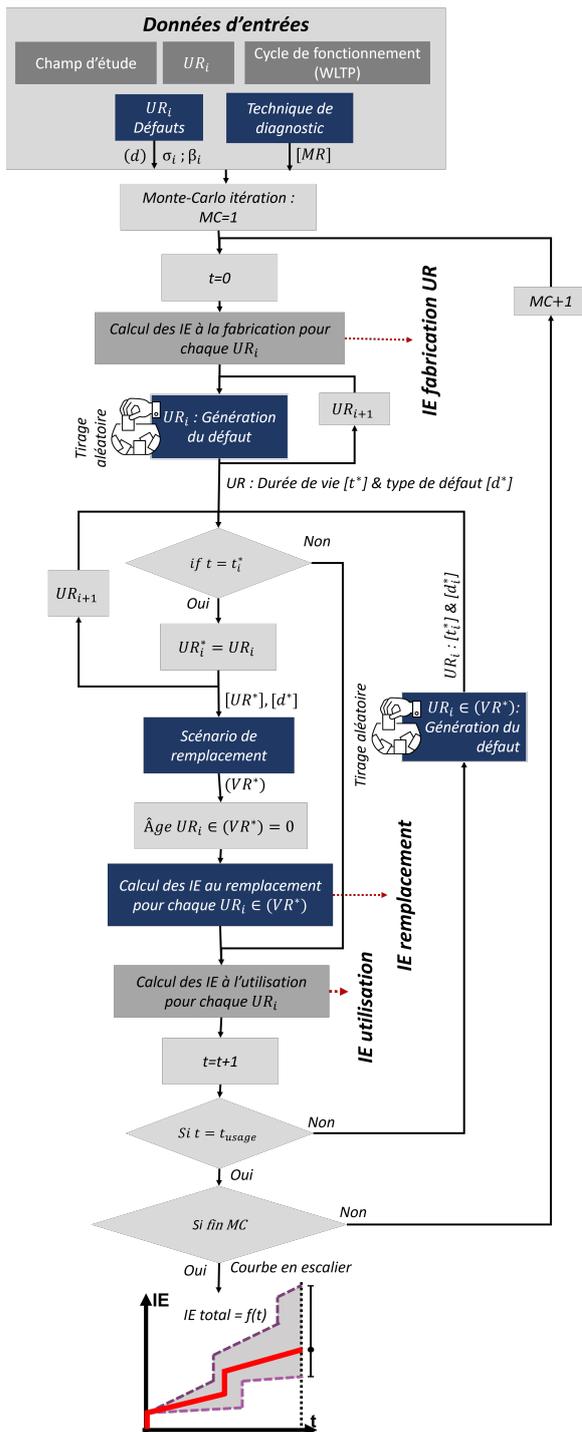


Figure 5.13 – Algorithme de quantification des IE avec remplacement, diagnostic et modularité.

### 5.2.1. Diagnostic : matrice de remplacement

Dans le chapitre 3, les défauts ont été modélisés pour trois périodes de temps, à savoir la jeunesse, la vie utile et la vieillesse. Cela permet d'indiquer la présence d'un défaut, mais ne spécifie pas la nature particulière du défaut. Cette limitation n'est pas problématique sans diagnostic et lorsque l'ensemble

Dans le but de rendre la méthode plus accessible, l'algorithme général est présenté dans la figure 5.13. Les parties colorées en bleu sont développées en détail dans la suite du chapitre.

Tout d'abord, une liste des défauts est établie ( $d$ ), avec les paramètres des lois de défaillance ( $\sigma$  et  $\beta$ ) pour chaque unité de remplacement ( $UR_i$ ), ainsi que la matrice de remplacement  $[MR]$ . Ensuite, à  $t = 0$ , les IE du système total à la fabrication sont calculés. Ensuite, pour chaque  $UR_i$ , le temps d'apparition et le type de défaut sont générés de manière aléatoire. Cela donne lieu à un vecteur de durée de vie  $[t^*]$  et un vecteur de type de défaut  $[d^*]$  contenant les informations pour chaque  $UR_i$ .

Dans la boucle temporelle, si à un moment donné  $t_i^*$  est égal à  $t$ , cela signifie qu'un défaut apparaît. À  $t = t^*$ , une liste de toutes les  $UR_i$  en défaut,  $UR^*$ , est établie. Ensuite, en fonction du défaut, des  $UR_i$  et du diagnostic, un scénario de remplacement est défini pour les  $UR$  qui seront remplacées à  $t = t^*$ , formant le vecteur  $VR^*$ .

Cela permet de calculer les IE au remplacement des  $UR_i$  défaillantes. Ensuite, les IE à l'utilisation sur la période sont calculés. Enfin, on passe au temps  $t + 1$ . Cette boucle est répétée jusqu'à la fin de la période d'utilisation choisie, avec une surboucle de Monte-Carlo jusqu'au nombre d'itérations final.

du système est remplacé.

Cependant, avec l'utilisation de techniques de diagnostic, la caractérisation précise du type de défaut devient importante. Les résultats d'un diagnostic peuvent varier en fonction de la nature du défaut. Par exemple, si une puce présente un défaut en circuit ouvert ou en court-circuit, les informations obtenues par le diagnostic peuvent différer.

C'est pourquoi il est nécessaire d'adopter une approche plus exhaustive dans la modélisation des défauts. L'objectif de cette partie est de créer des scénarios de remplacement, c'est-à-dire pour chaque défaut, quel choix de remplacement le diagnostic permet de faire. Pour cela, nous générerons une matrice appelée "matrice de remplacement" [MR].

Premièrement, il est requis de répertorier tous les types de défauts possibles pour chaque UR. Le vecteur  $d$  de taille  $n * m$  avec  $n$  le nombre de défauts total et  $m$  le nombre d'UR peut-être aussi créé :

$$(\mathbf{d}) = \begin{pmatrix} d_{k,i} \\ \vdots \\ d_{n,m} \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

Avec  $k$  le numéro du défaut et  $i$  le numéro de l'UR.

Ensuite, pour élaborer la matrice de remplacement, il faut modéliser l'observation du diagnostic pour chaque type de défaut. En fonction du type de défaut détecté, le diagnostic peut déduire l'emplacement de la défaillance, et la partie déduite est alors remplacée, formant ainsi un scénario de remplacement. Il est essentiel de comprendre les conséquences des défauts mentionnés précédemment, ainsi que la perspective du diagnostic. Un arbre des défaillances peut être construit pour lier le défaut, les effets, les observations des effets et le scénario de remplacement, comme illustré dans la Figure 5.14.

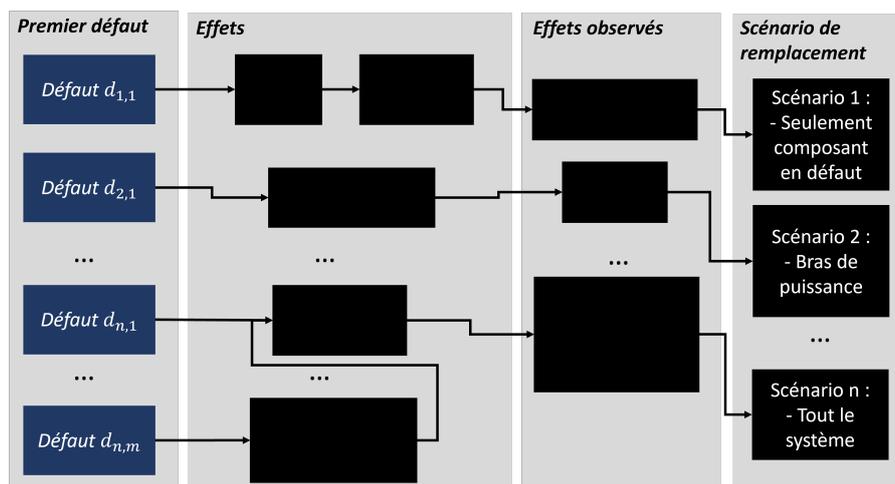


Figure 5.14 – Arbre de défaillance générique d'une UR qui lie le type de défaut au scénario de remplacement.

Les effets observés proviennent de défauts, si le même effet peut être observé sur toutes les UR alors, le système entier est à remplacer, pareil si aucun effet n'est observé par la technique de diagnostic. Si un effet observé est lié à une UR précise ou un groupe d'UR, alors seule l'UR ou le

## 5.2. Méthodologie de quantification des IE avec prise en compte de la modularité et de la diagnosticabilité

groupe sont remplacés. La matrice de remplacement  $[MR]$  spécifique à une technique de diagnostic ( $l$ ) suivante peut alors être construite figure 5.15.  $UR_i$  représente l'unité de remplacement  $i$  allant de 1 à  $m$  et  $d_{k,i}$  le défaut  $k$  de l'unité de remplacement  $i$ , avec un nombre total de défauts de  $n * m$  où  $n$  est le nombre de défauts listé. Les colonnes de la matrice sont notées  $i$  et les lignes  $j = k, i$ .

$$[MR]_{(l)} = \begin{matrix} & \overbrace{\begin{matrix} UR_1 & UR_2 & \dots & UR_m \end{matrix}}^i \\ \left[ \begin{array}{cccc} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \ddots & 1 \\ 0 & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{array} \right] & \left. \begin{matrix} d_{1,1} \\ d_{2,1} \\ \vdots \\ d_{n,1} \\ d_{1,2} \\ \vdots \\ d_{n,m} \end{matrix} \right\} k, i = j \end{matrix}$$

Figure 5.15 – Matrice de remplacement générée à partir de l'arbre des défaillances, spécifique à un diagnostic.

La matrice de remplacement est remplie de 0 et de 1, où 0 signifie qu'aucun changement n'est effectué et 1 indique un remplacement. Par exemple, dans la matrice 5.15, si le défaut  $d_{1,1}$  se produit sur  $UR_1$ , seule  $UR_1$  est remplacée, ce qui indique une précision de diagnostic élevée pour ce défaut spécifique. Cependant, si le défaut  $d_{2,1}$  se produit sur  $UR_1$ , le diagnostic est moins précis, et à la fois  $UR_1$  et  $UR_2$  sont remplacées.

Chaque technique de diagnostic a sa propre matrice de remplacement; elles n'ont pas toutes la même précision, certaines peuvent mieux cibler la panne et entraîner moins de remplacements pour la réparation.

### 5.2.2 . Génération du défaut

Dans cette section, nous allons détailler comment nous déterminons à la fois le moment d'apparition des défauts et le type de défaut pour chaque  $UR$  avec les défauts du vecteur ( $d$ ). L'objectif est de déterminer la fonction de Weibull associée à chaque défaut, pour cela, il est nécessaire de connaître les deux paramètres,  $\sigma$  et  $\beta$ , tableau 5.1. Pour rappel,  $d_{k,i}$  le défaut  $k$  de l'unité de remplacement  $i$ , avec un nombre total de défauts de  $n * m$  où  $n$  est le nombre de défauts listé.

Table 5.1. Tableau des défauts possibles et valeur des paramètres de la fonction de Weibull.

	$\sigma$	$\beta$
<b>Défaut</b> $d_{1,1}$	$\sigma_{1,1}$	$\beta_{1,1}$
<b>Défaut</b> $d_{2,1}$	$\sigma_{2,1}$	$\beta_{2,1}$
...		
<b>Défaut</b> $d_{k,i}$	$\sigma_{k,i}$	$\beta_{k,i}$
...		
<b>Défaut</b> $d_{n,m}$	$\sigma_{n,m}$	$\beta_{n,m}$

La figure 5.16 illustre l'algorithme de détermination du type de défaut, cela se fait en deux étapes principales, la génération d'un défaut et la sélection du type de défaut. La génération du défaut reprend les mêmes principes qu'au chapitre 3, figure 3.12.

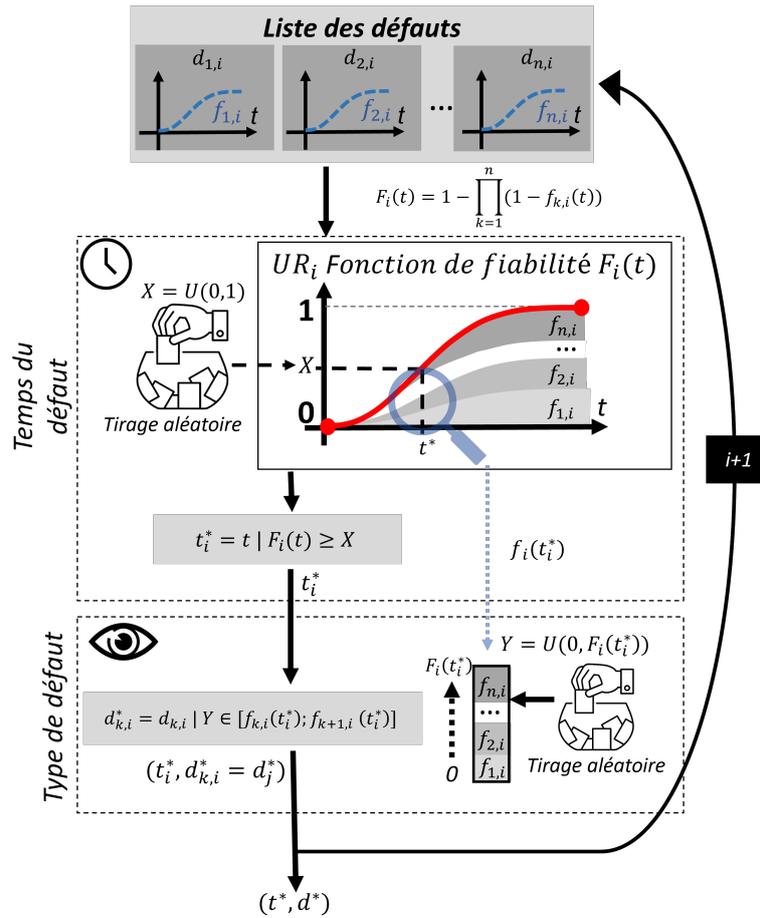


Figure 5.16 – Algorithme de génération des défauts et de sélection du type de défaut.

Dans un premier temps, il faut trouver la fonction de répartition globale de l'UR. Il est nécessaire d'associer les défauts au sein d'une unité de remplacement. Les défauts peuvent être associés comme au chapitre 3, c'est-à-dire association série; tous les sous-systèmes doivent fonctionner pour que le système global soit opérationnel. L'équation 5.5 donne la fonction de répartition d'une UR.

$$F_i(t) = 1 - \prod_{k=1}^n (1 - f_{k,i}(t)) \quad (5.5)$$

Avec  $f_{k,i}$  la fonction de répartition du défaut  $k$  de l'UR  $i$  et  $n$  le nombre de défauts total pour l'UR.

Une fois la fonction de répartition établie, elle est comparée à un nombre aléatoire compris entre 0 et 1, généré selon une distribution uniforme. Cela permet de déterminer le temps du défaut ( $t_i^*$ ) de l'UR <sub>$i$</sub> , si ce nombre est inférieur à la fonction de répartition, cela indique le temps du défaut  $t_i^*$ .

Ensuite, un second nombre aléatoire est employé pour sélectionner le type de défaut ( $d_{k,i}^* = d_j^*$ ), en fonction des probabilités associées à chaque défaut à l'instant  $t_i^*$  où a lieu le défaut.

Cet algorithme permet pour chaque UR, à la fois de déterminer le temps pour lequel un défaut a lieu ( $t_i^*$ ) mais aussi, quel est le type de défaut ( $d_i^*$ ). Cela permet de générer deux vecteurs  $t^*$  et  $d^*$  de taille  $m$  représentant respectivement les temps d'apparition d'un et le type de défaut pour chaque

UR.

### 5.2.3 . Remplacement : quantification des IE

Les sections précédentes décrivent d'une part la création de la matrice de remplacement en fonction des défauts et du diagnostic et d'autre part la génération de défauts.

Pour calculer les IE liés au remplacement, il reste à les relier. Pour cela, nous allons générer un vecteur de remplacement  $VR^*$  formé à partir d'une opération logique "OU" de tous les défauts générés de la matrice de remplacement, cela permet de ne pas comptabiliser 2 fois le remplacement d'une UR. Cela s'écrit mathématiquement comme suit :

$$MR^*(j, :) = \begin{cases} MR(j, :) & \text{if } d^*(i^*) = d(j) \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (5.6)$$

Où  $i^*$  représente le  $UR_i$  en défaut,  $d^*$  les défauts à  $t^*$  et  $d$  le vecteur de tous les types de défaut.

$$(RV^*) = \bigvee_{j=1}^{mn} MR^*(j, :) \quad (5.7)$$

Où  $VR^*$  représente le vecteur de remplacement lorsqu'une panne survient à  $t^*$ ,  $\bigvee$  l'opérateur logique OU, et  $MR^*(j, :)$  est la  $j$ -ème ligne de  $MR^*$ .

Prenons un exemple, à l'instant  $t^* = t$ ,  $UR_1$  subit  $d_{2,1}$  et  $UR_2$  subit le défaut  $d_{1,2}$ , les lignes correspondantes de la matrice de remplacement sont les suivantes (en rouge) :

$$[MR^*] = \begin{matrix} & UR_1 & UR_2 & \dots & UR_m \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} d_{1,1} \\ d_{2,1} \\ \\ d_{n,1} \\ d_{1,2} \\ \\ d_{n,m} \end{matrix} \end{matrix}$$

Figure 5.17 – Exemple avec  $UR_1$  qui subit  $d_{2,1}$  et  $UR_2$  qui subit  $d_{1,2}$  à un instant  $t$ .

Le diagnostic indique le besoin de remplacement l' $UR_1$  et l' $UR_2$ . L'utilisation d'un OU logique permet d'obtenir le vecteur de remplacement suivant :

$$(VR^*) = (1 \ 1 \ \dots \ 0) \quad (5.8)$$

Ensuite, il suffit de faire le calcul matriciel du vecteur de remplacement avec la matrice des IE à la fabrication de chaque composant :

$$IE_{\text{remp}}(t) = (VR^*) \cdot (IE_{fab}) \quad (5.9)$$

$$(IE_{fab}) = \begin{pmatrix} IE_{fab UR_1} \\ IE_{fab UR_2} \\ \dots \\ IE_{fab UR_m} \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

Avec  $IE_{fab}$ , les IE à la fabrication et  $IE_{fab UR_i}$  les IE à la fabrication de l'UR numéro  $i$ .

En conclusion, la méthodologie élaborée offre une approche pour évaluer les IE liés au remplacement d'un système d'EP sous-divisé en UR. À travers la génération de défauts, la détermination du type de défaut, la modélisation des scénarios de remplacement via une matrice de remplacement dépendante du diagnostic, et enfin le calcul des IE associés à ces remplacements.

### 5.3 . Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver

Pour illustrer la méthode, un cas pratique est ici développé, il représente une cellule de conversion IGBT triphasée avec sa partie commande.

Information
L'ICV de l'onduleur modulaire est présenté chapitre 6 et ne sera pas repris ici.

#### 5.3.1 . Système étudié et cycle de fonctionnement

L'analyse se focalise sur une cellule de conversion IGBT ainsi que sur son système de commande, le but est de comparer deux topologies distinctes. Une topologie dite "intégrée", illustrée dans la figure 5.18, qui représente notre cas de référence et une topologie dite "discrète", représentée dans la figure 5.19 (a, b et c), qui représente nos cas modulaires.

La topologie intégrée est caractérisée par 2 UR, un module de puissance IGBT constitué de six puces IGBT et six diodes, ainsi qu'une carte de commande englobant tous les signaux nécessaires. Le module de puissance et le driver sont ceux présentés en chapitre 2.

Pour la topologie discrète, 3 propositions sont étudiées :

- **Discret (1)** : La simplification la plus élémentaire consiste à découper la topologie intégrée en 6 parties, où les IE totaux à la fabrication restent identiques à ceux de la topologie intégrée. Cependant, il y a maintenant 12 unités de remplacement (UR), comprenant 6 composants (IGBT et diodes) et 6 drivers, qui se partagent ces impacts.
- **Discret (2)** : est également constitué de 12 UR, comprenant 6 composants discrets et 6 drivers. Les IGBT sont conditionnés en TO247, avec un IGBT et une diode par composant, et présentent un calibre de courant et de tension similaire à celui du module de puissance intégré (820A, 750V). Les IE à la fabrication des IGBT sont déduits de l'ACV spécifique du TO247, qui est présentée chapitre 6 avec le principe de la cellule de conversion et de son UR figure 6.1. Pour ce qui est des drivers, étant donné l'absence d'exemple de driver discret, une hypothèse est émise quant à leur forme, les représentant sous la forme de cellules. Il est supposé que ces cellules sont disposées sur le même circuit imprimé, maintenues à une distance suffisante pour permettre un accès sans endommager les cellules voisines en cas de réparation du composant défectueux. Cette hypothèse s'inspire de la proposition de cellules standard de conversions présentée dans la référence [120], permettant des réparations individuelles des cellules. Les IE

### 5.3. Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver

totaux des drivers à la fabrication sont considérés comme équivalents à ceux du driver intégré. Chaque UR driver partage équitablement les IE totaux à la fabrication.

- **Discret** (3) : présente une configuration similaire à celle mentionnée précédemment (2), mais avec l'utilisation de quatre puces en parallèle, chacune ayant un calibre de 205A et une tension nominale de 750V. Le principe de la cellule de conversion et de son UR sont présentés chapitre 6 avec la figure 6.1. Cette approche utilise quatre fois plus d'UR. Elle est proposée en raison du caractère excessif d'un composant IGBT TO247 avec un calibre de 820A. En pratique, les calibres sont souvent plus bas, et plusieurs composants sont fréquemment mis en parallèle pour répondre aux exigences lors de l'utilisation de système modulaire, exemple avec l'onduleur de la tesla model S.

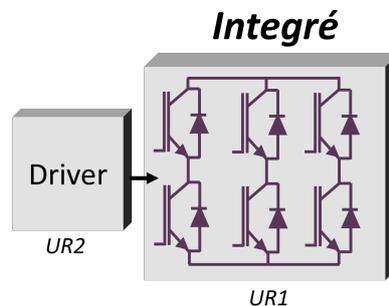


Figure 5.18 – Topologie intégrée.

Le cycle de fonctionnement, est le cycle classique proposé chapitre 2, à savoir le cycle WLTP, avec les pertes affichées figures 2.3.

Dans cette étude, certaines hypothèses sont prises en compte dans le but de proposer un cas simple se focalisant sur l'impact du diagnostic et de la modularité. Les hypothèses sont présentées tableau 5.2

Table 5.2. Hypothèses prises en compte pour le cas d'étude.

Rappel des hypothèses
<ul style="list-style-type: none"><li>• Les IE totaux du driver complet sont les mêmes pour toutes les topologies.</li><li>• Les UR permettent la réparation individuelle.</li><li>• Les pertes, l'échauffement thermique, et la DDV calculé à partir du modèle empirique des différentes topologies sont similaires.</li><li>• Une adaptation géométrique du busbar est développée pour permettre la connexion entre les puces pour les topologies discrètes (2) et (3). Et cette adaptation est imputée à chaque UR IGBT.</li></ul>

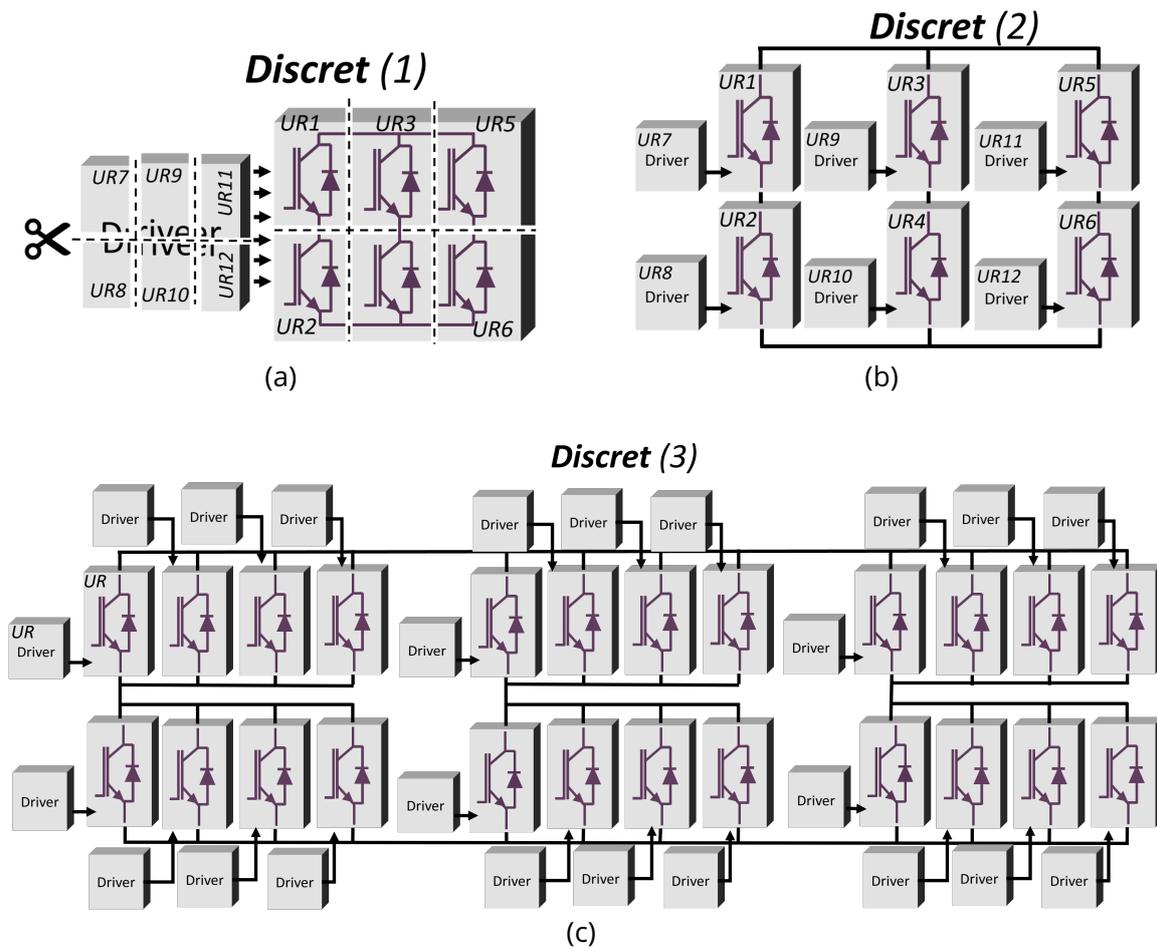


Figure 5.19 - Topologies discrètes (1), (2) et (3) de l'étude de cas.

### 5.3.2 . Type de défaut et probabilité

En se basant sur une revue de la littérature [121, 97, 122, 123, 124, 125], une liste de défaillances a été établie pour les puces IGBT et les drivers, classées selon les étapes de jeunesse, vie utile et fin de vie, tableau 5.3.

Table 5.3. Liste des défauts pour le UR IGBT et Driver en fonction de la période de vie.

	UR IGBT	UR driver
<b>Jeunesse</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Déconnexion de la connexion DC</li> <li>- Déconnexion de la charge</li> <li>- Défaut d'interface thermique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Déconnexion de la grille</li> <li>- Déconnexion de la carte de contrôle</li> </ul>
<b>Vie utile</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Défaut en circuit ouvert IGBT</li> <li>- Défaut en court-circuit IGBT</li> <li>- Défaut en circuit ouvert diode</li> <li>- Défaut en court-circuit diode</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Défaut à l'état haut (commande la fermeture de l'IGBT)</li> <li>- Défaut à l'état bas (commande l'ouverture de l'IGBT)</li> </ul>
<b>Fin de vie</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dégradation des wirebonds, dégradation de la brasure de la puce IGBT</li> <li>- Dégradation des wirebonds, dégradation de la brasure de la diode</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pas de défaut de vieillesse</li> </ul>

### 5.3. Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver

La littérature actuelle présente une disponibilité limitée de données relatives aux paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  des fonctions de Weibull utilisées pour modéliser les défauts. Cette situation peut être attribuée à divers facteurs. Tout d'abord, la collecte précise de données nécessite souvent des essais à long terme, ce qui peut être à la fois coûteux et chronophage. De plus, les données de durée de vie sont souvent traitées comme confidentielles par les fabricants, limitant ainsi leur accessibilité pour la recherche externe. Par conséquent, il peut s'avérer difficile d'obtenir des ensembles de données suffisamment vastes et variés pour estimer avec précision les paramètres. Cette lacune dans les données souligne l'importance de poursuivre les recherches et de partager les données de défaillance afin d'améliorer la modélisation de la durabilité des composants de puissance dans le contexte de l'écoconception. Par conséquent, les différentes données utilisées proviennent de sources diverses et peuvent ne pas toujours correspondre exactement au défaut étudié.

#### • Défauts jeunesse

Les paramètres des défauts liés à la jeunesse sont ceux présentés chapitre 3, tableau 3.4. Ils sont obtenus à partir d'une référence chez Semikron [102]. Pour rappel, les valeurs sont  $\beta = 0.6$  et  $\sigma = 3424$  années. Cela représente les valeurs de la fonction de fiabilité globale du système pour les défauts jeunesse.

Il est maintenant nécessaire de déterminer les fonctions de fiabilité spécifiques à chaque défaut pour chaque UR, la figure 5.20 le montre pour la topologie intégrée et discrète (2). La suite de l'analyse suppose que tous les défauts de jeunesse ont la même probabilité d'occurrence (dans la réalité, les fiabilités des défauts pour nos UR ne sont pas uniformes). Pour retrouver les paramètres  $\sigma$  et  $\beta$  de chaque défaut lié aux UR ( $\sigma_{\text{défaut}}$  et  $\beta_{\text{défaut}}$ ), on utilise l'association en série. Pour rappel :

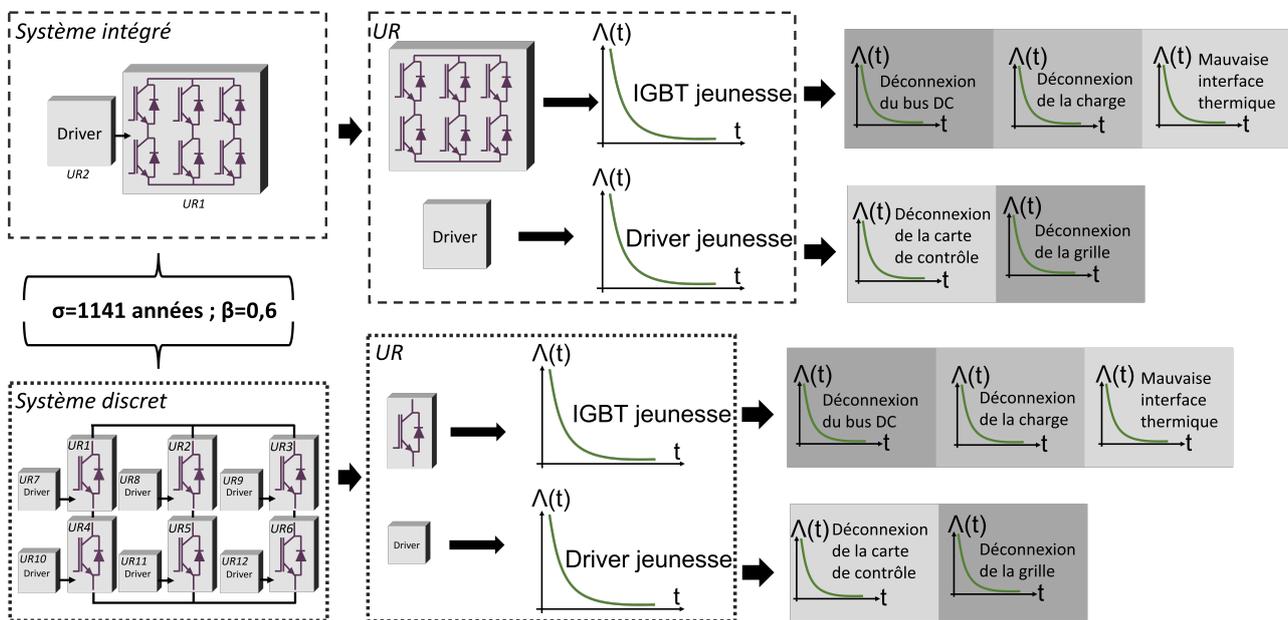


Figure 5.20 – Distribution des lois de probabilité pour chaque défaut à partir de la loi du système global.

$$R(t) = \exp\left(-\left(\frac{t}{\sigma}\right)^\beta\right) = \prod_{i=1}^k \exp\left(-\left(\frac{t}{\sigma_{\text{défaut}}}\right)^{\beta_{\text{défaut}}}\right) \quad (5.11)$$

avec  $k$  = nombre de défaut jeunesse total, donc  $\sigma_{\text{défaut}}$  (équivalent pour chaque défaut) se calcule comme suit :

$$\sigma_{\text{défaut}} = \sigma \cdot k^{\frac{1}{\beta}} \quad (5.12)$$

$$\beta_{\text{défaut}} = \beta \quad (5.13)$$

Le tableau 5.4 présente les valeurs utilisées pour chaque défaut du cas intégré et du cas discret (1) et (2).

Table 5.4. Paramètres utilisés pour les fonctions de probabilité de chaque défaut - période jeunesse.

Cas intégré	Cas discret (1) et (2)
Dans le cas intégré, il y a deux UR, le module de puissance qui a 3 types de défaut et le driver qui a 2 types de défaut.	Dans le cas discret, il y a 12 UR, 6 composants discrets qui ont chacun 3 types de défaut et 6 drivers avec 2 types de défaut.
$k = 1 * 3 + 1 * 2 = 5$	$k = 6 * 3 + 6 * 2 = 30$
$\sigma_{\text{défaut}} = 3424 * 5^{\frac{1}{0.6}} = 50060$ ans	$\sigma_{\text{défaut}} = 3424 * 30^{\frac{1}{0.6}} = 991750$ ans
$\beta_{\text{défaut}} = 0.6$	$\beta_{\text{défaut}} = 0.6$

#### • Défauts vie utile

Pour commencer, les défauts liés à la période vie utile, ont tous un  $\beta = 1$ .

Pour les défauts en vie utile du module de puissance intégré, les paramètres utilisés sont ceux présentés au chapitre 3, tableau 3.4, à savoir  $\sigma = 1141$  ans.  $\sigma$  est déterminé à partir du FIT=100. Le FIT total du module de puissance semble 10 fois plus élevé que celui d'un composant discret [103, 104, 126], le FIT du composant discret est donc choisi égal à 10 soit  $\sigma = 11\ 415$  ans. Cela est logique, car l'UR IGBT discrète est composée seulement d'une puce, donc moins de chance de subir des défaillances.

Pour les défauts du driver, le nombre total de FIT a été fixé à 1200 [127], soit 95 ans. Le FIT du driver intégré ou du driver discret est considéré comme étant le même. Comme pour les défauts de jeunesse, il faut retrouver les paramètres pour chaque défaut.

Pour rappel, lors de la vie utile,  $\sigma$  provient du FIT avec les équations suivantes :

$$FIT = \frac{1}{MTTF} \cdot 10^9 \text{ et } \sigma = MTTF \quad (5.14)$$

De plus, avec une association en série, on a :

$$FIT_{\text{total}} = \sum FIT \quad (5.15)$$

Ainsi, si les défauts ont un pourcentage de chance d'arriver différents de  $x\%$ , la distribution suivante peut être appliquée :

$$FIT_{\text{exemple défaut}} = FIT_{\text{total}} \cdot x\% \quad (5.16)$$

$$\sigma_{\text{exemple défaut}} = \frac{\sigma_{\text{total}}}{x\%} \quad (5.17)$$

L'UR IGBT possède 4 défauts sur cette période : mise en court-circuit de l'IGBT, de la diode, mise en circuit ouvert de l'IGBT et de la diode. L'UR driver possède deux défauts : mise à l'état ON ou mise à l'état OFF. Il est défini que les systèmes ont plus de chance de casser en court-circuit pour la puce

### 5.3. Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver

ou à l'état OFF pour le driver [97]. Un pourcentage de chance de 80% est défini pour le court-circuit par rapport au circuit ouvert à 20%, et de 80% de chance pour l'état OFF du driver par rapport à l'état ON à 20%. L'hypothèse est faite d'avoir la même probabilité entre les défauts court-circuit de la diode et de l'IGBT (donc 40% du total pour chaque) et la même probabilité entre les circuits ouverts de la diode et de l'IGBT (donc 10% du total pour chaque). Le tableau 5.5 présente les valeurs des paramètres sélectionnés.

Table 5.5. Paramètres utilisés pour les fonctions de probabilité de chaque défaut - période vie utile.

	Cas intégré	Cas discret (1) et (2)
UR IGBT	$\sigma_{\text{défaut IGBT CC}} = 1141 * 2/0.8 = 2852 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut IGBT CO}} = 1141 * 2/0.2 = 11410 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut diode CC}} = 1141 * 2/0.8 = 2852 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut diode CO}} = 1141 * 2/0.2 = 11410 \text{ ans}$	$\sigma_{\text{défaut IGBT CC}} = 11415 * 2/0.8 = 28537 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut IGBT CO}} = 11415 * 2/0.2 = 114150 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut diode CC}} = 11415 * 2/0.8 = 28537 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut diode CO}} = 11415 * 2/0.2 = 114150 \text{ ans}$
UR Driver	$\sigma_{\text{défaut UR Driver OFF}} = 1141/0.8 = 1426 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut UR Driver ON}} = 1141/0.2 = 5705 \text{ ans}$	$\sigma_{\text{défaut UR Driver OFF}} = 11415/0.8 = 14268 \text{ ans}$ $\sigma_{\text{défaut UR Driver ON}} = 11415/0.2 = 57075 \text{ ans}$

#### • Défauts fin de vie

Les paramètres des défauts fin de vie ne concernent que les UR IGBT, avec la modélisation de la dégradation du système, de la puce IGBT d'une part et de la diode d'autre part. Faute de données plus précises, les mêmes valeurs qu'au chapitre 3, tableau 3.4, sont sélectionnées, ce qui revient à utiliser les mêmes modèles empiriques pour calculer la DDV.

#### 5.3.3 . Technique de diagnostic et scénario de remplacement

Pour le cas d'étude, deux techniques de diagnostics sont utilisées, à savoir la technique de base **desat** présentée en 5.1.3 et **Tjbalancing** présentée en 5.1.6. Il est précisé que l'utilisation de Tjbalancing se fait avec desat.

À partir des techniques sélectionnées et comme expliquées dans la méthode, il est essentiel de modéliser l'observation du diagnostic pour chaque défaut. La construction d'un arbre des défaillances, qui établit des liens entre le défaut, les effets, les observations et le scénario de remplacement, est illustrée dans la figure 5.21. Cet arbre met en évidence l'impact du diagnostic sur les effets observables. Étant donné l'existence d'une symétrie dans la conception des convertisseurs, une transposition du scénario de remplacement peut être réalisée. Dans le cas d'un onduleur triphasé, l'étude d'un seul bras de puissance peut être extrapolée aux autres bras.

La construction de l'arbre est présentée plus en détail en annexe C, mais aussi un exemple des matrices de remplacement et une proposition de vérification de certaines hypothèses.

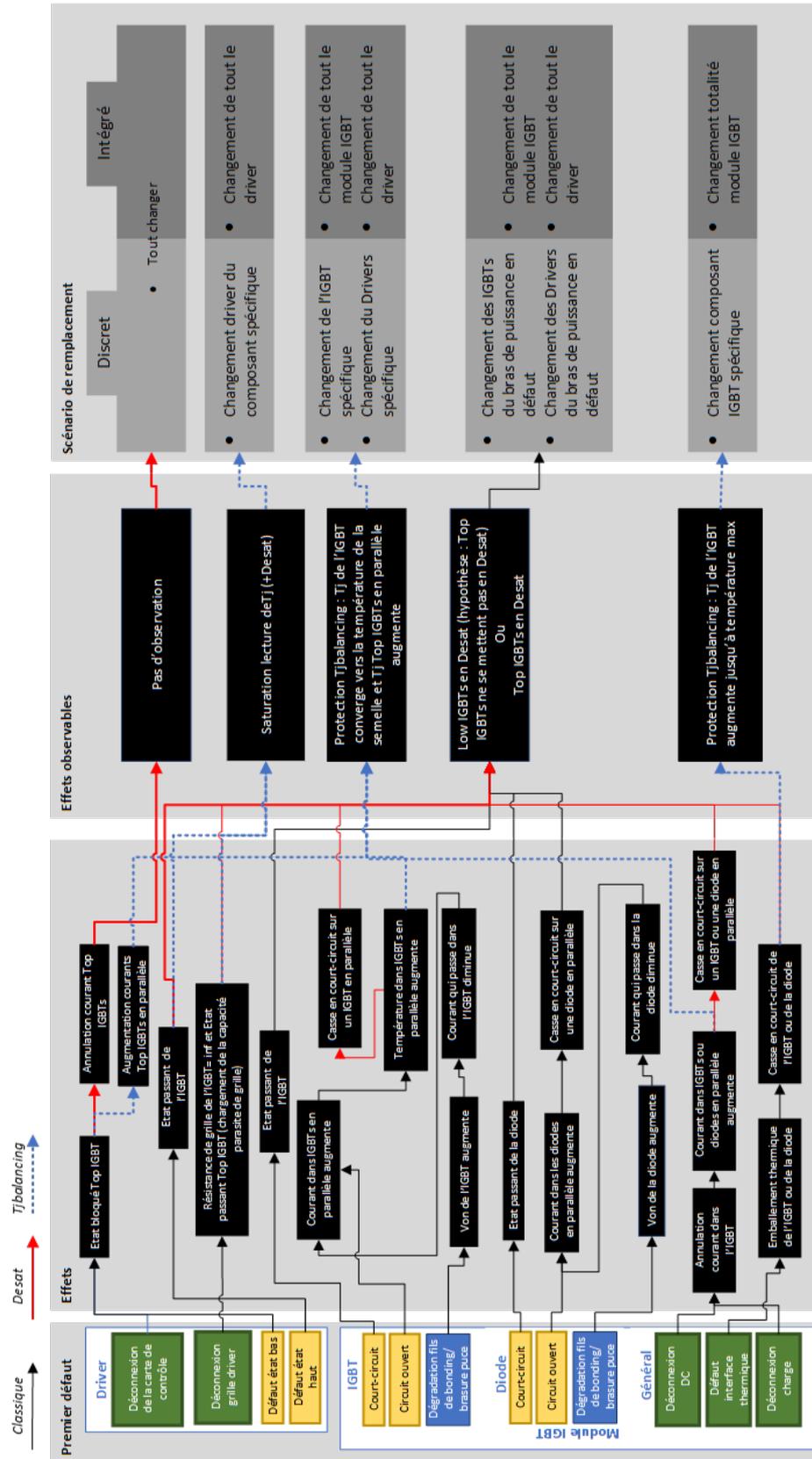


Figure 5.21 – Arbre des défaillances liant les défauts aux scénarios de remplacement pour les techniques de diagnostic Desat et Tjbalancing pour le cas intégré et discret.

### 5.3.4 . Résultat

La figure 5.22 illustre l'évolution de MRD au fil du temps pour les topologies intégrées et discrètes, en prenant en compte la génération de défaut et le diagnostic. Deux techniques de diagnostic, desat et Tjbalancing, ont été utilisées pour obtenir ces résultats.

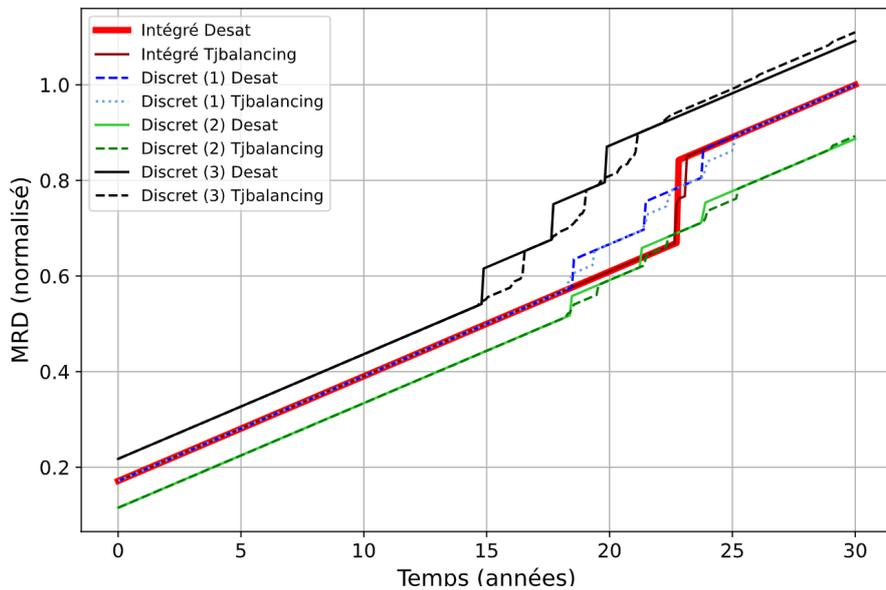


Figure 5.22 – Résultat sur cycle de vie de la méthode pour 4 architectures et 2 diagnostics.

Il faut noter que le diagnostic n'a que peu d'impact sur les courbes, car à 30 ans, l'ensemble du système est remplacé. Cela est dû au type de défaut, principalement lié au vieillissement. Ainsi, les courbes correspondant à la topologie intégrée (desat et Tjbalancing) et à la topologie discrète (1) (desat et Tjbalancing) commencent et se terminent au même point.

La solution discrète (2) présente une réduction de l'IE de 13%, mais cela s'explique uniquement par l'IE à la fabrication moins élevée (33% de différence à la fabrication avec l'intégrée), le diagnostic n'ayant toujours aucun impact. La solution discrète (3) est la plus polluante (10% plus élevée que l'intégrée), cela s'explique aussi avec la phase de fabrication est plus coûteuse (26%), il y a plus de composants, 48 UR.

Ajouter des fonctions de diagnostic n'est pas toujours une solution pour réduire les IE. Pour cela, il faut que l'ensemble du système ne soit pas systématiquement remplacé. Même si le diagnostic permet de localiser la panne et de remplacer uniquement le composant défaillant, cela n'apporte aucun bénéfice en termes d'IE si les autres composants sont également susceptibles de défaillir juste après.

C'est pourquoi le diagnostic est particulièrement pertinent pour les défauts liés à la jeunesse ou à la vie utile du système, tandis que les défauts liés à la vieillesse ne présentent pas un intérêt significatif, car la défaillance d'une puce sera suivie probablement des défaillances des autres puces du système.

Dans le chapitre 3, nous avons constaté que les données utilisées pour la modélisation des défauts étaient probablement peu représentatives de la probabilité réelle d'occurrence des défauts, principalement en raison d'un manque d'études approfondies dans ce domaine. Par conséquent, une conclusion définitive sur l'intérêt réel du diagnostic et de la modularité ne peut être formulée à ce stade.

N'ayant pas de vision précise de l'arrivée ou non d'un défaut, nous allons maintenant nous concentrer sur les impacts du diagnostic et de la modularité en fonction du type de défaut.

Selon les défauts étudiés et les UR, il existe 4 niveaux d'identification de la localisation de la défaillance (ou en anglais Fault location identification (FLI)) :

- Sans FLI : le défaut ne permet pas le diagnostic, remplacement de l'ensemble du système, comprenant la cellule de conversion et l'ensemble du driver.
- Faible FLI : Défaut détecté sur un bras de puissance avec les drivers associés à ce bras.
- Moyen FLI : Défaut détecté d'un interrupteur de puissance avec son driver.
- Fort FLI : Deux types existent, soit le défaut du composant de puissance seul, soit le défaut du driver seul diagnostiqué.

La figure 5.23 montre l'impact de ces niveaux et de la modularité sur le remplacement pour la topologie intégrée et discrète (2). Par exemple, en cas de FLI de niveau moyen, qui correspond à l'information suivante : lors de l'apparition d'un défaut, celui-ci peut concerner à la fois le composant de puissance et son driver. Le défaut de la puce IGBT en circuit ouvert permet ce diagnostic, comme illustré dans l'arbre de la figure 5.21. Dans ce scénario, pour la topologie discrète (2), l'IGBT spécifique et son driver sont remplacés, tandis que pour la topologie intégrée, l'ensemble du système est changé, car les UR ne permettent pas une séparation, même si des informations sur l'emplacement du défaut sont obtenues.

De plus, la technique de diagnostic Tjbalancing permet une sélection précise de l'UR pour certains défauts, contrairement à la technique desat qui s'arrête au niveau du bras de puissance, offrant ainsi une résolution moins fine.

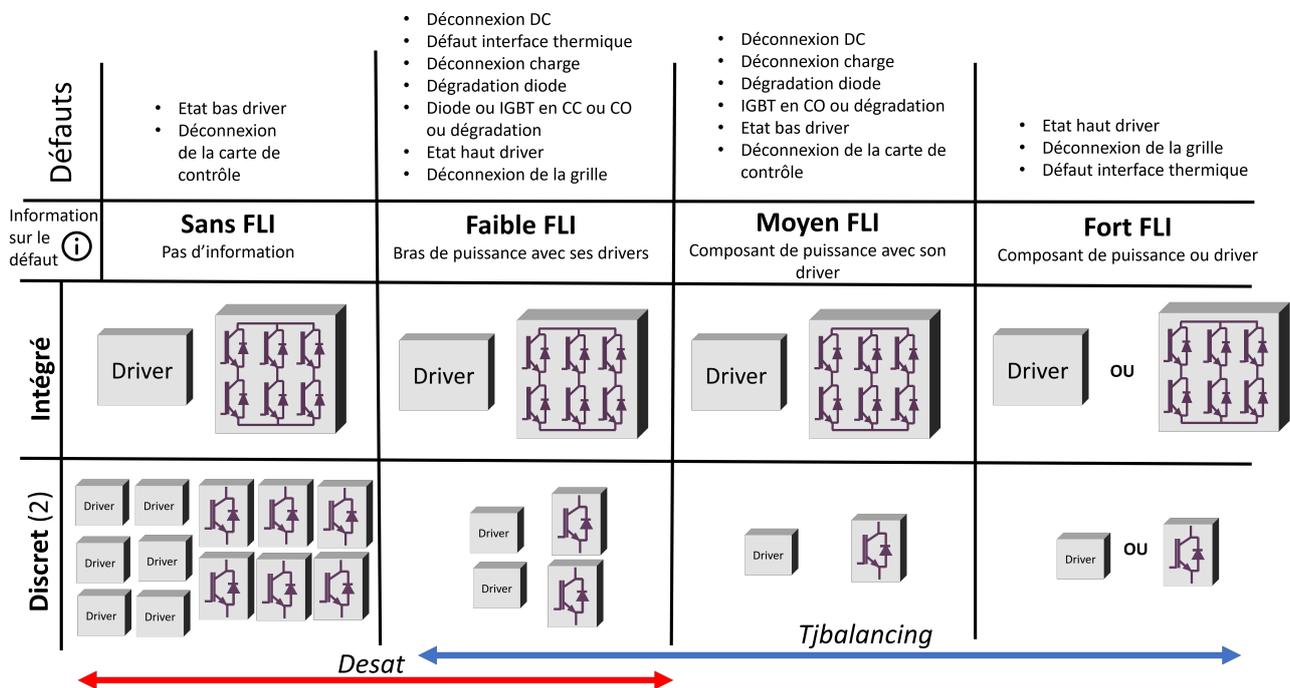


Figure 5.23 – Impact des défauts sur le remplacement, classification en précision de diagnostic (Identification de la localisation de la défaillance - FLI).

Sachant cela, le coût d'un remplacement pour les différents niveaux de diagnostic et les différentes topologies peuvent être déterminés. La figure 5.24 présente l'évolution des IE au remplacement entre

### 5.3. Étude de cas : Cellule de conversion IGBT triphasée et driver

les différentes modularités pour différents FLI (l'évolution représente l'évolution moyenne de tous les IE). Les IE au remplacement du cas intégré sans FLI sont pris en référence.

La comparaison des IE du défaut sans FLI montre simplement la différence du coût de fabrication du système, car ici tout est remplacé.

Avec la technique desat, quand un défaut à faible FLI apparaît, la modularité permet de réduire les IE au remplacement par rapport au cas intégré de 67% (discret(1)), 70% (discret(2)) et 33% (discret(3)). Avec la mise en place de la technique Tjbalancing, l'impact positif de la modularité augmente davantage. Pour les défauts à moyen FLI, il y a une réduction de 83% (discret(1)), 85% (discret(2)) et 90% (discret(3)). Pour les défauts à fort FLI, une réduction de 90% (discret(1)), 91% (discret(2)) et 92% (discret(3)). En revanche, le modèle intégré n'obtient qu'une diminution de 37% au remplacement pour des défauts à fort FLI. Ainsi, le fait d'avoir un diagnostic précis profite davantage au système le plus modulaire, à savoir le discret (3).

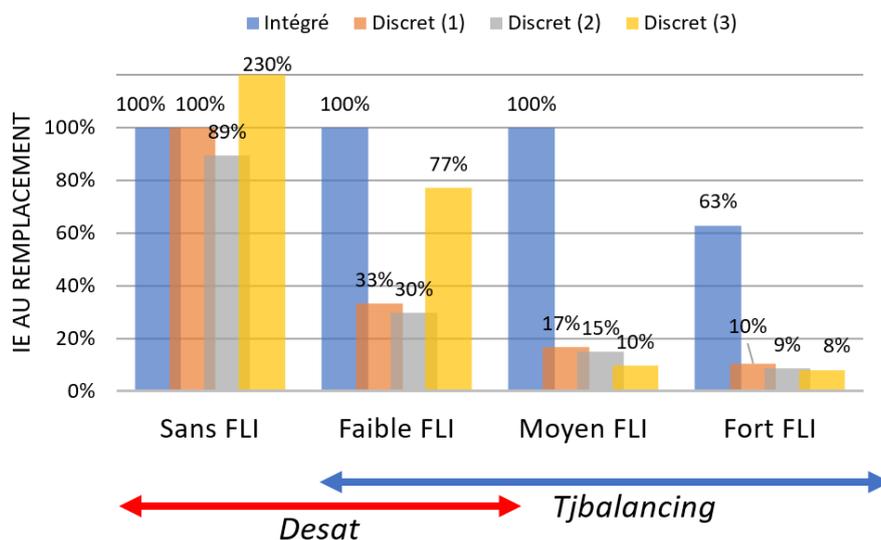


Figure 5.24 – IE moyen au remplacement entre les différentes modularités pour différents diagnostics, IE normalisé par rapport au remplacement de l'intégré sans FLI.

Des études supplémentaires sont nécessaires pour déterminer l'occurrence réelle des défauts et ainsi évaluer leur niveau de diagnostic, pour pouvoir conclure sur l'utilité réelle du diagnostic et de la modularité. Si, dans la réalité, les défauts les plus courants sont liés au vieillissement, alors le diagnostic ne présente pas un avantage significatif. En revanche, si les défauts les plus fréquents sont ceux pouvant être diagnostiqués de manière précise, la modularité et la diagnosticabilité deviennent des caractéristiques pertinentes.

Pour illustrer ce dernier point, la figure 5.25 met en évidence l'impact du diagnostic et de la modularité sur le MRD en fonction du temps. Trois défauts sont simulés, survenant à 10, 15 et 25 ans, avec différents niveaux de diagnostic pour chaque topologie. Chaque défaut correspond à un certain niveau d'identification de la localisation de la défaillance (FLI), par exemple, le niveau de FLI fort est représenté par la défaillance de l'interface thermique, entraînant le remplacement de l'UR IGBT spécifique.

Comme précédemment, sans FLI, la différence n'est pas liée à la modularité, mais plutôt au coût

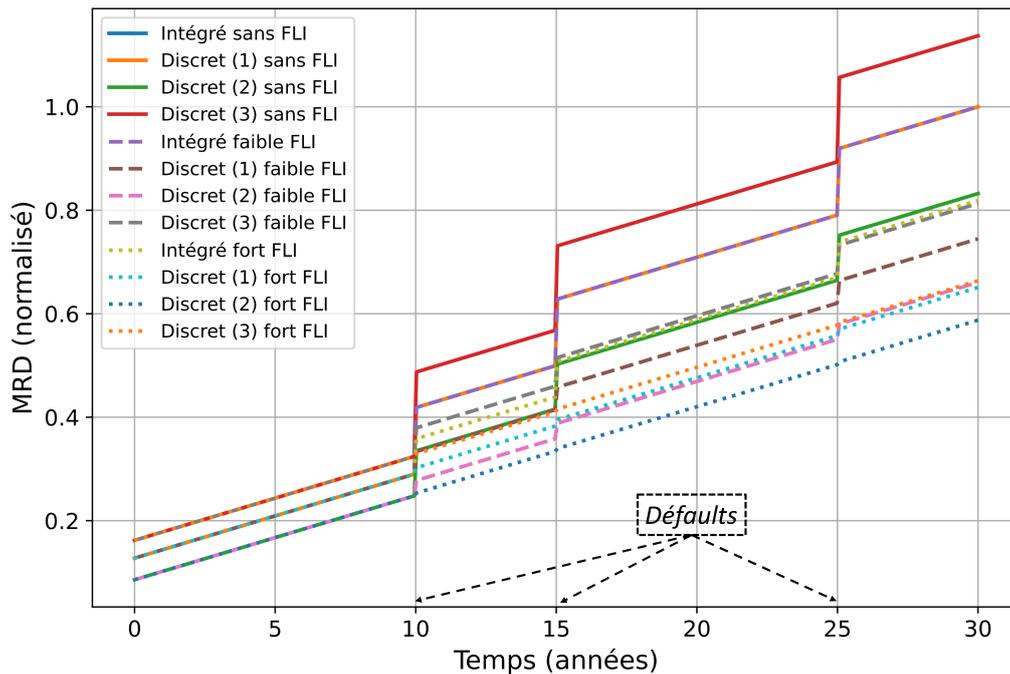


Figure 5.25 – Résultat de l'impact du diagnostic et de la modularité sur l'IE MRD pour 4 architectures, avec 3 niveaux de précision du diagnostic, en implémentant 3 défauts (10, 15 et 25 ans).

de remplacement, l'intégré et le discret (1) se situant au même niveau, tandis que le discret (3) ayant un coût de fabrication plus élevé augmente MRD de 13 %, à 30 ans. Pour un FI de niveau faible, la réduction du MRD total par rapport au cas intégré sans FI à 30 ans est de 25%, 33% et 18% respectivement pour les solutions discrètes (1), (2) et (3). Avec un FI de niveau fort, la réduction du MRD total est de 34%, 41% et 33%, mais aussi de 18% pour la solution intégrée à fort FI. Ainsi, deux aspects se dégagent : l'impact du diagnostic et celui de la modularité.

La figure 5.26 montre les mêmes résultats à 30 ans pour tous les IE avec le gain environnemental pour les différentes topologies avec les différents niveaux de diagnostic. Les résultats sont normalisés par rapport au scénario intégré sans information sur le diagnostic. Lorsque les défauts conduisent à un diagnostic fort, toutes les topologies discrètes montrent une réduction des IE. Cependant, pour la plupart des IE, cette réduction est faible (1 à 3 %), principalement en raison de la contribution importante de la phase d'utilisation par rapport à la fabrication, comme démontré dans le chapitre 2. Aussi, la topologie discrète (3) entraîne une augmentation significative des IE en l'absence de diagnostic lors d'un défaut (sans FI), avec une augmentation de 47% pour OD, 14% pour HT, etc.

## 5.4. Conclusion

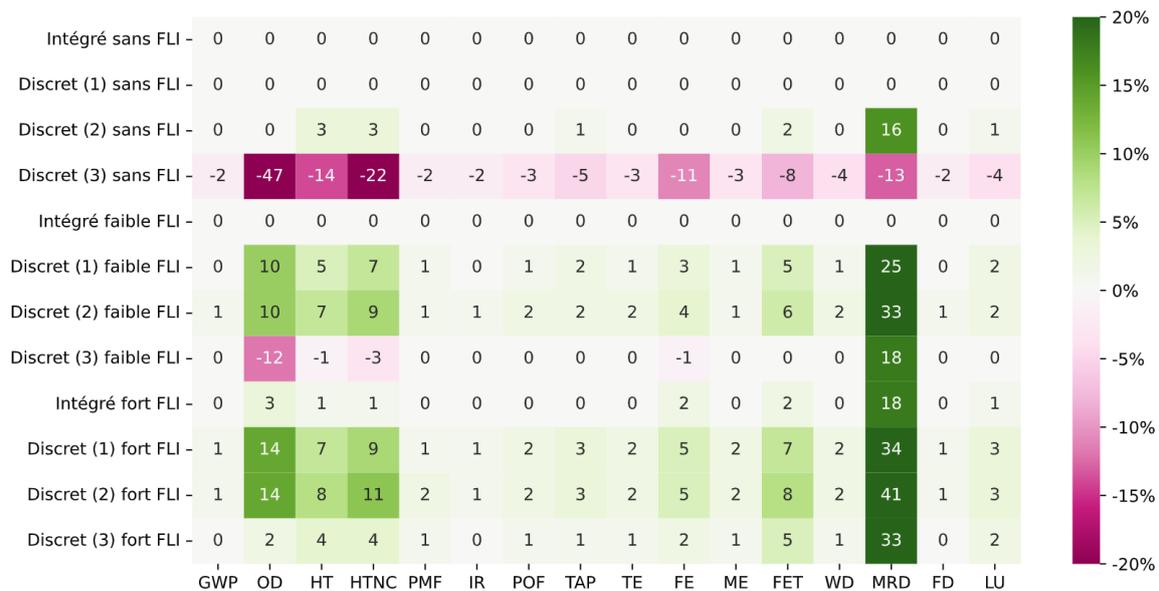


Figure 5.26 – Gain en pourcentage (%) pour chaque IE des différentes topologies avec les différents niveaux de diagnostic par rapport au cas intégré sans information sur le diagnostic.

## 5.4 . Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé en détail les aspects de la modularité et de la diagnostiquabilité. Notre approche a consisté en une méthodologie de modélisation des IE intégrant la prise en compte de la modularité et de la diagnostiquabilité. Cette méthode propose une vision modulaire grâce aux UR, les plus petites entités pouvant être remplacées. Elle nécessite une étude approfondie des défauts spécifiques à chaque type d'UR. La méthodologie offre une procédure de génération de défauts et les confronte aux techniques de diagnostic permettant de proposer un scénario de remplacement afin d'en quantifier les IE.

Un cas d'étude a été utilisé pour mettre en pratique cette méthodologie, une topologie non modulaire (intégré) et 4 topologies modulaires (discret). L'analyse des résultats a mis en lumière l'influence du choix de la topologie, ainsi que de la présence ou de l'absence de diagnostic, sur des indicateurs environnementaux tels que le MRD.

Il convient de souligner que, bien que le diagnostic puisse constituer une stratégie efficace pour réduire les impacts environnementaux en ciblant spécifiquement les composants défectueux, son efficacité dépend fortement du type de défauts dans la réalité. Nous avons observé que, pour des défauts liés à la vieillissement, le diagnostic pourrait ne pas apporter d'amélioration significative par rapport à une approche sans diagnostic, car dans tous les cas, tout le système est changé.

La modularité et le diagnostic se sont révélés être des facteurs permettant la réduction des IE, bien que cette réduction ne soit pas toujours assurée sous toutes les conditions. Il est essentiel de noter que l'efficacité réelle du diagnostic et de la modularité dépend de la fréquence et du type de défauts observés dans des conditions d'utilisation réelles. En somme, plus les défauts sont diagnostiquables plus la modularité permettra la réduction des IE.

Des recherches futures devraient donc se concentrer sur une collecte de données plus approfondie afin d'évaluer l'occurrence réelle des défauts et d'affiner davantage les stratégies de gestion des défauts dans les cellules de conversion IGBT.

# Chapitre 6

## Éco-optimisation de la solution modulaire et diagnosticable

### Sommaire

---

<b>6.1 Formulation de l'éco-optimisation du système modulaire</b> . . . . .	<b>147</b>
6.1.1 Modèle paramétrique à la fabrication . . . . .	148
6.1.2 Modèle paramétrique à l'utilisation, au remplacement et implémentation du diagnostic . . . . .	157
<b>6.2 Résultat de la solution modulaire et diagnosticable</b> . . . . .	<b>158</b>
6.2.1 Intégration de défauts période jeunesse et vie utile et du diagnostic . . . . .	160
6.2.2 Comparaison intégré et modulaire avec ou sans diagnostic . . . . .	161
<b>6.3 Conclusion</b> . . . . .	<b>165</b>

---

### 6.1 . Formulation de l'éco-optimisation du système modulaire

Dans le chapitre 5, l'accent a été mis sur la mise en place d'un système modulaire intégrant des fonctionnalités de diagnosticabilité. Ce qui a permis de démontrer les avantages environnementaux potentiels résultant de ces caractéristiques spécifiques.

De manière similaire au chapitre 4, l'objectif de ce nouveau chapitre est de réaliser l'éco-optimisation du convertisseur modulaire et diagnosticable. Concrètement, il s'agit de reconsidérer les critères environnementaux plutôt que les critères traditionnels lors de la phase de conception, avec pour objectif de minimiser autant que possible les IE.

Le chapitre 4 définit les principes de l'éco-optimisation, comprenant les principes fondamentaux et les différentes étapes à réaliser, tels que la définition de la fonction objectif et des variables de décision, entre autres. Et comme dans le chapitre 4, **seule la partie cellule de conversion de puissance (transistor et diodes) est prise en compte dans cette étude.**

Les variables d'optimisation choisies restent les mêmes que pour le système intégré, visant à réduire le coût environnemental en minimisant les IE sur le cycle de vie. Les paramètres d'optimisation du calibre courant et tension sont conservés, car ils représentent un ajustement possible par un concepteur d'électronique de puissance. Un nouveau paramètre, le nombre de composants en parallèle ( $N_k$ ), est introduit comme une variable ajustable par le concepteur d'EP. Cette variable est directement liée à la modularité.

Les contraintes demeurent inchangées, il ne faut pas que la tension max (tension d'avalanche) du système soit inférieure à la tension du bus DC, ici, 450V et la température maximale du système, fixée à 175°C.

Pour rappel, les IE sur le cycle de vie ( $IE_{cv}$ ) sont calculés comme la somme des IE à la fabrication ( $IE_f$ ), des IE à l'utilisation ( $IE_u$ ), et des IE au remplacement ( $IE_r$ ), comme rappelé dans les équations 6.1.

$$IE_{cv}^{(e)} = IE_f^{(e)} + IE_u^{(e)} + IE_r^{(e)}$$

$$IE_{cv}^{(e)} = IE_f^{(e)} + IE_u^{(e)} + IE_f^{(e)} \left( \lfloor \frac{t_{usage}}{t_{vie}} \rfloor - 1 + N_{E,R} \cdot TR \right) \quad (6.1)$$

Avec  $t_{usage}$  la durée d'usage,  $t_{vie}$  la durée de vie,  $N$  le nombre de remplacements,  $N_{E,R}$  le nombre de remplacements lié à la période jeunesse  $E$  et vie utile  $R$  et  $TR$  le taux de remplacement comme présenté chapitre 5. Le tableau 6.1 récapitule les différentes options choisies pour le problème d'optimisation.

Table 6.1. Paramètres sélectionnés pour le problème d'optimisation.

<b>Données d'entrée</b>	<p><b>Système</b> : onduleur modulaire IGBT (partie puces de puissance)  <b>Unité fonctionnelle</b> : générer un fonctionnement électrique triphasé AC pour une charge de 59 kW (machine électrique) à partir d'une source d'alimentation continue de 450 V, sur une durée d'usage de 30 ans.  <b>Tension de bus</b> : 450V  <b>Cycle de fonctionnement</b> : WLTP 666h/an, machine à rotor bobiné (59 kW, 4 paires de pôles) [53]  <b>Refoidisseur</b> : refroidisseur à eau de conductivité thermique 1500 W/(m²K); une résistance thermique entre la semelle et le fluide RthHF = 0,06 K/W (FS660Ro8A6P2FB [101]).  <b>Mix énergétique</b> : mondial</p>
<b>Critères de performance</b>	$IE^{(e)}$
<b>Variable de conception</b>	Calibre courant ( $I_k$ ), Calibre tension ( $V_k$ ), Nombre en parallèle ( $N_k$ )
<b>Modèle</b>	$IE_f^{(e)} = f^{(e)}(I_k, V_k, N_k)$ $IE_u^{(e)} = g^{(e)}(I_k, V_k, N_k)$ $IE_r^{(e)} = h^{(e)}(I_k, V_k, N_k)$
<b>Contraintes</b>	Tension d'avalanche : 450V Température max : 175 °C

La première section de ce chapitre est axée sur l'élaboration du modèle de fabrication, débutant par la présentation de l'inventaire relatif à la fabrication de la cellule de conversion modulaire. Par la suite, le modèle d'optimisation pendant l'utilisation et au moment du remplacement est exposé, suivi de l'intégration du diagnostic dans le modèle de remplacement. La conclusion du chapitre se fera par la présentation des résultats issus de l'optimisation de la solution modulaire et diagnosticable.

### 6.1.1 . Modèle paramétrique à la fabrication

#### 6.1.1.1 . Présentation de l'onduleur modulaire

Dans cette section, le modèle d'optimisation pour la fabrication de la cellule de conversion modulaire est élaboré. Tout comme dans le chapitre 5, le scénario de modularité est caractérisé par son taux d'intégration, en utilisant des composants TO247, que l'on peut mettre en parallèle pour former la cellule de conversion équivalente. L'architecture adoptée, illustrée au chapitre 5 par les modèles

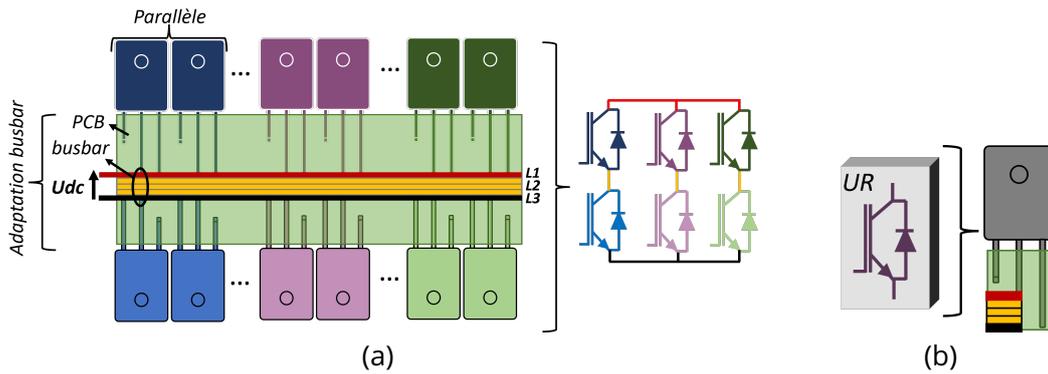


Figure 6.1 – (a) Principe de la cellule de conversion modulaire; (b) Unité de remplacement de la cellule de conversion modulaire.

discrets (2) et (3), s’inspire de l’onduleur de la Tesla modèle S, qui utilise des IGBT TO247 [128]. Dans ce système, les TO247 sont brasés sur un circuit imprimé (PCB) qui assure la connexion électrique entre eux, ainsi qu’un busbar pour les parties DC et AC, lui-même soudé au PCB. On suppose que ces cellules sont disposées sur le même circuit imprimé, maintenues à une distance suffisante pour permettre un accès sans endommager les cellules voisines lors de la réparation d’un composant défectueux. Cette hypothèse s’aligne sur la proposition de cellules standard de conversion présentée dans la référence [120], facilitant les réparations individuelles des cellules.

La figure 6.1 (a) illustre le système modulaire avec la mise en parallèle de TO247. Les transistors de l’étage supérieur sont situés en haut, tandis que ceux de l’étage inférieur se trouvent en bas en position opposée. Les TO247 en parallèle sont disposés côte à côte. De plus, la partie d’adaptation du busbar, qui assure la connexion électrique entre les puces comprend à la fois le busbar et le PCB, où à la fois le busbar et les TO247 sont brasés sur ce PCB. Pour rappel dans un module intégré le DCB assure cette fonction. L’idée de l’unité de remplacement UR présenté chapitre 5 est reprise ici, La figure 6.1 (b) présente l’UR de ce système, c’est-à-dire un TO247 (intégrant une puce IGBT et une diode) avec sa section de PCB et de busbar.

Afin de quantifier les impacts à la fabrication du système modulaire en fonction des variables d’optimisation, il convient de calculer les IE à la fabrication pour une UR en fonction du calibre courant et de la tension. Ensuite, il suffit de sommer les IE de chaque UR, sachant que les UR ont les mêmes IE cela revient à multiplier par six fois le nombre de composants en parallèle, comme illustré dans l’équation 6.2 avec  $IE_f^{(e)}$  les IE à la fabrication du système complet et  $IE_{f,UR_i}^{(e)}$  les IE à la fabrication de l’UR  $i$ .

$$IE_f^{(e)}(I_k, V_k, N_k) = \sum_{i=1}^{6N_k} IE_{f,UR_i}^{(e)}(I_k, V_k) = IE_{f,UR_i}^{(e)}(I_k, V_k) \cdot 6 \cdot N_k \quad (6.2)$$

Dans le but d’obtenir les IE à la fabrication pour une UR en fonction du calibre courant et de la tension, il est impératif de réaliser l’inventaire de la fabrication.

### 6.1.1.2 . Inventaire à la fabrication de l’unité de remplacement de l’IGBT modulaire

La création de l’inventaire avec tous les matériaux et les efforts de production est basé sur le modèle Chalmers, comme expliqué dans le chapitre 2. L’objectif de cette section est donc de réaliser

l'inventaire d'une UR équipée d'un composant TO247 afin de calculer ses IE, tout en suivant la méthodologie de Chalmers. Ceci permettra ensuite de comparer les deux technologies, à savoir la cellule de conversion modulaire avec des composants discrets et la solution intégrée avec un module de puissance.

Les composants discrets ont des boîtiers génériques partagés entre différentes marques. Pour la gamme de puissance choisie, un boîtier courant est le TO247 (voir la figure 6.2).

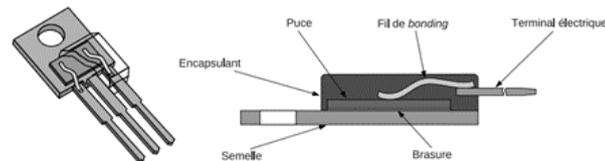


Figure 6.2 - Package TO247 [109].

Un IGBT avec boîtier TO247 est composé :

- Transistor de puissance (ici IGBT)
- Possiblement une diode
- Fils de bonding
- De l'encapsulant
- De la brasure et de la semelle qui a pour extension les terminaux électriques

Pour la fabrication du système, plusieurs étapes se succèdent [129], comprenant la fabrication individuelle de toutes les sous-parties. Ensuite, la brasure des puces, le nettoyage, le placement des fils de bonding, l'encapsulation, l'électroplaquage des terminaux, le processus "DTFS" (pour Deflash/ Trim/ Form/ Singulation) qui consiste à donner la forme finale au produit et enfin, le marquage.

Le récapitulatif complet de l'inventaire de fabrication de l'UR modulaire est présenté dans l'annexe D. Seules les parties du tableau, nouvelles par rapport au modèle Chalmers sont explicitement présentés dans ce chapitre.

### 6.1.1.3 .Cadre

Le cadre ne varie pas en fonction des calibres, car l'emballage est générique pour les TO247. Les divers matériaux utilisés pour le cadre sont déterminés à partir de l'inventaire du boîtier TO247 [130]. Le boîtier de ce type de composant est réalisé par "Encapsulation Molding Compound (EMC)", utilisant une résine époxy, un durcisseur et des additifs. De manière similaire à Chalmers, le TO247 est considéré comme moulé, lié directement au process "injection moulding" de Ecoinvent. Le tableau 6.2 présente le flux pour fabriquer le cadre.

### 6.1.1.4 .Semelle

Les composants discrets sont produits en grande quantité, l'une de leurs caractéristiques visant à accélérer la production est que tous les composants ont une semelle attachée ensemble, comme illustrée dans la figure 6.3.

## 6.1. Formulation de l'éco-optimisation du système modulaire

Table 6.2. Flux du process fabrication du cadre.

Partie	Unité	Valeur	Flux Ecoinvent	Ref
Dioxyde de silicium	mg	1659	Silica sand	[130]
Résine époxy	mg	249	epoxy resin, liquid	[130]
Phénoplaste	mg	145	phenolic resin	[130]
Noir de carbone	mg	21	carbon black	[130]
Moulage par injection	mg	2073.95	Injection moulding	Chalmers



Figure 6.3 – Semelle TO247 en série.

L'inventaire du package du TO247 [130] nous fournit des indications sur la composition de la semelle, comprenant du cuivre, du fer et du phosphore.

Selon le modèle Chalmers, la fabrication de la semelle se fait à partir de feuilles de cuivre enroulées de différentes épaisseurs et largeurs, qui sont ensuite usinées pour obtenir la forme souhaitée par découpe, poinçonnage ou perçage. Le processus de fabrication des feuilles implique le laminage à chaud et le laminage à froid. Ces deux procédés comprennent plusieurs étapes où le chauffage, le laminage entre de grands cylindres et les traitements de surface chimiques et mécaniques sont combinés et répétés dans différentes configurations. L'épaisseur de la tôle est déterminée par le nombre d'opérations de laminage à froid. De manière similaire à Chalmers, pour la construction de la semelle, ces différentes étapes sont modélisées dans Ecoinvent avec les processus "sheet rolling, copper" et "metal working, average for copper product manufacturing". Le tableau 6.3 présente le flux pour fabriquer la semelle.

Table 6.3. Flux du process fabrication de la semelle.

Partie	Unité	Valeur	Flux Ecoinvent	Ref
Cuivre	mg	3993.05	Copper	[130]
Fer	mg	6	Cast iron	[130]
Phosphore	mg	1.6	phosphorus, white, liquid	[130]
Laminage de tôles en cuivre	mg	4000.65	sheet rolling, copper	Chalmers
Fonctionnement moyen de la machine à cuivre	mg	4000.65	Metal working, average for copper product manufacturing	Chalmers

### 6.1.1.5 .Puces

Le modèle Chalmers utilise le processus d'Ecoinvent appelé "wafer production, fabricated, for integrated circuit" pour évaluer les IE des puces de puissance. Cela englobe à la fois les puces IGBT et les diodes, prenant en compte la surface totale de toutes les puces en entrée. La taille des puces quant à elle est dépendante du calibre courant et du calibre tension [131]. Divers IGBT TO247 de différentes

capacités de courant et tensions nominales sont pris en considération [132] afin de modéliser la variation de la surface en fonction des calibres. Les données utilisées sont récapitulées dans le tableau 6.4.

Table 6.4. Évolution de la surface de la puce pour différents calibres tension et courant [132].

Composant	Vce (V)	Ic (A)	Surface de la puce (mm <sup>2</sup> )	Surface de la puce d'après modèle (mm <sup>2</sup> )	Différence (%)
IKA15N65ET6	650	21	6.53	8.736	25%
IGW40N65F5A	650	46	12.96	19.136	32%
AFGHL50T65SQ	650	50	15.13	20.8	27%
RGTV00TS65	650	50	20.61	20.8	1%
STGWA50M65DF2	650	50	27.34	20.8	31%
STGWA50HP65FB2	650	53	15.79	22.048	28%
STGWA100H65DFB2	650	91	30.37	37.856	20%
NGTB25N120FL2WAG	1200	25	19.34	19.2	1%
FGW40XS120C	1200	40	22.75	30.72	26%
STGW40M120DF3	1200	40	40.74	30.72	33%
IKQ75N120CS6	1200	75	68.91	57.6	20%
AUIRG4PH50S	1200	81	75.69	62.208	22%

Selon les données du tableau 6.4, une régression linéaire est suggérée. L'équation 6.3 exprime l'évolution de la surface de la puce en fonction du calibre courant et de la tension. Le tableau 6.4 présente la variation des surfaces des puces IGBT par rapport au modèle.

$$\text{Surface IGBT}(I_k, V_k) = 0.00064 \cdot I_k \cdot V_k \quad (6.3)$$

Il reste à déterminer la surface des diodes en parallèle en fonction des calibres. Deux types de technologies existent : soit la diode est intégrée au composant, soit elle doit être ajoutée à l'extérieur avec un autre composant discret. Dans un souci de minimiser le besoin en matériaux, une diode interne au composant est sélectionnée. Selon [129], il semble que la diode peut être considérée comme occupant environ la moitié de la surface de la puce IGBT. C'est pourquoi la taille totale des puces IGBT avec les diodes est modélisée en fonction du calibre courant et tension comme suit :

$$\text{Surface puces}(I_k, V_k) = 0.00064 \cdot I_k \cdot V_k \cdot 1.5 \quad (6.4)$$

Le tableau 6.5 récapitule les étapes du processus de fabrication de la puce.

Table 6.5. Flux du process fabrication puces IGBT et diodes.

Partie	Unité	Valeur	Flux Ecoinvent	Ref
Puces	mm <sup>2</sup>	$0.00064 \cdot I_k \cdot V_k \cdot 1.5$	wafer production, fabricated, for integrated circuit	Chalmers

### 6.1.1.6 .Interface thermique

Généralement, les composants discrets ne sont pas isolés électriquement. Il est donc nécessaire d'ajouter une interface thermique, dont l'objectif est d'assurer l'isolation électrique tout en favorisant la conduction thermique. Bien qu'il existe des composants capables de fournir l'isolation électrique, avec par exemple l'utilisation du DBC, le choix a été fait ici de ne pas avoir d'isolation interne [133]. Ainsi, il est crucial de prendre en compte une interface thermique (TIM).

La littérature mentionne divers types et formes de TIM, tels que les feuilles ou les caches, avec différentes structures, certaines renforcées et d'autres non [134]. Pour cette étude, le choix s'est porté sur une structure classique de feuille en silicone. Les dimensions du TIM sont de 21 mm \* 24 mm \* 0.3 mm [134], et sa densité est de 1.7 g/cm<sup>3</sup> [135], ce qui donne une masse de 257 mg. Le tableau 6.6 présente le processus de fabrication de l'interface thermique.

Table 6.6. Flux du process TIM.

Partie	Unité	Valeur	Flux Ecoinvent	Ref
Silicone	mg	257	Silicon product	[134, 135]

### 6.1.1.7 . Brasure de la puce

L'une des dernières étapes de la fabrication du composant de puissance est la brasure de la puce sur la semelle. Selon la définition de Chalmers, la brasure par refusion s'effectue dans un four utilisant de l'azote comme gaz d'écoulement. L'aire de brasure du composant est estimée comme étant celle de toute la semelle, incluant celle des puces. Même si les pâtes de la semelle ne participent pas à la brasure, elles ne peuvent pas être séparées du reste lors des phases de nettoyage et de brasure.

La masse totale de la pâte à braser est obtenue à partir de [130], elle est évaluée à 14.32 mg. Pour le placement des puces, les éléments sont manipulés avec une machine de type « pick and place ». Tout comme dans l'étude de Chalmers, l'énergie utilisée pour cette opération ne sera pas prise en compte dans cette étude en raison de sa négligeabilité.

### 6.1.1.8 . DTFS et marquage

Le DTFS signifie "Deflash/Trim/Form/Singulation", ce sont les dernières étapes qui donnent la forme au produit final :

- Deflash : enlever trop-plein d'encapsulation.
- Trim : coupe des barres qui court-circuitent les fils entre eux.
- Form : la mise en forme des fils dans la forme et la position correctes.
- Singulation : la découpe des barres d'attache qui fixent les unités individuelles au châssis, ce qui entraîne la séparation individuelle de chaque unité du châssis.

L'énergie associée au DTFS est considérée comme négligeable lorsqu'on la rapporte au nombre de composants fabriqués [136]. De même, le marquage est également négligé, tout comme dans le modèle de Chalmers.

### 6.1.1.9 . Fils de bonding

Lors du dimensionnement des fils de bonding, il est crucial de prendre en compte leur nombre, car chaque fil a une limite de courant à ne pas dépasser (500  $\mu$ m, 10 A [137]).

Dans l'étude Chalmers, le matériau utilisé pour les fils de bonding est le cuivre, sélectionné grâce à l'existence de données spécifique, bien qu'il soit plus généralement en aluminium. La masse allouée aux fils de bonding provient d'une estimation géométrique, avec 5% de la masse totale du cuivre attribuée aux fils de bonding. Ici, la masse de cuivre nécessaire pour les fils de bonding est calculée géométriquement. Un fil de bonding a une épaisseur de 300  $\mu$ m et une longueur de 22 mm [137]. La masse volumique du cuivre étant de 8,96 g/cm<sup>3</sup>, cela donne une masse de 14 mg pour un fil.

Selon l'étude [129], le nombre de fils de bonding dépend des TO247, allant de 2 à 8 et semblent augmenter en fonction du calibre courant. Cependant, pour simplifier, le nombre de fils de bonding est constant et égal à 8. La masse totale des fils de bonding est alors de 112 mg.

Pour la production des fils de bonding, Chalmers définit que la fabrication commence par la production d'un fil par laminage, similaire au processus de laminage des feuilles, suivi d'une coupe. Ensuite, le fil est tiré à plusieurs reprises à travers des filières de tréfilage pour réduire sa section transversale à la taille souhaitée. L'activité d'Ecoinvent choisie pour modéliser est "Wire drawing, copper". Cette activité englobe à la fois le laminage du cuivre en barres et le tréfilage en fils.

L'installation des fils de bonding est réalisée par collage ultrasons, une technique de microsoudure par friction basée sur les ultrasons. Chalmers fournit une estimation de la surface occupée par les fils de bonding du module de puissance par rapport à la surface totale des puces. Sur cette base, les caractéristiques énergétiques d'une machine sont développées, ce qui donne une consommation énergétique de 0,02 kWh/cm<sup>2</sup>.

Dans cette étude, la même activité et le même calcul d'énergie que Chalmers sont sélectionnés pour les efforts de production. Le tableau 6.7 présente le processus pour les fils de bonding.

Table 6.7. Flux du process fils de bonding.

Partie	Unité	Valeur	Flux Ecoinvent	Ref
Cuivre	mg	112	Copper	[129, 137]
Fabrication	mg	112	Wire drawing, copper	Chalmers
Collage ultrasons	kWh	0.02kWh/cm <sup>2</sup> *Surface puces	Electricity	Chalmers

#### 6.1.1.10 . Electroplacage

Toutes les parties en cuivre sont sujettes à la corrosion, l'électroplacage du cuivre avec du nickel est utilisé pour prévenir ce phénomène. L'électroplacage est le processus qui utilise l'électrodéposition pour recouvrir un objet d'une couche de métal. L'étude de Chalmers consacre une sous-partie entière à l'électroplacage, et la section traitant du placage du nickel sur les parties en cuivre sera exploitée dans cette étude. Pour réutiliser les données du modèle Chalmers il faut connaître la masse de nickel à utiliser et le volume de la semelle où a lieu le placage. Selon [129], le volume de la semelle est de 300 mm<sup>2</sup>, soit 0,0003 m<sup>2</sup>. Une épaisseur de 3 μm de nickel est définie pour la semelle, l'efficacité du bain est de 95% (d'après Chalmers). La masse de nickel nécessaire est calculée géométriquement en utilisant le volume de la semelle. La masse de nickel requise pour recouvrir les parties en cuivre est de 0,0085 g, soit 8,5e-6 kg.

#### 6.1.1.11 . Adaptation busbar

Une des distinctions entre le module de puissance non modulaire et modulaire réside dans la connexion électrique entre les puces et le reste du système. Pour le module de puissance intégré, contrairement au modulaire, les connexions entre les puces se font à l'intérieur grâce au DCB. Il est donc crucial de prendre en compte cette différence pour le système modulaire. L'hypothèse est faite que les connexions à l'extérieur du module (l'arrivée du bus DC et la sortie des 3 phases) demandent une longueur similaire pour les cas modulaire et intégré.

Dans le cas modulaire, il a été décidé de calculer géométriquement la connexion manquante. Bien évidemment, la conception peut prendre diverses formes. Comme mentionné précédemment,

## 6.1. Formulation de l'éco-optimisation du système modulaire

l'exemple de la Tesla modèle S, qui fonctionne également avec des IGBT TO247, a été retenu [128]. Les TO247 (face à face) sont brasés à un PCB qui s'occupe de faire la connexion électrique entre eux, avec un busbar pour la partie DC et AC soudé à ce PCB. Pour rappel, le système est représenté sur la figure 6.1 (a) et (b). Pour déterminer la taille du PCB de l'UR, l'hypothèse est faite que la largeur du PCB est celle du TO247 et que la longueur est celle des terminaux du TO247. La largeur d'un TO247 est de 15,9 mm et la longueur des terminaux est de 21,5 mm. La taille du PCB est donc de  $15,9 \times 21,5 = 341,85 \text{ mm}^2 = 0,00034 \text{ m}^2$ .

De plus, il faut connecter le busbar côté DC et AC. Le busbar est déjà défini par Chalmers de façon géométrique pour permettre toutes les connexions nécessaires. Comme précédemment mentionné, l'hypothèse est faite qu'il manque dans le busbar de l'onduleur modulaire la partie connexion entre les TO247. Il suffit alors de calculer la longueur à ajouter au busbar classique. La taille du busbar pour un UR est divisée en deux car les TO247 sont face à face, il se partage le coût du busbar. Côté DC, il y a deux connecteurs, la longueur équivaut à la largeur d'un TO247  $\times 2 \times 1/2 = 15,9 \times 2 \times 1/2 = 15,9 \text{ mm}$ . Côté AC, la largeur d'un TO247  $\times 3 \times 1/2 = 23,85 \text{ mm}$ . La valeur de la section du busbar est modélisée par le modèle Chalmers.

Les différents terminaux du busbar et des TO247 sont soudés au PCB. Pour calculer la masse de pâte à souder nécessaire, la formule suivante est utilisée [138] :

$$V_{\text{pâte à souder}} = 2(0.35h + 2 \times 0.215r^2 2\pi(0.2234r + a)) \quad (6.5)$$

Avec  $h = 1.6 \text{ mm}$  (épaisseur typique de PCB),  $a = 1.2 \text{ mm}$  (rayon pâte TO247), et  $r = 0.3 \text{ mm}$ ,

cela donne un volume égal à  $0.0017 \text{ cm}^3$ . La pâte de brasure Sn95.5Ag3.9Cu0.6 (Ecoinvent) est utilisée (sélectionnée par Chalmers), la densité est égale à  $7.39 \text{ g/cm}^3$  [139]. Donc la masse est de  $0.012563 \text{ g}$ . Le nombre de trous est estimé à 5 par TO247 (3 terminaux TO247 + 2 pattes du busbar). Le total de masse de pâte à souder est alors de  $0.012563 \text{ g} \times 5 = 0.063 \text{ g}$ . Comme décrit par Infineon [140], les composants traversants sont prévus pour être brasés par vague ou brasage à vague sélective. Le brasage à vague sélective est sélectionné, similaire au modèle Chalmers, directement lié à la taille du PCB.

Table 6.8. Flux du process adaptation busbar.

Partie	Unité	Valeur	Flux Ecoinvent	Ref
DC conducteur, ajout longueur	m	0.0159		Calcul géométrique
AC conducteur, ajout longueur	m	0.0238		Calcul géométrique
PCB	mm <sup>2</sup>	341.85	PWB, for surface mounting, Pb free surface	Calcul géométrique
Pâte à souder	g	0.063	Solder, paste, Sn95.5Ag3.9Cu0.6	[138]

### 6.1.1.12 .Modèle paramétrique à la fabrication d'une unité de remplacement IGBT modulaire

À partir de l'inventaire à la fabrication, un modèle des IE à la fabrication en fonction du calibre en courant et du calibre en tension est élaboré.

La méthode ACV est utilisée pour déterminer les IE à la fabrication de l'UR IGBT modulaire. La figure 6.4 présente les IE à la fabrication pour une UR IGBT modulaire avec un calibre de courant de

60A et un calibre de tension de 650V. Deux hotspots émergent : La puce IGBT (avec diode), qui demeure prédominante, similaire au module de puissance présenté chapitre 2 et l'adaptation du busbar.

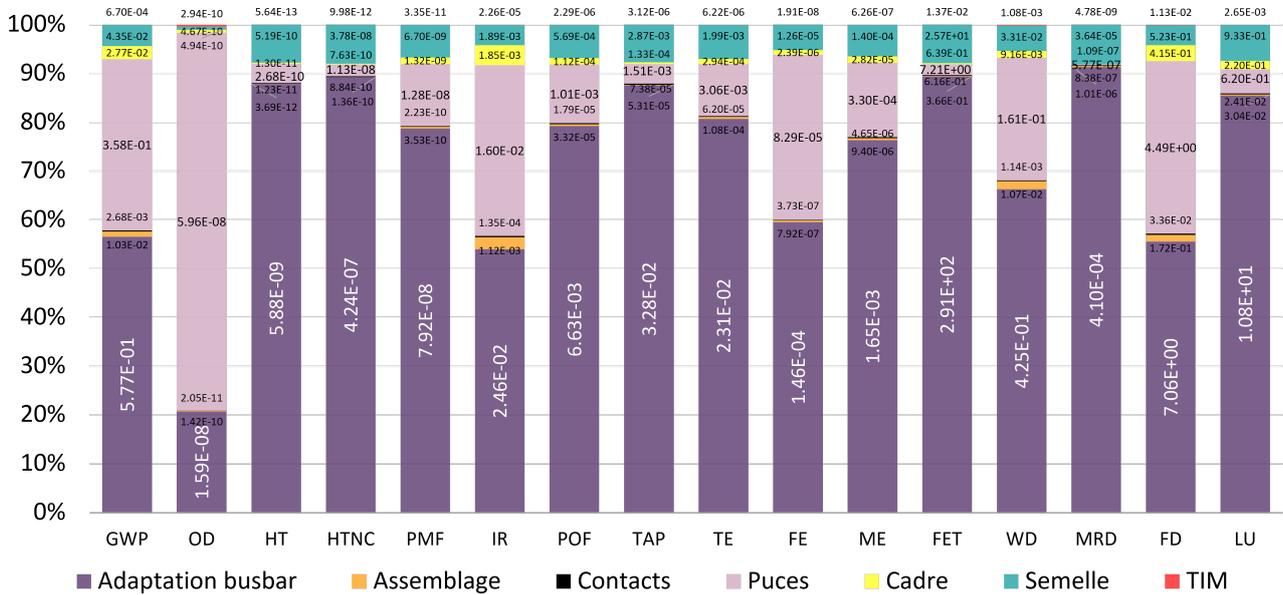


Figure 6.4 – IE à la fabrication de l'UR IGBT modulaire de calibre courant 60A et de calibre tension 650V.

La figure 6.5 illustre la variation de chaque IE pour différents calibres de tension et de courant de l'UR modulaire. À partir de cette représentation, un modèle des IE à la fabrication peut être établi en fonction des divers calibres. Ce modèle prend la forme décrite par l'équation 6.6, avec les paramètres spécifiés dans le tableau 6.9. Dans le chapitre 2, lors de la quantification des IE associés à la fabrication du module de puissance 2.8, nous avons constaté que l'IE majeur (MRD) n'était pas principalement attribuable à la puce, mais plutôt à la semelle. De manière similaire, dans le cas de la solution modulaire, l'IE majeur reste relativement indépendant des calibres, car la puce a un impact minime.

Table 6.9. Paramètre du modèle d'IE à la fabrication pour l'UR modulaire.

	GWP	OD	HT	HTNC	PMF	IR	POF	TAP
a	6.6E-01	1.7E-08	6.4E-09	4.6E-07	8.8E-08	3.0E-02	7.4E-03	3.6E-02
b	2.8E-05	4.6E-12	2.1E-14	8.7E-13	9.9E-13	1.2E-06	7.8E-08	1.2E-07
c	4.0E-09	6.7E-16	3.0E-18	1.3E-16	1.4E-16	1.8E-10	1.1E-11	1.7E-11
	TE	FE	ME	FET	WD	MRD	FD	LU
a	2.6E-02	1.6E-04	1.8E-03	3.2E+02	4.8E-01	4.5E-04	8.2E+00	1.2E+01
b	2.4E-07	6.4E-09	2.5E-08	5.6E-04	1.2E-05	4.5E-11	3.5E-04	4.8E-05
c	3.5E-11	9.3E-13	3.7E-12	8.2E-08	1.8E-09	6.5E-15	5.1E-08	7.0E-09

$$IE_f^{(e)} = (b \cdot V_k + c)I_k + a \quad (6.6)$$

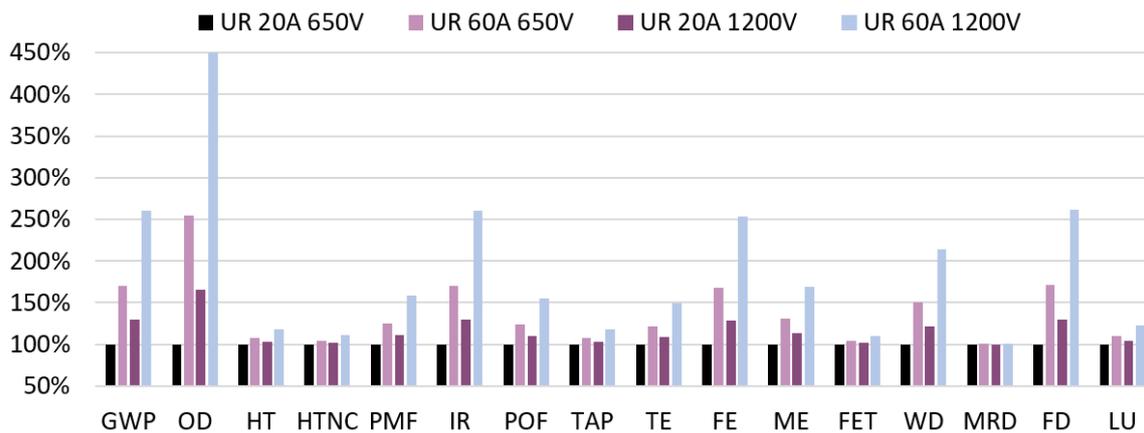


Figure 6.5 – Variation IE pour différents calibres de tension et de courant de l'UR modulaire.

### 6.1.2 . Modèle paramétrique à l'utilisation, au remplacement et implémentation du diagnostic

Il est fait l'hypothèse que les autres modèles sont similaires à celui du module de puissance, comme décrit au chapitre 4, mis à part l'ajout du TR. Cela implique que les modèles d'optimisation des impacts environnementaux à l'utilisation et au remplacement (associés aux défauts liés à la vieillesse) sont également similaires. Plus précisément, cela signifie que les pertes, le modèle thermique et le modèle de durée de vie demeurent inchangés.

- $IE_u^{(e)}(I_k, V_k)$  : similaire au chapitre 4

Ce qui diffère, c'est le nombre de puces en parallèle, qui affecte la répartition des courants pendant le fonctionnement. Les IGBT partagent équitablement les différents courants, influençant ainsi l'échauffement des systèmes et par conséquent leur durée de vie. Plus il y a de puces en parallèle, plus la durée de vie du système est prolongée à calibre identique. L'équation 6.7 présente le modèle paramétrique à l'utilisation de toute la cellule de conversion.

$$IE_u^{(e)}(I_k, V_k, N_k) = \sum_{i=1}^{6N_k} IE_{u,UR_i}^{(e)}(I_k, V_k) \quad (6.7)$$

- $IE_r^{(e)}(I_k, V_k)$  : référence au chapitre 5

Pour rappel au chapitre 5 il est présenté une modification au modèle de remplacement par rapport au chapitre 4, où le TR est ajouté pour représenter la précision du diagnostic. Un  $TR = 100\%$  correspond à un diagnostic peu précis, qui ne fournit aucune information lorsqu'un défaut survient, entraînant ainsi le remplacement de tout le système. Par contre, un  $TR = 10\%$  représente un diagnostic plus précis où seulement 10% du système est remplacé. L'équation 5.2 chapitre 5 illustre l'évolution du modèle des IE au remplacement en tenant compte du taux de remplacement. L'équation 6.8 présente le modèle paramétrique au remplacement de toute la cellule de conversion.

$$IE_r^{(e)}(I_k, V_k, N_k) = \sum_{i=1}^{6N_k} IE_{r,UR_i}^{(e)}(I_k, V_k) \quad (6.8)$$

## 6.2 . Résultat de la solution modulaire et diagnosticable

Il est rappelé deux notations utilisées :

- **Optimum CV** : Correspond au point qui minimise les IE sur tout le cycle de vie (CV).
- **Optimum  $\eta$**  : Correspond au point qui minimise les pertes en fonctionnement, le terme optimum sur cycle de fonctionnement peut aussi être employé.

La figure 6.7 présente l'évolution de 16 IE en fonction du calibre courant et du nombre de composants en parallèle pour un IGBT équivalent, avec une tension de 450V. Cette tension spécifique est sélectionnée pour être conforme au chapitre 4, où minimiser les IE implique de réduire le calibre tension, tout en respectant la tension minimale nécessaire pour l'application afin d'éviter l'avalanche, ici fixée à 450V, tout en étant bien conscient qu'en pratique, la tenue en tension devra être supérieure à cette valeur ne serait ce qu'à cause des surtensions apparaissant à chaque commutation de blocage.

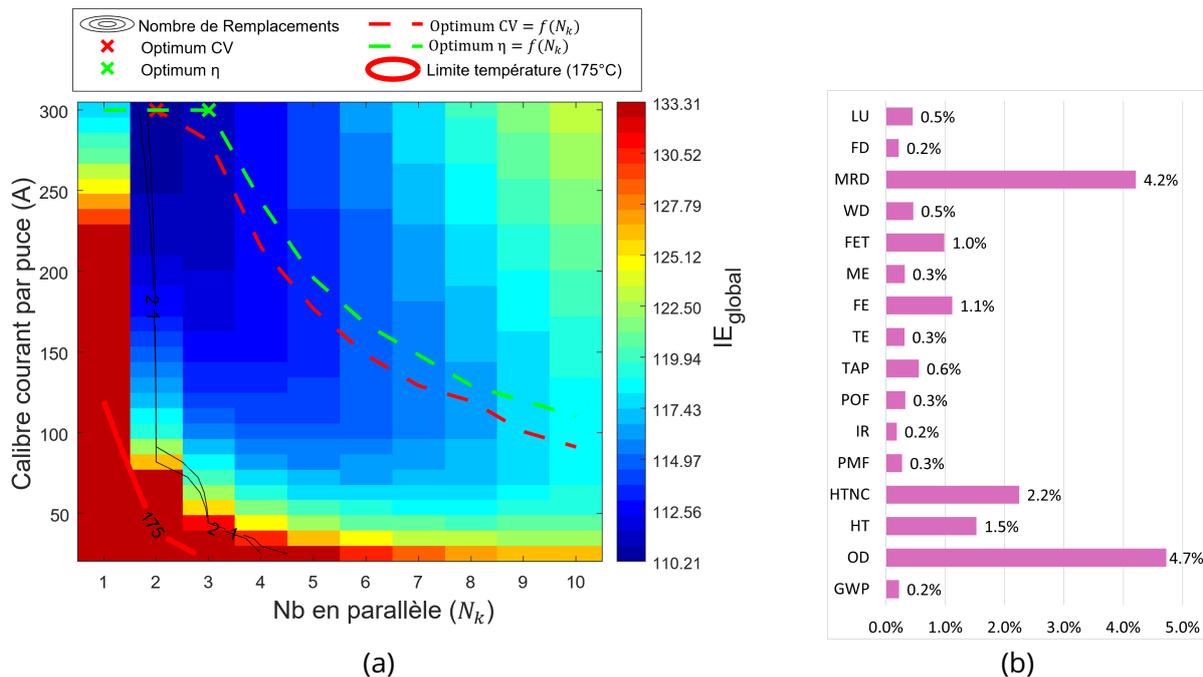


Figure 6.6 – (a) Variation de IE global en fonction du nombre de puces en parallèle et du calibre courant pour un calibre tension de 450V; (b) Gain environnemental de la solution éco-optimisée sur CV avec l'IE global ( $V_k = 450V$ ,  $I_k = 300A$ ,  $N_k = 2$ ) par rapport à la solution qui minimise les pertes en fonctionnement. Solution modulaire suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans

## 6.2. Résultat de la solution modulaire et diagnosticable

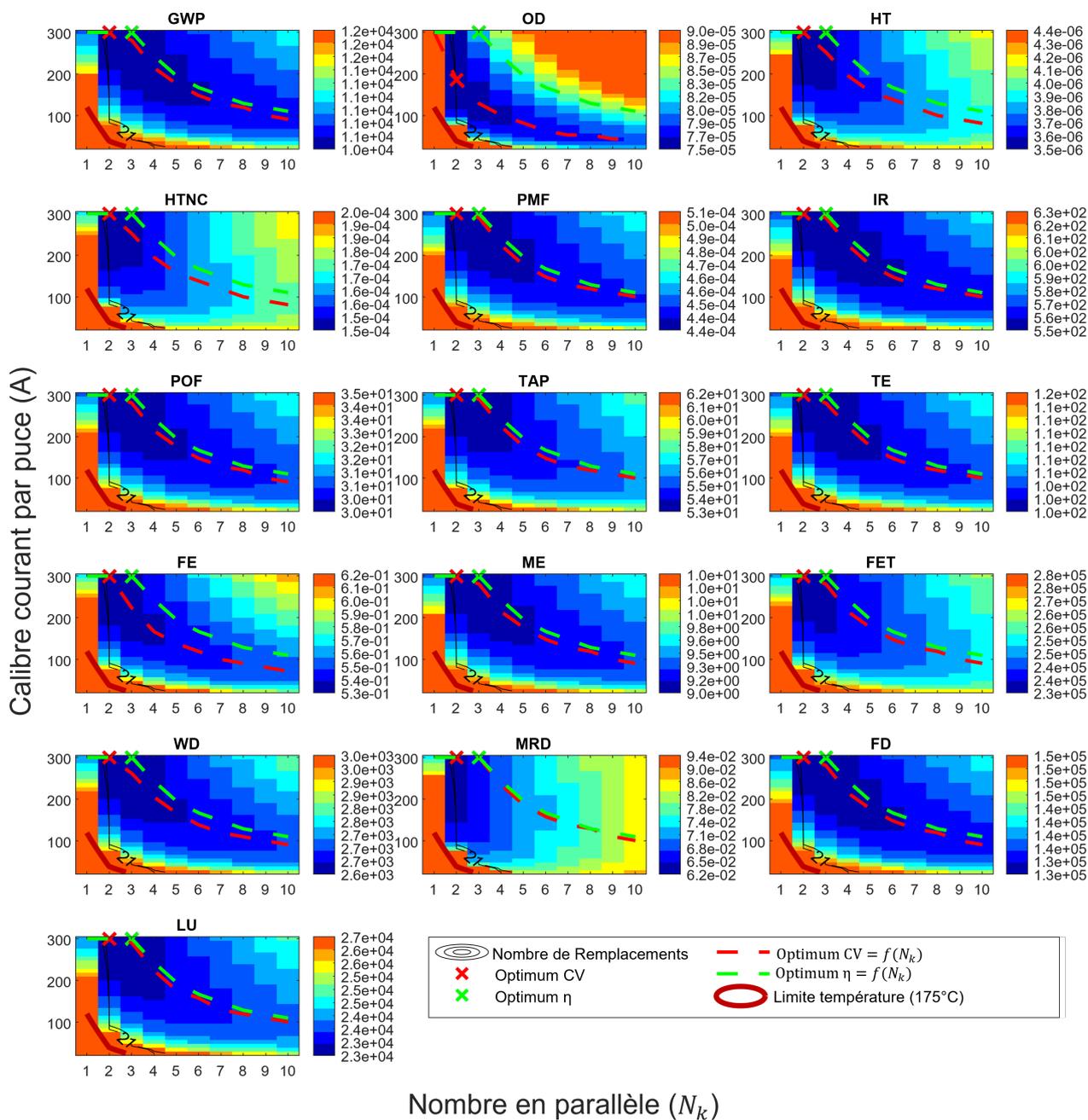


Figure 6.7 – Variation des IE en fonction du calibre courant et du nombre de puces en parallèle. Solution modulaire suivant un cycle de fonctionnement WLTP 666h/an, mix énergétique global sur une durée d'usage de 30 ans.

Les paramètres affichés incluent le nombre de remplacements (1 et 2) et la limite de température (175°C). Pour chaque impact, l'optimum d'IE total, correspondant au calibre courant et au nombre de puces en parallèle minimisant l'IE sur CV, est indiqué. De plus, l'optimum sur cycle de fonctionnement (CF), représentant les pertes minimales, est également présenté. Deux autres données sont fournies : l'optimum total d'IE et l'optimum de rendement maximal en fonction du nombre de puces en parallèle.

Il est important de noter que les résultats ne tiennent pas compte des défauts liés à la jeunesse ou à la vie utile. Pour rappel, le nombre de défauts pour ces périodes est constant car il n'est pas lié à l'évolution des différents calibres, et dans ce cas, la constante est fixée à zéro. De plus, le diagnostic n'est pas encore implémenté, ce qui est modélisé par un taux de remplacement de 100%.

En ce qui concerne le calibre courant, il existe un optimum pour la fabrication, l'utilisation et le remplacement. L'optimum CV est similaire pour tous les IE, avec un calibre courant de 300A et 2 composants en parallèle, sauf pour OD où l'optimum est à 186A, toujours avec 2 IGBT en parallèle. OD est l'impact le plus sensible à l'augmentation du calibre courant, comme vu figure 6.5.

L'optimum  $\eta$  correspond à 3 puces en parallèle et un calibre courant de 300A. Tant sur le cycle de vie que sur le cycle de fonctionnement, les optimums minimisent le nombre de remplacements, ici égal à zéro. Avec un seul composant, le nombre de défauts et donc de remplacements est trop élevé en raison des cycles de température excessifs, ce qui fait que l'optimum CV est à 2. Passer de 3 (optimum  $\eta$ ) à 2 (optimum CV) puces en parallèle, représente une réduction des IE 34% à la fabrication. Sur CV cela se traduit par une réduction d'impact allant jusqu'à 7% pour OD, 4% pour MRD, et 1-2% pour HT, HTNC, etc.

En fonction du nombre de puces en parallèle, le calibre courant optimal pour le cycle de fonctionnement diminue, ce qui reflète une réduction des coûts de fabrication. C'est pourquoi l'optimum du calibre courant sur le cycle de vie diminue également.

Pour orienter le choix du calibre, l'IE global (pondéré et normalisé) est pris en considération. La figure 6.6 (a) illustre la variation de cet indice en fonction du calibre courant et du nombre de puces en parallèle, pour une tension de calibre fixée à 450V. L'optimum CV est en accord avec les observations de la figure 6.7, avec un calibre courant de 300A et deux puces en parallèle. La figure 6.6 (b) présente les gains IE sur CV en choisissant cette solution éco-optimisée.

### 6.2.1 . Intégration de défauts période jeunesse et vie utile et du diagnostic

Les résultats exposés figure 6.7 et 6.6 ne tiennent pas compte de défauts liés aux phases de jeunesse et de vie utile, et ne présente pas de techniques de diagnostics, dans le cas d'un défaut, le système est entièrement remplacé (TR = 100%). Mais cela amène à la question suivante : Est-ce que l'incorporation de défaut jeunesse et vie utile et la prise en compte d'un diagnostic plus ou moins précis amène à une modification du choix de l'optimum CV?

Pour la suite, nous examinons l'impact, d'une part, de l'introduction de défauts en phase de jeunesse et de vie utile ( $E, R$ ) sur l'évolution du choix optimal et des IE, et d'autre part, de l'implémentation d'un diagnostic avec un taux de remplacement inférieur à 100%. Aussi uniquement MRD est présenté, car les tendances d'évolution des IE sont similaires; MRD subit bien entendu les plus grandes variations sur le CV. Cela permettra de comprendre facilement les implications des défauts en jeunesse et en vie utile, ainsi que du taux de remplacement.

La figure 6.8 (a) présente l'évolution de MRD pour la solution optimum CV, en fonction du nombre

## 6.2. Résultat de la solution modulaire et diagnosticable

de défauts  $E, R$  pour un taux de remplacement de 100% (remplacement intégral du système) et pour un TR de 10% (remplacement de 10% du système). Sachant que les résultats sont ceux de l'optimum CV le calibre  $I_k$  et le nombre de composants en parallèle  $N_k$  peut évoluer pour minimiser les IE sur CV

L'augmentation du nombre de défauts  $E, R$  agit comme un décalage sur les IE de manière linéaire. Entre 6 et 7 défauts  $E, R$ , les IE au moment du remplacement commencent à avoir un impact significatif, marquant ainsi un point de bascule où l'optimum en termes de calibre de courant diminue pour réduire le coût de fabrication. Ensuite, si le nombre de défauts continue d'augmenter, le nombre de composants en parallèle passe à 1 pour réduire davantage les coûts de fabrication, et l'augmentation des IE redevient linéaire. Les défauts en jeunesse et en vie utile n'altèrent pas l'optimum, sauf à partir d'un certain nombre (ici 6), où le coût du remplacement commence à prédominer par rapport aux autres coûts. Avec un taux de remplacement de 10%, le coût du remplacement est réduit, maintenant ainsi le même optimum sur le cycle de vie, pour un nombre de défauts allant de 1 à 10.

La figure 6.8 (b) illustre l'évolution des IE MRD pour la solution optimum CV, en fonction du taux de remplacement pour un nombre de défauts  $E, R$  égal à 3. Conformément au modèle des IE au moment du remplacement 6.1, il est logique d'observer une diminution linéaire des IE associée à l'optimum CV.

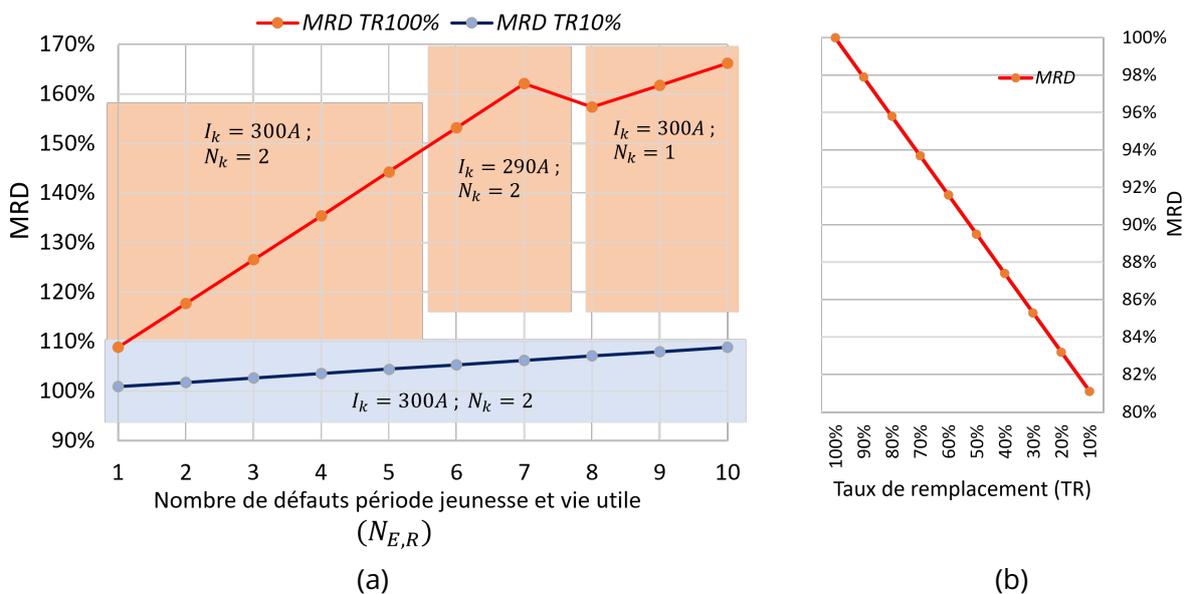


Figure 6.8 - (a) Evolution de MRD pour la solution optimum CV et fonction du nombre de défauts  $E, R$ , pour un TR de 100% et 10%, les zones présentent les valeurs des calibres  $I_k$  et  $N_k$  des optimums CV dans la zone; (b) Evolution de MRD et fonction du taux de remplacement TR, pour un nombre de défauts  $E, R$  de 3.

Les figures 6.8 (a) et (b) mettent alors en lumière que l'incorporation de défauts  $E, R$  n'entraîne pas de changement dans l'optimum sur le CV, sauf si le nombre de remplacements devient excessif. De même, l'intégration du diagnostic, via un taux de remplacement, ne modifie pas l'optimum sur le CV, il permet une réduction linéaire des IE sur CV.

### 6.2.2 . Comparaison intégré et modulaire avec ou sans diagnostic

Dans cette section finale, nous procéderons à une comparaison entre le système intégré présenté dans le chapitre 4 et le système modulaire exposé dans ce chapitre. Il convient de rappeler que le

système fonctionne selon le cycle de fonctionnement WLTP défini dans le chapitre 2.

La figure 6.9 illustre une comparaison des IE à la fabrication pour l'optimum CV du système modulaire et intégré, pour rappel les solutions optimales sont sélectionnées avec l'IE global. Il est crucial de noter que les optimums sont modélisés sans prendre en compte les défauts jeunesse et vie utile ( $E, R$ ), se concentrant uniquement sur les défauts liés à la vieillesse, les variations de température.

Tant pour le système intégré que pour le modulaire, les optimums ne conduisent à aucune défaillance, ce qui signifie qu'aucun remplacement n'est nécessaire. L'optimum sur le CV du système intégré correspond à un module de puissance de calibre courant de 580A et de calibre tension de 450V. En revanche, pour le système modulaire, comme discuté dans ce chapitre, l'optimum est constitué de 2 puces en parallèle, avec un calibre courant de 300A et une tension de 450V.

Pour la plupart des IE, la fabrication est plus coûteuse pour le système modulaire. Pour rappel les principaux points chauds lors de la fabrication sont les puces et la semelle pour le cas intégré et les puces et l'adaptation du busbar pour le cas modulaire. Dans le chapitre 2, le module de puissance est doté d'une semelle en cuivre de 500g et d'un DCB de 43g, avec une taille totale de puce de 9.6cm<sup>2</sup>. En revanche, un TO247 utilisé dans le système modulaire possède une semelle en cuivre de 4g et une taille de puce de 1.3cm<sup>2</sup> soit pour les 12 UR 48g de semelle et 15.6cm<sup>2</sup> de puce. Étant donné que la puce n'est pas un point chaud en termes de MRD, le système modulaire réduit l'impact environnemental, car il consomme moins de métaux.

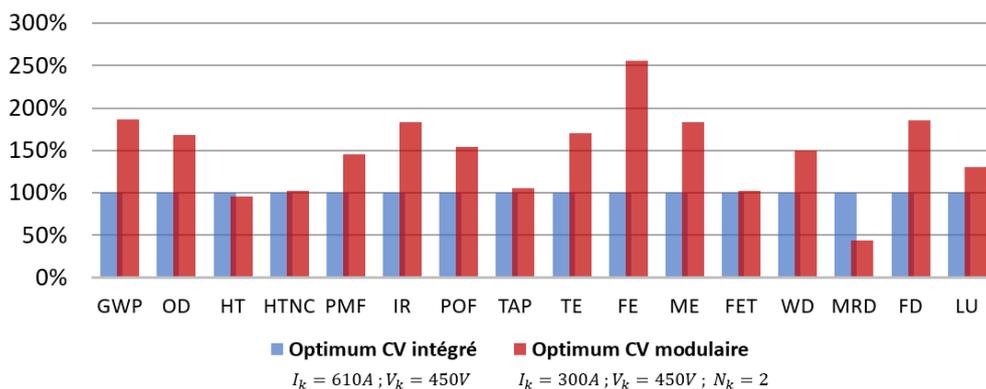


Figure 6.9 – Comparaison des IE à la fabrication ( $IE_f$ ) de l'optimum CV pour le système intégré et modulaire, sans diagnostic ( $TR = 100\%$ ) et sans défaut jeunesse et vie utile ( $N_{E,R} = 0$ ).

La figure 6.10 offre une comparaison des IE totaux sur CV sur une période de 30 ans pour l'optimum CV du système modulaire et intégré, le tout sans diagnostic ( $TR = 100\%$ ) et sans défaut jeunesse et vie utile ( $N_{E,R} = 0$ ). Elle met en évidence que, pour la plupart des IE, la solution intégrée semble plus avantageuse sur CV, car elle génère moins d'IE sur une période de 30 ans. Seul l'impact MRD est inférieur pour la solution modulaire, avec une réduction d'environ 8%. Car MRD est fortement touché par la fabrication et le système modulaire à des IE à la fabrication plus faibles.

Cependant, tirer une conclusion définitive sur laquelle des deux solutions est meilleure serait prématurée, car les avantages de la solution modulaire se manifestent principalement lorsqu'il est nécessaire de remplacer uniquement les composants défaillants tout en conservant le reste du système opérationnel. Dans les résultats présentés, où aucun défaut n'est pris en compte et aucun remplacement n'est effectué, les IE totaux à 30 ans sont dus à la fabrication et à l'utilisation. Il faudrait donc que

## 6.2. Résultat de la solution modulaire et diagnosticable

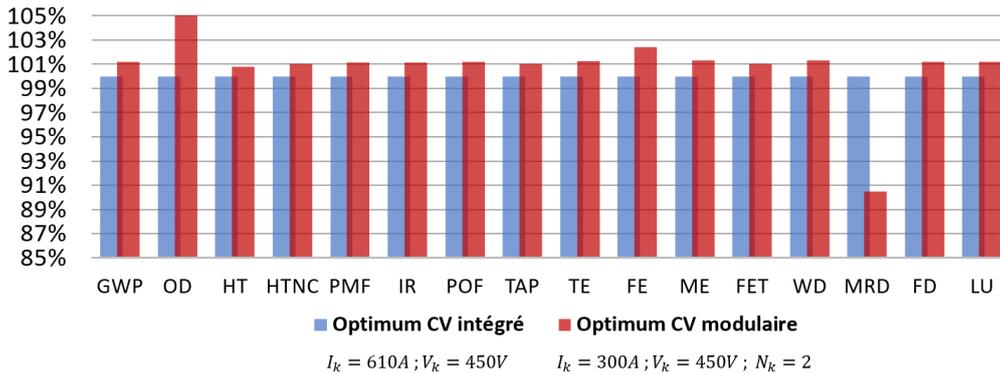


Figure 6.10 – Comparaison des IE sur CV ( $IE_{cv}$ ) à 30 ans de l'optimum CV pour le système intégré et modulaire. Pas de remplacement, sans diagnostic ( $TR = 100\%$ ) et sans défaut jeunesse et vie utile ( $N_{E,R} = 0$ ).

le système subisse des défaillances pour évaluer pleinement les avantages potentiels de la solution modulaire.

C'est pourquoi, dans la suite de l'étude, nous introduisons **trois défauts**  $E, R$  sur une durée d'utilisation de 30 ans. De plus, nous explorons l'aspect de la diagnosticabilité en comparant un TR de 100% avec un TR de 10%. Cette approche nous permettra de comparer les solutions optimales sur le CV du système intégré et du système modulaire, en tenant compte de différents niveaux de diagnosticabilité représentés par le taux de remplacement.

La figure 6.11 (a) présente une comparaison des optimums CV et  $\eta$ , pour les systèmes modulaire et intégré, à deux TR différents, 100% et 10% normalisés par rapport à l'optimum CV TR=100%. Et la (b) les gains environnementaux associés. Les valeurs du calibre courant ( $I_k$ ), du calibre tension ( $V_k$ ), et du nombre de puces en parallèle ( $N_k$ , pour le système modulaire) sont également présentées.

Tout d'abord, le passage de l'optimum CV du cas intégré (référence) à l'optimum  $\eta$  du même cas, dégrade tous les IE, avec des diminutions de -4.6% et -6.3% pour HT et HTNC, -19.2% pour MRD, etc. Ainsi, il est avantageux du point de vue environnemental de dimensionner une solution intégrée en tenant compte de critères environnementaux, comme décrit au chapitre 4. Les optimums intégrés  $\eta$  et CV avec un TR de 10% ne sont pas affichés, car les résultats sont similaires, le système n'étant pas séparable.

Ensuite, le passage à la modularité ne garantit pas nécessairement un gain environnemental. Dans certains cas, les résultats sont moins favorables, notamment sans diagnostic avec un TR de 100%, que ce soit pour les systèmes modulaire ou intégré. En effet, l'optimum  $\eta$  du système modulaire avec un TR de 100% aggrave les IE de OD de -32.6%, HT de -6.6%, FE de -11%, etc. Il s'agit du pire des cas possibles. L'optimum CV du système modulaire avec un TR de 100% permet une aggravation moindre, mais tout de même notable, de OD de -15%, FE de -6.4%, etc.

La mise en œuvre du diagnostic (modélisée avec un TR de 10%), couplée à la modularité est la solution qui minimise le plus les IE. Aussi, elle ne montre pas une grande différence entre le choix de la solution optimale sur CV ou sur CF. Néanmoins, la solution sur CV reste à privilégier pour réduire autant que possible les IE, avec des diminutions de 8.8% pour OD, 9.4% pour HTNC, etc.

Enfin, l'IE MRD est toujours minimisée par la solution modulaire, quel que soit l'optimum (CV ou CF)

et le TR. La réduction maximale est observée pour le système modulaire et diagnosticable optimisé sur le cycle de vie, avec une diminution de 38.7%.

Ainsi, la modularité permet une réduction environnementale significative lorsqu'elle est associée à la diagnosticabilité. Cependant, la modularité seule peut entraîner une augmentation globale de tous les IE si les IE à la fabrication sont supérieurs pour le système modulaire.

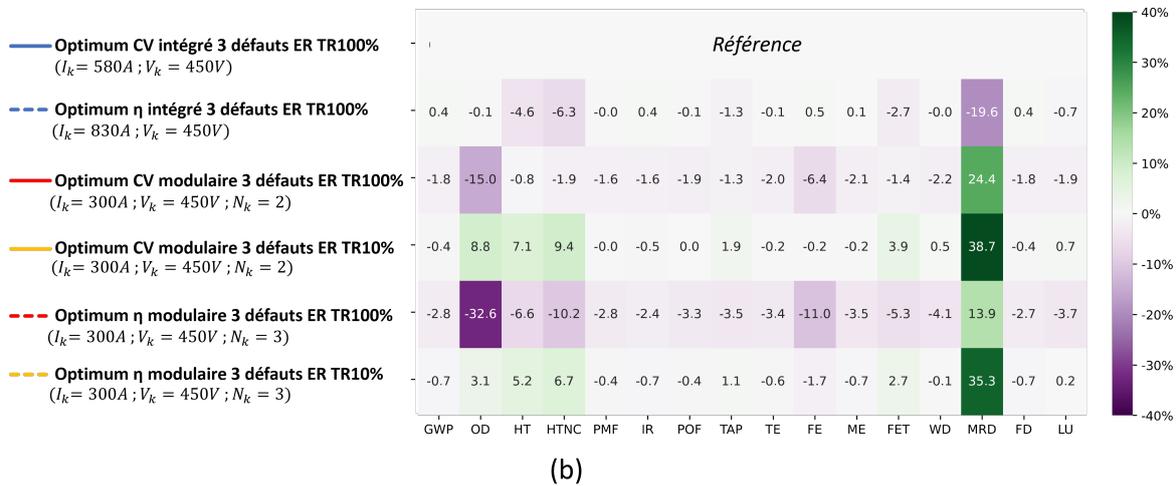
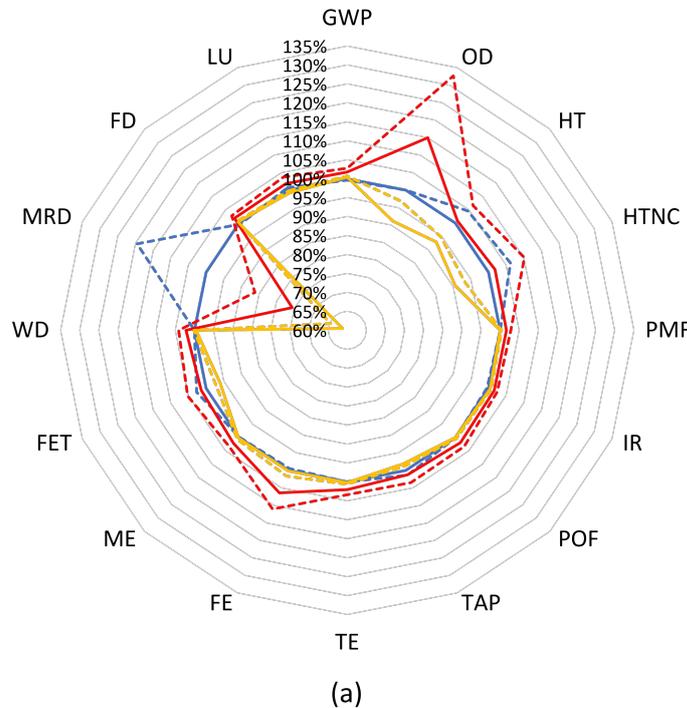


Figure 6.11 – (a) Comparaison des optimums CV et  $\eta$ , pour les systèmes modulaire et intégré, à deux TR différents, 100% et 10% normalisé par rapport à l'optimum CV TR=100%;(b) Gain environnemental des solutions en (a). Les solutions subissent trois défauts E, R et zéro défaut liés à la vieillesse.

### 6.3 . Conclusion

Le chapitre, dans la lignée du chapitre 4, examine une nouvelle approche de dimensionnement des systèmes d'EP avec pour objectif d'effectuer une éco-optimisation sur un système modulaire. Dans cette optique, un convertisseur est développé, mettant en jeu de l'intégration à partir de composants discrets. Les variables d'optimisation incluent le calibre du courant et de la tension, ainsi que le nombre de puces en parallèle.

Différents modèles ont été élaborés pour prendre en compte les variables d'optimisation ainsi que les IE à différentes étapes du cycle de vie, notamment la fabrication, l'utilisation et le remplacement. La prise en compte du remplacement permet également d'intégrer le diagnostic à partir du taux de remplacement, représentant le pourcentage de remplacement du système lors de l'apparition d'un défaut.

Les solutions optimales sont déterminées en tenant compte de l'IE global, qui intègre la pondération et la normalisation de tous les IE, comme présenté dans le chapitre 4. Les résultats obtenus indiquent que l'utilisation de la modularité ne conduit pas nécessairement à une réduction des IE sur le cycle de vie par rapport à une solution intégrée. En l'absence de diagnostic, tout le système est remplacé, qu'il soit modulaire ou intégré. La différence réside alors dans le coût du système complet à la fabrication. Notamment, notre modélisation du système modulaire pour l'optimum entraîne une augmentation de la plupart des IE à la fabrication.

La combinaison de la modularité et de la diagnosticabilité permet de réduire les IE sur le cycle de vie, car seule une partie du système est remplacée, contrairement à l'intégré qui est remplacé entièrement à chaque défaut. Bien évidemment, pour cela, il faut que le système subisse des défauts, car sans panne, la différence sur CV se fait avec les IE à la fabrication et au remplacement. Pour le système modulaire avec diagnostic, l'optimum sur le cycle de vie ou celui sur le cycle de fonctionnement permettent la réduction des IE sur le cycle de vie, même si cette réduction est maximisée pour le premier. Il y a alors à la fois un intérêt de mettre en place de la modularité et de la diagnosticabilité pour un système d'EP, mais aussi de chercher à dimensionner son système en fonction de critères environnementaux.

En outre, des conclusions similaires à celles du chapitre 4 fonctionnent. Par exemple, si le coût environnemental à la fabrication est modélisé de manière plus élevée, l'optimum pourrait être un calibre plus faible cherchant à réduire ce coût. De même, si les pertes sont plus élevées, l'optimum sur le cycle de vie se rapproche de celui en fonctionnement. L'ajout d'un coût de réparation par un opérateur incite à minimiser le nombre de remplacements. Enfin, pour un système peu utilisé, avec un cycle de fonctionnement peu contraignant ou un mix énergétique "décarboné", maximiser le rendement ne conduit pas nécessairement à une réduction des IE. Ces observations soulignent la nécessité de considérer la modularité et la diagnosticabilité pour la conception d'un convertisseur en EP ainsi que l'utilisation de critères environnementaux pour le dimensionnement. Cependant, des efforts supplémentaires sont nécessaires pour développer des modèles de plus en plus précis. Il est crucial d'intégrer par la suite l'aspect de l'incertitude afin de garantir que les solutions optimales ne se chevauchent pas. De plus, comme pour le Chapitre 4, il est important de compléter les données concernant la fin de vie, notamment les coûts de maintenance et les coûts liés aux déchets électroniques (DEEE). Cela suscitera probablement des discussions sur la gestion de l'efficacité énergétique des systèmes modulaires et la réduction des IE liés au remplacement et à la fin de vie.



# Chapitre 7

## Conclusion et perspectives

### 7.1 . Bilan du travail effectué

Dans le cadre de cette thèse de doctorat, nous avons exploré la question de la réduction de l’empreinte environnementale en électronique de puissance en exploitant la modularité et la diagnosticabilité. Cette démarche s’inscrit dans une prise de conscience globale des IE mondiaux, incitant chaque secteur de la société humaine à réfléchir aux actions possibles pour atténuer son impact. La modularité et la diagnosticabilité, en tant que solutions testées, s’inscrivent dans une transition de l’économie actuelle vers une économie circulaire, réduisant ainsi la production de déchets. Elles permettent de remplacer uniquement la partie défectueuse d’un système grâce à une localisation précise du défaut, conduisant à une diminution des déchets à long terme. Ces deux approches contribuent à réduire les IE, à condition qu’elles soient couplées. Cependant, l’impact lié aux pertes à l’utilisation reste un facteur important, il est alors crucial de ne pas dégrader le rendement global du système.

#### Contribution sur la quantification environnementale

Après avoir défini le contexte de notre problématique concernant la nécessité d’écoconception en EP, nous avons présenté dans le chapitre 2 l’ACV d’un onduleur de référence comme point de départ de cette thèse. Le choix de réaliser nous-mêmes l’évaluation environnementale de l’EP s’explique par la difficulté d’obtenir des données environnementales fiables, réutilisables, bien documentées et complètes dans ce domaine 1.2.1.6.

Nous avons défini un champ d’étude pour le cas de référence, avec son unité fonctionnelle 2.1, qui représente un onduleur standard actuellement utilisé sur un véhicule électrique de moyenne puissance. Sur le plan technique, la base de données Ecoinvent et la bibliothèque Python Brightway ont été sélectionnées pour cette étude. L’inventaire a été constitué à partir de différentes sources de données, comme indiqué dans la section 2.2. Pour la fabrication, nous avons utilisé des documents constructeurs, une étude de rétro-ingénierie et un inventaire évolutif issu de l’étude de Nordelöf (2017) de l’Université de Chalmers [50]. Cet inventaire de fabrication permet de mettre en lumière la complexité des processus associés à l’EP 1.1.2. La partie de l’inventaire liée à l’utilisation concerne les pertes en fonctionnement, et l’utilisation est modélisée grâce à un modèle de perte et un cycle de fonctionnement normalisé (WLTP) 2.2.2. Le recyclage ainsi que la fin de vie ont également été pris en compte. Les résultats ont montré que l’utilisation et la fabrication sont les deux phases ayant la plus grande charge environnementale, bien devant la fin de vie et le transport 2.3.1. Cependant, avec 16 IE, il peut être difficile de prendre des décisions. C’est pourquoi nous avons proposé une hiérarchisation des IE par rapport aux IE mondiaux, mettant en évidence que l’IE MRD est le plus significatif, cet IE étant principalement dominé par la fabrication 2.3.2.

En nous concentrant sur la fabrication, nous avons identifié différents *hotspots*, notamment le module de puissance (dominé par ses puces et sa semelle) et le boîtier en aluminium (2.3.3, 2.3.4).

Pour terminer, une critique des résultats est proposée à travers une analyse de sensibilité du mix

énergétique, qui montre que pour des mix énergétiques dits "décarbonnés", la part de la fabrication dans le cycle de vie est plus importante 2.4.2. Nous avons également réalisé une analyse d'incertitude et de sensibilité des données de sortie par rapport à celles d'entrée (2.4.3, 2.4.4).

### **Contribution sur la modélisation**

Dans le cadre de cette thèse, la première étape pour parvenir à la modélisation de la diagnosticabilité et de la modularité a été de traiter la question du remplacement des systèmes, et plus spécifiquement la gestion des défaillances. C'est pourquoi le chapitre 3 s'est focalisé sur l'intégration de la durée de vie et du remplacement dans l'évaluation environnementale, conduisant à la courbe en escalier illustrant l'évolution des IE en fonction du temps.

Initialement, les remplacements ont été abordés en se concentrant sur le vieillissement des systèmes à partir de modèles de durée de vie empiriques 3.1.2.1. Une approche basée sur ces modèles a été mise en œuvre, liant le modèle de perte à un modèle thermique et au modèle de durée de vie pour déterminer le temps de défaillance 3.1.2.2. Une surcouche probabiliste et la prise en compte des défaillances liées à la période de jeunesse et à la vie utile ont ensuite été ajoutées pour une modélisation plus complète des défaillances potentielles 3.1.3. Un premier cas d'étude, portant sur un module de puissance IGBT présent dans l'onduleur de référence, a permis de tester la méthode avec aussi une analyse de sensibilité 3.2. Le cas d'étude a révélé que la plupart des défaillances observées sont liées au vieillissement. Cependant, certaines études, telles que celle menée par Fischer et al. [32], indiquent que les défaillances ont tendance à se produire avant que le système ne s'use véritablement. Cette constatation souligne le manque de données représentatives pour les défaillances de jeunesse et de vie utile, mettant en évidence la nécessité d'études plus approfondies pour mieux comprendre la chronologie des défaillances 3.2.4.

L'analyse de sensibilité a également montré que le cycle de fonctionnement peut avoir un impact significatif sur les IE finaux, soulignant l'importance de quantifier les IE pour le cycle de fonctionnement spécifique au système étudié 3.2.3.2. De plus, il a été constaté que le coût d'un bon dimensionnement du refroidisseur pour éviter les défaillances liées au vieillissement augmentait que de manière négligeables les IE sur le cycle de vie 3.2.3.1. Ainsi, le vieillissement en cyclage thermique peut être évité sans dégrader les IE.

Dans le chapitre 5, nous avons proposé une amélioration de la méthode pour prendre en compte la modularité et la diagnosticabilité, en particulier le pourcentage du système remplacé lors de l'apparition d'un défaut. Cette nouvelle approche permet de définir des unités de remplacement (UR), c'est-à-dire les plus petites parties qui peuvent être remplacées individuellement dans le système. L'approche permet également d'obtenir des scénarios de remplacement, qui, en cas de défaut, tiennent compte du diagnostic et de la modularité pour déterminer quelles UR sont remplacées 5.2. Cette approche nécessite une connaissance précise des défauts susceptibles d'affecter le système et, à partir de ces défauts, ce que le diagnostic peut détecter.

Une étude de cas, comprenant le driver et la cellule de conversion IGBT avec plusieurs topologies, a montré une nouvelle fois le manque de données complètes concernant la période de jeunesse et la vie utile 5.3.4. Les résultats ont également révélé que la modularité et le diagnostic peuvent être des facteurs permettant de réduire les IE sur CV, bien que cette réduction ne soit pas toujours garantie dans toutes les conditions. Il est donc nécessaire d'établir un couplage entre la modularité et le diagnostic, sinon cela pourrait entraîner une augmentation des IE. Les systèmes présentant le taux de modularité le plus élevé et un diagnostic précis parviennent à la plus grande réduction des IE par rapport à un système intégré sans diagnostic. Bien que le diagnostic puisse constituer une stratégie efficace pour réduire les IE, son efficacité dépend, aussi, fortement du type de défauts. Nous

avons observé que, pour des défauts liés au vieillissement, le diagnostic pourrait ne pas apporter d'amélioration significative par rapport à une approche sans diagnostic, car dans tous les cas, tout le système est remplacé. Cependant, comme nous l'avons expliqué précédemment, les défaillances liées au vieillissement peuvent être facilement évitées sans augmentation significative des IE.

### **Contribution sur l'optimisation du dimensionnement**

Dans la littérature existante, quelques travaux, comme ceux de Vincent Debuschere en 2009 [34], ont remis en question les critères de conception traditionnellement utilisés, tels que l'efficacité énergétique, en y intégrant une perspective environnementale. Cependant, les critères choisis ne représentaient pas véritablement les aspects environnementaux. C'est dans cette optique d'adopter des critères environnementaux pertinents, et compte tenu du nombre limité d'études dans ce domaine, que nous proposons, dans le chapitre 4, d'éco-optimiser un convertisseur intégré. L'objectif est de sélectionner des variables concrètes pour un concepteur en EP et d'optimiser les IE sur cycle de vie. Les variables choisies sont le calibre courant et le calibre tension 4.1.1.

Le chapitre 4 a permis de créer différents modèles en fonction de ces variables d'optimisation : des modèles paramétriques pour un module de puissance IGBT concernant les IE lors de la fabrication 4.1.1.1, l'utilisation 4.1.1.2 et le remplacement 4.1.1.3. Il est apparu que les différents IE n'amènent pas au même optimum en fonction des calibres. Par conséquent, il est nécessaire de faire un choix. L'IE global est alors proposé, représentant la somme des IE normalisés et pondérés en fonction de facteurs de normalisation et de pondération 4.1.2.

L'étude de cas du module de puissance, en tant que cas intégré, a révélé une différence entre l'optimisation du rendement et l'optimisation des IE sur CV 4.2.3. Chaque IE possède son propre optimum sur le cycle de vie. Par conséquent, la métrique IE global permet de sélectionner la solution optimale en termes de calibre courant et calibre tension.

Une analyse de sensibilité du cycle de fonctionnement, de la durée d'utilisation et du mix énergétique a souligné que, pour un système peu utilisé, avec un cycle de fonctionnement peu contraignant ou un mix énergétique "décarboné", maximiser le rendement ne conduit pas nécessairement à une réduction des IE sur CV 4.2.4.

Enfin, l'impact du coût de remplacement d'un système a été étudié à travers un modèle intégrant le coût de fabrication du système remplacé, le coût du remplacement par un opérateur, ainsi que la gestion des déchets. Cette analyse a révélé que l'introduction d'un coût de réparation par un opérateur favorisent une stratégie de diminution du nombre de remplacements, et donc de diminuer les pertes, mais aussi que la prise en compte de la gestion des déchets favorisent une stratégie de sous-dimensionnement, réduisant ainsi les coûts environnementaux liés à la fabrication. En affinant la modélisation du remplacement, on peut s'attendre à une réduction plus significative des IE sur le cycle de vie de la solution optimale CV.

Dans le chapitre 6, la même démarche d'éco-optimisation est mise en œuvre, mais cette fois-ci sur un système modulaire et diagnosticable. La variable d'optimisation ajoutée est liée à la modularité, à savoir le nombre de composants en parallèle. Les modèles paramétriques des indices environnementaux lors de la fabrication 6.1.1, de l'utilisation et du remplacement sont créés 6.1.2. Les résultats montrent également qu'il existe, pour chaque IE, une différence entre l'optimum sur le cycle de vie et l'optimum de rendement 6.2, et qu'un choix de l'optimum sur le cycle de vie peut également être effectué avec l'IE global.

Ensuite, une comparaison est réalisée entre les solutions optimales sur le cycle de vie et sur rendement pour le système modulaire, mais aussi intégré. Tout comme au chapitre 5, il est confirmé que la modularité permet de réduire les IE uniquement lorsqu'elle est couplée à la diagnosticabilité. En

effet, la solution optimale sur le cycle de vie modulaire avec le diagnostic le plus précis permet la plus grande réduction des IE.

Toutes ces informations démontrent un réel intérêt à l'éco-optimisation, en considérant des critères environnementaux comme variables d'optimisation et pas seulement l'efficacité énergétique, dans le but de réduire les IE.

## 7.2 . Prolongements possibles

Au-delà des études présentées dans ce manuscrit, certains aspects de nos travaux pourraient être prolongés.

### Étendre la méthode

La méthode définie dans le chapitre 5 est une approche généraliste permettant de quantifier les IE d'un produit d'EP sur son cycle de vie. Elle prend en compte les défaillances liées à la jeunesse, à la vie utile et à la vieillesse du produit, ainsi que sa modularité et sa diagnosticabilité. Le cas d'étude proposé se compose d'une cellule de conversion IGBT et de son driver. Par conséquent, un prolongement logique consisterait à intégrer le reste du convertisseur présenté dans le chapitre 2, tels que le condensateur de bus, le bus bar, le boîtier, etc. Cela impliquerait bien sûr d'étudier leurs modes de défaillance respectifs.

Ensuite, d'autres techniques de diagnostic pourront être mises en œuvre, ainsi que d'autres types de modularité, comme indiqué dans le chapitre 5. Mais aussi, d'autres types de convertisseurs statiques dans des applications variées pourront être étudiés, allant de la sous-station de tramway aux chargeurs de batteries, aux ENR, etc.

Pour aller plus loin, cette méthode pourrait être appliquée à d'autres modèles économiques, au-delà de ce qui est couramment pratiqué. Les différents principes de l'économie circulaire pourraient être évalués. Il serait envisageable de quantifier les IE selon différentes hypothèses, en prenant en compte le recyclage de certains matériaux, la récupération de composants, le reconditionnement de sous-systèmes, un pourcentage de déchets valorisé énergétiquement, etc. Par exemple, en tenant compte de l'utilisation de matériaux recyclés en entrée. Cela pourrait potentiellement entraîner une baisse de la qualité due à des variations de pureté. La méthode permettrait alors de calculer les IE sur cycle de vie, de déterminer les pertes pendant le fonctionnement et la réduction de la fiabilité entraînant l'apparition de défauts. Dans cet exemple, il serait également possible d'améliorer la fiabilité en introduisant de la redondance des composants (modularité) et grâce à la méthode de quantifier la différence d'IE sur cycle de vie.

Cette approche permettra d'avoir une vision globale du domaine de l'EP en allant plus loin que les résultats présentés dans cette thèse où seule une partie du système est étudiée.

### Proposer un outil open source

L'application de cette méthode nécessitera le développement d'un outil open source afin de mutualiser les connaissances acquises. La question environnementale est cruciale et nécessite une prise en charge rapide. Toutefois, cette méthode englobe des domaines disciplinaires très diversifiés. De la création d'inventaires pour modéliser les processus de fabrication à la modélisation des défaillances, les domaines à explorer sont vastes et ne peuvent être abordés par un seul laboratoire. Ainsi, la suite de cette thèse consistera à concevoir un outil open source basé sur les travaux réalisés durant cette recherche.

### **Propager l'incertitude**

Le chapitre 2 aborde la prise en compte des incertitudes dans les données de l'ACV. Cependant, ces incertitudes ne sont pas intégrées dans les étapes suivantes de l'analyse. Les méthodes d'ACV présentent des incertitudes résultant de divergences de mesures, de variabilités géographiques ou temporelles, d'approximations, etc. Il semble donc pertinent, dans les prochaines étapes, d'intégrer la propagation des incertitudes à la fois dans la méthode et dans l'optimisation. Cela permettra de vérifier que deux solutions distinctes ne se chevauchent pas lorsqu'elles sont prises en compte avec un caractère incertain.

Il serait également intéressant de modéliser les incertitudes liées aux scénarios de remplacement générés par le diagnostic (donc aussi liées à la modularité), ainsi que les incertitudes relatives à la consommation énergétique liée à l'utilisation. La propagation des incertitudes renforce la confiance dans les résultats finaux, notamment lors de la comparaison de différentes solutions.

## **7.3 . Perspectives**

Nous proposons quelques pistes de recherches qui nous paraissent intéressantes à plus long terme gravitant autour de l'écoconception des systèmes d'EP modulaires et diagnosticables

### **Fiabiliser et compléter les bases de données**

Comme mentionné précédemment, il existe des incertitudes liées aux bases de données qui restent à prendre en compte. À plus long terme, une démarche visant à réduire ces incertitudes est nécessaire pour accroître la confiance dans les données utilisées. De plus, les bases de données disponibles sont encore incomplètes pour le domaine de l'EP et, plus largement, pour le génie électrique. Ces lacunes conduisent à des approximations où certains flux peuvent être remplacés par d'autres qui sont plus ou moins similaires. Par exemple, utiliser un flux de fabrication d'une puce pour la microélectronique au lieu du flux spécifique pour les puces de puissance, ou encore construire des flux à partir d'informations incomplètes ou moyennées. Ces approximations introduisent des incertitudes supplémentaires dans les analyses.

Dans cette optique, la création d'une base de données collaborative et open source dédiée au génie électrique, alimentée par les connaissances des laboratoires spécialisés, permettrait d'améliorer la transparence et la précision des flux de données, ce qui rendrait l'expérience ACV moins boîte noire. Cette initiative s'inscrit dans la feuille de route du groupe de travail CEEPS (Convertisseurs Electroniques de Puissance Plus Soutenables - <https://seeds.cnrs.fr/gt-convertisseurs-electronique-de-puissance-plus-soutenables/>), qui vise à questionner et à promouvoir l'émergence de la soutenabilité en EP. De même, le projet ESOS (Electronique Soutenable, Ouverte, et Souveraine - <https://esos.insa-rennes.fr/>), impliquant plusieurs laboratoires et universités, s'inscrit dans cette démarche collaborative.

### **Modélisation des défaillances et du diagnostic**

Un aspect essentiel abordé dans la thèse concernant la circularité était la modélisation des défaillances. Il apparaît qu'il existe un véritable décalage entre les données issues de la littérature et les observations sur le terrain. Bien que de nombreuses recherches sur la fiabilité en EP se concentrent sur les défaillances liées au vieillissement, il est fréquent dans la réalité de rencontrer des défaillances plutôt associées à la jeunesse ou à la vie utile des systèmes.

Dans cette perspective, il serait bénéfique de mener différentes recherches visant à améliorer nos connaissances sur la fréquence et le type de défaillances réellement rencontrées par les systèmes. En effet, si les systèmes cassent principalement en raison du vieillissement, les avantages de la modularité et de la diagnosticabilité sont minimes. Les bénéfices se manifestent plutôt lorsque seule une partie du système doit être remplacée, indépendamment du vieillissement.

Il serait aussi pertinent d'évaluer en conditions réelles, lors de l'arrivée d'un défaut, si un diagnostic du système peut être établi à travers différentes techniques et quel est le niveau de précision de ce diagnostic. Cette recherche dépasserait le cadre des modélisations théoriques pour inclure diverses expériences pratiques en laboratoire, notamment la génération de défauts et les tests de diagnostic.

### **Modélisation de la fin de vie**

Dans le chapitre 2, l'inventaire intègre un flux dédié à la modélisation de la fin de vie des DEEE, révélant que la part du recyclage est négligeable par rapport aux autres aspects de l'ACV. Cependant, il est souligné que cette modélisation peut présenter certaines limites. Il est important de reconnaître que la gestion des DEEE en fin de vie est complexe, en raison des divers processus de traitement utilisés et des défis liés à la gestion des déchets eux-mêmes. Un pourcentage significatif de DEEE ne suit pas le parcours standard de traitement des déchets. En 2019, par exemple, cela représentait 82,6% (44,3 millions de tonnes) qui n'ont pas été collectées et recyclées [3]. Cette réalité pose d'importants problèmes environnementaux et sociaux [57]. Ainsi, une modélisation plus précise de la gestion en fin de vie des DEEE pourrait probablement conduire à une augmentation des IE en fin de vie, soulignant ainsi son importance dans l'analyse environnementale.

Par conséquent, des études futures pourraient envisager de modéliser la gestion des DEEE en fin de vie en prenant en compte à la fois le traitement des déchets et l'absence de traitement par les circuits conventionnels.

### **Définition de métriques de circularité**

Les indicateurs jouent un rôle crucial dans l'évaluation et la prise de décision, que ce soit pour les fabricants lors de la conception ou pour les utilisateurs afin de guider leurs choix. Cependant, dans le domaine de l'EP, les métriques disponibles peuvent souvent ne pas être directement adaptées et se révéler insuffisantes pour une évaluation complète. En plus des indicateurs environnementaux traditionnels, il existe également des indicateurs technologiques, mais ils présentent souvent des limites dans leur capacité à prendre en compte l'aspect multicritère de l'ACV ou à couvrir l'ensemble du cycle de vie.

Pour mieux appréhender la durabilité en EP, il est alors nécessaire de développer de nouveaux indicateurs qui adoptent une approche systémique, prenant en compte l'ensemble des aspects du cycle de vie. Opter pour plusieurs indicateurs plutôt qu'un seul global peut être plus judicieux étant donné la complexité des systèmes étudiés. La création d'un indicateur unique peut entraîner des biais, comme illustré par l'indice de réparabilité où la somme pondérée peut amener à certains effets rebonds. Bien évidemment, cela peut également rendre la prise de décision plus complexe.

# Bibliographie

- [1] Valérie Masson-Delmotte et al., éd. *Climate Change 2021 : The Physical Science Basis. Contribution of Working Group I to the Sixth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change*. Cambridge, United Kingdom et New York, NY, USA : Cambridge University Press, 2021. doi : [10.1017/9781009157896](https://doi.org/10.1017/9781009157896).
- [2] Johan Rockström et al. "Planetary Boundaries : Exploring the Safe Operating Space for Humanity". In : *Ecology and Society* 14.2 (2009). Publisher : Resilience Alliance Inc. issn : 1708-3087. url : <https://www.jstor.org/stable/26268316> (visité le 05/04/2024).
- [3] *GEM 2020*. en-US. url : <https://ewastemonitor.info/gem-2020/> (visité le 21/03/2024).
- [4] Marilys Pradel, J. Garcia et M. S. Vaija. "Guide de bonnes pratiques pour la prise en compte des ressources minérales et de leur criticité en Analyse du Cycle de Vie". fr. Pages : 84. report. irstea, 2019. url : <https://hal.inrae.fr/hal-02609812> (visité le 25/03/2024).
- [5] Fraunhofer Institute for Systems and Innovation Research ISI et al. *Critical metals in the path towards the decarbonisation of the EU energy sector : assessing rare metals as supply chain bottlenecks in low carbon energy technologies*. eng. Publications Office of the European Union, 2013. isbn : 978-92-79-30390-6. url : <https://data.europa.eu/doi/10.2790/46338> (visité le 25/03/2024).
- [6] SystExt. *Controverses minières Pour en finir avec certaines contrevérités sur la mine et les filières minérales*. 2021. url : [https://www.systext.org/sites/all/documents/RP\\_SystExt\\_Controverses-Mine\\_VOLET-1\\_Nov2021\\_vf.pdf](https://www.systext.org/sites/all/documents/RP_SystExt_Controverses-Mine_VOLET-1_Nov2021_vf.pdf).
- [7] Directorate-General for Internal Market, Industry, Entrepreneurship and SMEs (European Commission) et al. *Methodology for establishing the EU list of critical raw materials : guidelines*. eng. Publications Office of the European Union, 2017. isbn : 978-92-79-68051-9. url : <https://data.europa.eu/doi/10.2873/769526> (visité le 05/04/2024).
- [8] Robert Fitzpatrick et al. "Optimisation of a Multi-Gravity Separator with Novel Modifications for the Recovery of Ferberite". In : *Minerals* 8 (mai 2018), p. 191. doi : [10.3390/min8050191](https://doi.org/10.3390/min8050191).
- [9] Elena Barbarini. *Infineon FS820R08A6P2B HybridPACK Drive 750V IGBT Module Power Semiconductor report*. 2017.
- [10] Roland Hischer et al. "Life Cycle Inventories of Electric and Electronic Equipment : Production, Use and Disposal". en. In : 18 (2007).
- [11] Ingwild Baudry. "Caractérisation des process de fabrication microélectroniques pour l'éco-conception des futures technologies (partenaire industriel STMicroelectronics)". fr. Thèse de doct. Université de Grenoble, oct. 2013. url : <https://theses.hal.science/tel-00957329> (visité le 22/04/2024).
- [12] *The Global E-waste Monitor 2024*. en-US. 2024. url : <https://ewastemonitor.info/the-global-e-waste-monitor-2024/> (visité le 25/03/2024).

- [13] Directorate-General for Internal Market, Industry, Entrepreneurship and SMEs (European Commission). *3rd Raw Materials Scoreboard : European innovation partnership on raw materials*. eng. Publications Office of the European Union, 2021. isbn : 978-92-76-23795-2. url : <https://data.europa.eu/doi/10.2873/567799> (visité le 25/03/2024).
- [14] Julien Bueb et Evelyne To. *Comment évaluer l'externalité carbone des métaux*. 2020. url : <https://www.strategie.gouv.fr/sites/strategie.gouv.fr/files/atoms/files/fs-2020-na96-externalite-carbone-metaux-octobre.pdf> (visité le 05/04/2024).
- [15] Negawatt. *Synthèse du scénario négaWatt 2022*. 2022.
- [16] Florentin Salomez et al. "State of the Art of Research towards Sustainable Power Electronics". en. In : *Sustainability* 16.5 (jan. 2024). Number : 5 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute, p. 2221. issn : 2071-1050. doi : 10.3390/su16052221. url : <https://www.mdpi.com/2071-1050/16/5/2221> (visité le 03/04/2024).
- [17] European Commission. Joint Research Centre. Institute for Environment and Sustainability. *International Reference Life Cycle Data System (ILCD) Handbook : general guide for life cycle assessment : detailed guidance*. en. LU : Publications Office, 2010. url : <https://data.europa.eu/doi/10.2788/38479> (visité le 15/12/2023).
- [18] R Pant et al. *Suggestions for updating the organisation environmental footprint (OEF) method*. en. OCLC : 111111177. 2019. isbn : 978-92-76-00654-1. url : [http://publications.europa.eu/publication/manifestation\\_identifieur/PUB\\_KJNA29682ENN](http://publications.europa.eu/publication/manifestation_identifieur/PUB_KJNA29682ENN) (visité le 16/11/2021).
- [19] Briac Baudais. *Écoconception en génie électrique - Notions fondamentales*. fr. 2024. url : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/outils-d-analyse-en-electronique-de-puissance-et-metrologie-42278210/ecoconception-en-genie-electrique-d3087/> (visité le 03/04/2024).
- [20] Sphera. *Electronics in LCA and Life Cycle Thinking of Electronics, Hot Spots and Lessons (to be) Learned*. 2020. url : <https://www.sictdoctoralschool.com/media/slides-herrmann.pdf> (visité le 25/03/2024).
- [21] Yann Leroy et Sébastien Lasvaux. "De la gestion des incertitudes en analyse de cycle de vie". fr. In : *Marché et organisations* 17.1 (2013). Place : Paris Publisher : L'Harmattan, p. 65-82. issn : 1953-6119. doi : 10.3917/maorg.017.0065. url : <https://www.cairn.info/revue-marche-et-organisations-2013-1-page-65.htm> (visité le 15/12/2023).
- [22] Andrianandraina. "Approche d'éco-conception basée sur la combinaison de l'analyse de cycle de vie et de l'analyse de sensibilité : Cas d'application sur le cycle de vie du matériau d'isolation thermique biosourcé, le béton de chanvre". These de doctorat. Ecole centrale de Nantes, jan. 2014. url : <https://www.theses.fr/2014ECDN0005> (visité le 13/12/2023).
- [23] Dejian Yu et Xiaorong He. "A bibliometric study for DEA applied to energy efficiency : Trends and future challenges". In : *Applied Energy* 268 (juin 2020), p. 115048. issn : 0306-2619. doi : 10.1016/j.apenergy.2020.115048. url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261920305602> (visité le 27/03/2024).
- [24] Dr Peter Friedrichs, Dr José Millán et Thomas Harder. "Next Generation Power Electronics based on Wide Bandgap Devices - Challenges and Opportunities for Europe". en. In : (2016).

- [25] Johann W Kolar. "Power Density vs. Efficiency of Power Electronics". en. In : (2004).
- [26] Laura Vauche et al. "Cradle-to-Gate Life Cycle Assessment (LCA) of GaN Power Semiconductor Device". en. In : *Sustainability* 16.2 (jan. 2024). Number : 2 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute, p. 901. issn : 2071-1050. doi : [10.3390/su16020901](https://doi.org/10.3390/su16020901). url : <https://www.mdpi.com/2071-1050/16/2/901> (visité le 27/03/2024).
- [27] Franz Musil et al. "How Life Cycle Analyses are Influencing Power Electronics Converter Design". In : *PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. Mai 2023, p. 1-9. doi : [10.30420/566091368](https://doi.org/10.30420/566091368). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/10173462> (visité le 27/03/2024).
- [28] Fabrizio Torricelli et al. "Green Materials and Technologies for Sustainable Organic Transistors". en. In : *Advanced Materials Technologies* 7.2 (2022). \_eprint : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/admt.202100445>, p. 2100445. issn : 2365-709X. doi : [10.1002/admt.202100445](https://doi.org/10.1002/admt.202100445). url : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/admt.202100445> (visité le 03/04/2024).
- [29] Krzysztof Fic et al. "Sustainable materials for electrochemical capacitors". In : *Materials Today* 21.4 (mai 2018), p. 437-454. issn : 1369-7021. doi : [10.1016/j.mattod.2018.03.005](https://doi.org/10.1016/j.mattod.2018.03.005). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136970211830066X> (visité le 03/04/2024).
- [30] Huai Wang, Ke Ma et Frede Blaabjerg. "Design for reliability of power electronic systems". In : *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. ISSN : 1553-572X. Oct. 2012, p. 33-44. doi : [10.1109/IECON.2012.6388833](https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388833). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/6388833> (visité le 28/03/2024).
- [31] Huai Wang et Frede Blaabjerg. "Power Electronics Reliability : State of the Art and Outlook". In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 9.6 (déc. 2021). Conference Name : IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, p. 6476-6493. issn : 2168-6785. doi : [10.1109/JESTPE.2020.3037161](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.3037161). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/9253639> (visité le 28/03/2024).
- [32] Katharina Fischer et al. "Reliability of Power Converters in Wind Turbines : Exploratory Analysis of Failure and Operating Data From a Worldwide Turbine Fleet". en. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.7 (juill. 2019), p. 6332-6344. issn : 0885-8993, 1941-0107. doi : [10.1109/TPEL.2018.2875005](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2875005). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8489965/> (visité le 04/01/2024).
- [33] Jean Alinei et al. "Improving the reparability of technical systems, a methodological proposal based on collaborative documentation -Example/case of an open source power converter". en. In : juill. 2023. url : <https://laas.hal.science/hal-04490872> (visité le 28/03/2024).
- [34] Vincent Debusschere. "Contributions méthodologiques à l'éco-conception des convertisseurs électromagnétiques d'énergie". fr. Thèse de doct. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, déc. 2009. url : <https://theses.hal.science/tel-00443702> (visité le 12/02/2024).

- [35] Jonas Huber et al. "Energy Efficiency is Not Enough!" In : *IEEE Power Electronics Magazine* 11.1 (mars 2024). Conference Name : IEEE Power Electronics Magazine, p. 18-31. issn : 2329-9215. doi : 10.1109/MPEL.2024.3354013. url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/10433299> (visité le 04/04/2024).
- [36] Maud Rio. "A l'interface de l'ingénierie et de l'analyse environnementale, fédération pour une éco-conception proactive". fr. Thèse de doct. Université de Technologie de Troyes, déc. 2012. url : <https://theses.hal.science/tel-00765007> (visité le 28/03/2024).
- [37] Tugce Turkbay Romano et al. "Évaluation de la démontabilité des convertisseurs électroniques de puissance pour une circularité améliorée". In : *SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE SGE*. LILLE, France, juill. 2023. url : <https://hal.science/hal-04161305> (visité le 28/03/2024).
- [38] Boubakr Rahmani. "Economie circulaire en électronique de puissance : opportunité de la conception Multi-cellulaire". fr. Thèse de doct. Université Grenoble Alpes [2020-....], déc. 2022. url : <https://theses.hal.science/tel-04051634> (visité le 28/03/2024).
- [39] SEEE, Lovely Professional University, Phagwara, Punjab 144411, India. et al. "Estimation of Residual Lifetime of Electrolytic Capacitor using Analytical Techniques". In : *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)* 8.2 (juill. 2019), p. 2015-2019. issn : 22773878. doi : 10.35940/ijrte.B2082.078219. url : <https://www.ijrte.org/portfolio-item/B2082078219/> (visité le 03/04/2024).
- [40] Giovanni Susinni, Santi Agatino Rizzo et Francesco Iannuzzo. "Two Decades of Condition Monitoring Methods for Power Devices". en. In : *Electronics* 10.6 (jan. 2021). Number : 6 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute, p. 683. issn : 2079-9292. doi : 10.3390/electronics10060683. url : <https://www.mdpi.com/2079-9292/10/6/683> (visité le 17/01/2024).
- [41] Bunthern Kim. "Contribution to the design and control of a hybrid renewable energy generation system based on reuse of electrical and electronics components for rural electrification in developing countries". en. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, mai 2019. url : <https://theses.hal.science/tel-04166696> (visité le 03/04/2024).
- [42] Monique Sonogo, Márcia Elisa Soares Echeveste et Henrique Galvan Debarba. "The role of modularity in sustainable design : A systematic review". In : *Journal of Cleaner Production* 176 (mars 2018), p. 196-209. issn : 0959-6526. doi : 10.1016/j.jclepro.2017.12.106. url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652617330561> (visité le 02/04/2024).
- [43] Tugce Turkbay Romano et al. "Towards circular power electronics in the perspective of modularity". In : *Procedia CIRP*. 30th CIRP Life Cycle Engineering Conference 116 (jan. 2023), p. 588-593. issn : 2212-8271. doi : 10.1016/j.procir.2023.02.099. url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2212827123001178> (visité le 02/04/2024).
- [44] André Andreta et al. "A Novel Automated Design Methodology for Power Electronics Converters". en. In : *Electronics* 10.3 (2021), p. 271. doi : 10.3390/electronics10030271. url : <https://laas.hal.science/hal-03340228> (visité le 04/04/2024).

- [45] Théo Lamorelle. "Contribution à la conception et la production automatique en électronique de puissance via les réseaux de convertisseurs". fr. Thèse de doct. Université Grenoble Alpes [2020-....], sept. 2020. url : <https://theses.hal.science/tel-03098289> (visité le 28/03/2024).
- [46] Boubakr Rahmani et al. "Opportunités de la modularité pour l'écoconception de convertisseurs de puissance". In : *4ème SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE 2021)*. Nantes, France, juill. 2021. url : <https://hal.science/hal-03304646> (visité le 04/01/2024).
- [47] Huai Wang et al. "Transitioning to Physics-of-Failure as a Reliability Driver in Power Electronics". en. In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 2.1 (mars 2014), p. 97-114. issn : 2168-6777, 2168-6785. doi : [10.1109/JESTPE.2013.2290282](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2290282). url : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6661372/> (visité le 24/03/2023).
- [48] Hans-Jörg Althaus et al. "Data v2.0 (2007) Rolf Frischknecht, Niels Jungbluth (Editors)". en. In : 1 (2007).
- [49] Reiter Tomas et Ifag Atv Hp Edt. "HybridPACK Drive". en. In : (2016), p. 14.
- [50] Anders Nordelöf et Mikael Alatalo. "A Scalable Life Cycle Inventory of an Automotive Power Electronic Inverter Unit". en. In : (2017), p. 120.
- [51] EPCOS. *EPCOS Product Brief 2016 Film Capacitors PCC Power Capacitors for HybridPACKTM IGBT Modules*. 2016.
- [52] N. Degrenne et S. Mollov. "Real-life vs. standard driving cycles and implications on EV power electronic reliability". In : *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Oct. 2016, p. 2177-2182. doi : [10.1109/IECON.2016.7793633](https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793633). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7793633> (visité le 10/01/2024).
- [53] Rebecca Mazloum. "Dimensionnement par optimisation sur cycle de conduite de machines électriques polyphasées pour les applications véhicules hybrides et tout électriques." These en préparation. université Paris-Saclay, 2021. url : <https://www.theses.fr/s277009> (visité le 19/12/2023).
- [54] Antonio Di Gioia et al. "Design and Demonstration of a Wound Field Synchronous Machine for Electric Vehicle Traction With Brushless Capacitive Field Excitation". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.2 (mars 2018), p. 1390-1403. issn : 0093-9994, 1939-9367. doi : [10.1109/TIA.2017.2784799](https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2784799). url : <http://ieeexplore.ieee.org/document/8226845/> (visité le 08/12/2023).
- [55] Arendt Wintrich et al. *Application manual power semiconductors*. en. 2nd revised edition. Ilmenau : ISLE Verlag, 2015. isbn : 978-3-938843-83-3.
- [56] Winfried Bulach et al. "Electric vehicle recycling 2020". en. In : *Waste Management & Research : The Journal for a Sustainable Circular Economy* 36.4 (avr. 2018), p. 311-320. issn : 0734-242X, 1096-3669. doi : [10.1177/0734242X18759191](https://doi.org/10.1177/0734242X18759191). url : <http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/0734242X18759191> (visité le 27/09/2021).
- [57] Mor Mbodji. "Etude des impacts environnementaux et sanitaires des déchets d'équipements électriques et électroniques (DEEE) au Sénégal : cas de la ville de Dakar". fr. Thèse de doct. Université de Lyon ; Université Cheikh Anta Diop (Dakar), déc. 2021. url : <https://theses.hal.science/tel-03733715> (visité le 21/03/2024).

- [58] Alexis Gérard et Isabelle Descos. "APPREHENDER L'ORDRE DE GRANDEUR DES RESULTATS D'IMPACTS ENVIRONNEMENTAUX - LES APPORTS ET LES LIMITES DE LA NORMATION". fr. In : (2013), p. 92.
- [59] Joint Research Centre (European Commission) et al. *Global normalisation factors for the environmental footprint and Life Cycle Assessment*. eng. Publications Office of the European Union, 2017. isbn : 978-92-79-77213-9. url : <https://data.europa.eu/doi/10.2760/88930> (visité le 13/06/2024).
- [60] Serenella Sala et al. "Environmental sustainability of European production and consumption assessed against planetary boundaries". In : *Journal of Environmental Management* 269 (sept. 2020), p. 110686. issn : 0301-4797. doi : [10.1016/j.jenvman.2020.110686](https://doi.org/10.1016/j.jenvman.2020.110686). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301479720306186> (visité le 27/06/2024).
- [61] Will Steffen et al. "Planetary boundaries : Guiding human development on a changing planet". en. In : *Science* 347.6223 (fév. 2015), p. 1259855. issn : 0036-8075, 1095-9203. doi : [10.1126/science.1259855](https://doi.org/10.1126/science.1259855). url : <https://www.science.org/doi/10.1126/science.1259855> (visité le 28/02/2022).
- [62] Shannon M. Lloyd et Robert Ries. "Characterizing, Propagating, and Analyzing Uncertainty in Life-Cycle Assessment : A Survey of Quantitative Approaches". en. In : *Journal of Industrial Ecology* 11.1 (2007). \_eprint : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1162/jiec.2007.11.1.161-179>. issn : 1530-9290. doi : [10.1162/jiec.2007.1136](https://doi.org/10.1162/jiec.2007.1136). url : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1162/jiec.2007.1136> (visité le 13/12/2023).
- [63] Yann Leroy et Daniel Froelich. "A qualitative, quantitative or mixed approach to deal with uncertainty in Life Cycle Assessment of complex systems : towards a selective integration of uncertainty according to LCA objectives". In : *International Journal of Design Engineering*. Int. J. Design Engineering 3.2 (jan. 2010). Publisher : Inderscience, <http://www.inderscienceonline.com/doi/pdf/10.1504/IJDE.2010.034862>. doi : [10.1504/IJDE.2010.034862](https://doi.org/10.1504/IJDE.2010.034862). url : <https://hal.science/hal-01157550> (visité le 13/12/2023).
- [64] Mark A. J. Huijbregts. "Application of uncertainty and variability in LCA". en. In : *The International Journal of Life Cycle Assessment* 3.5 (sept. 1998), p. 273-280. issn : 1614-7502. doi : [10.1007/BF02979835](https://doi.org/10.1007/BF02979835). url : <https://doi.org/10.1007/BF02979835> (visité le 13/12/2023).
- [65] Guido W. Sonnemann, Marta Schuhmacher et Francesc Castells. "Uncertainty assessment by a Monte Carlo simulation in a life cycle inventory of electricity produced by a waste incinerator". In : *Journal of Cleaner Production* 11.3 (mai 2003), p. 279-292. issn : 0959-6526. doi : [10.1016/S0959-6526\(02\)00028-8](https://doi.org/10.1016/S0959-6526(02)00028-8). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652602000288> (visité le 13/12/2023).
- [66] Marie-Lise Pannier, Patrick Schalbart et Bruno Peuportier. "Comprehensive assessment of sensitivity analysis methods for the identification of influential factors in building life cycle assessment". In : *Journal of Cleaner Production* 199 (oct. 2018), p. 466-480. issn : 0959-6526. doi : [10.1016/j.jclepro.2018.07.070](https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2018.07.070). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652618320432> (visité le 13/12/2023).

- [67] R. Heijungs et M. Huijbregts. "A review of approaches to treat uncertainty in LCA". In : 2004. url : <https://www.semanticscholar.org/paper/A-review-of-approaches-to-treat-uncertainty-in-LCA-Heijungs-Huijbregts/d90361f3a5a4750de52bb97516d8dfaf0> (visité le 13/12/2023).
- [68] Julie Chouquet. *Development of a method for building life cycle analysis at an early design phase - Implementation in a tool - Sensitivity and uncertainty of such a method in comparison to detailed LCA software*. de. 2007. doi : 10.5445/IR/1000009290. url : <https://publikationen.bibliothek.kit.edu/1000009290> (visité le 13/12/2023).
- [69] "A Worked Example". en. In : *Sensitivity Analysis in Practice*. Section : 1\_eprint : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/0470870958.ch1>. John Wiley & Sons, Ltd, 2002, p. 1-29. isbn : 978-0-470-87095-2. doi : 10.1002/0470870958.ch1. url : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/0470870958.ch1> (visité le 13/12/2023).
- [70] Elorri Igos et al. "How to treat uncertainties in life cycle assessment studies?" en. In : *The International Journal of Life Cycle Assessment* 24.4 (avr. 2019), p. 794-807. issn : 1614-7502. doi : 10.1007/s11367-018-1477-1. url : <https://doi.org/10.1007/s11367-018-1477-1> (visité le 13/12/2023).
- [71] Weidema B P, Bauer C, Hischier R, Mutel C et Nemecek T, Reinhard J, Vadenbo C O. "Overview and Methodology". en. In : (2013).
- [72] United Nations Economic Commission for Europe. *Carbon Neutrality in the UNECE Region : Integrated Life-cycle Assessment of Electricity Sources*. en. ECE Energy Series. United Nations, sept. 2022. isbn : 978-92-1-001485-4. doi : 10.18356/9789210014854. url : <https://www.un-ilibrary.org/content/books/9789210014854> (visité le 14/12/2023).
- [73] Xiaojin Zhang et Christian Bauer. *Life Cycle Assessment (LCA) of Nuclear Power in Switzerland*. Juill. 2018.
- [74] Bruno Allard et al. "État de l'art de la recherche vers une électronique de puissance soutenable". In : *Symposium de Génie Electrique SGE*. LILLE, France, juill. 2023. url : <https://hal.science/hal-04244521> (visité le 02/01/2024).
- [75] AOConsulting. *Approche élémentaire pratique de la fiabilité*. 2012.
- [76] Alin Gabriel Mihalache. "Modélisation et évaluation de la fiabilité des systèmes mécatroniques : application sur système embarqué". fr. Thèse de doct. Université d'Angers, déc. 2007. url : <https://theses.hal.science/tel-00467950> (visité le 02/01/2024).
- [77] Ui-Min Choi, Frede Blaabjerg et Kyo-Beum Lee. "Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.5 (mai 2015). Conference Name : IEEE Transactions on Power Electronics, p. 2517-2533. issn : 1941-0107. doi : 10.1109/TPEL.2014.2373390. url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/6975203> (visité le 02/01/2024).
- [78] Boubakr Rahmani et al. "Design for Reuse : residual value monitoring of power electronics' components". In : *Procedia CIRP*. 32nd CIRP Design Conference (CIRP Design 2022) - Design in a changing world 109 (jan. 2022), p. 140-145. issn : 2212-8271. doi : 10.1016/j.procir.2022.05.227. url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2212827122006758> (visité le 02/01/2024).

- [79] Thi Thuy Linh Pham. "Contribution à l'étude de nouveaux convertisseurs sécurisés à tolérance de panne pour systèmes critiques à haute performance. Application à un PFC Double- Boost 5 Niveaux". fr. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, nov. 2011. doi : [10/document](https://theses.hal.science/tel-04241210). url : <https://theses.hal.science/tel-04241210> (visité le 09/01/2024).
- [80] Farah Salameh. "Méthodes de modélisation statistique de la durée de vie des composants en génie électrique". fr. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, nov. 2016. url : <https://theses.hal.science/tel-04251509> (visité le 04/01/2024).
- [81] Merouane Ouhab. "Estimation de Durée de Vie Restante de Modules de Puissance en Fonctionnement dans des Convertisseurs Industriels". These de doctorat. Université Paris-Saclay (ComUE), déc. 2017. url : <https://www.theses.fr/2017SACLNO47> (visité le 10/01/2024).
- [82] Ludi Zhang. "Etude de fiabilité des modules d'électronique de puissance à base de composant SiC pour applications hautes températures". fr. Thèse de doct. Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, jan. 2012. url : <https://theses.hal.science/tel-00988235> (visité le 10/04/2024).
- [83] Mohamad Nazar. "Online Prediction of the Remaining Life of IGBTs Semiconductor Modules". These de doctorat. université Paris-Saclay, jan. 2023. url : <https://www.theses.fr/2023UPAST010> (visité le 10/01/2024).
- [84] Nausicaa Dornic. "Élaboration et comparaison de deux modèles de durée de vie des fils d'interconnexion des modules de puissance, l'un basé sur les déformations et l'autre sur les dégradations". fr. Thèse de doct. Université Paris Saclay (COMUE), oct. 2019. url : <https://theses.hal.science/tel-02438403> (visité le 10/01/2024).
- [85] K. C. Norris et A. H. Landzberg. "Reliability of Controlled Collapse Interconnections". In : *IBM Journal of Research and Development* 13.3 (mai 1969). Conference Name : IBM Journal of Research and Development, p. 266-271. issn : 0018-8646. doi : [10.1147/rd.133.0266](https://doi.org/10.1147/rd.133.0266). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5391811> (visité le 10/01/2024).
- [86] Reinhold Bayerer et al. *Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors influencing lifetime*. Pages : 6. Avr. 2008.
- [87] Uwe Scheuermann et Ralf Schmidt. *A New Lifetime Model for Advanced Power Modules with Sintered Chips and Optimized Al Wire Bonds*. Mai 2013.
- [88] M. Held et al. "Fast power cycling test of IGBT modules in traction application". In : *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. T. 1. Mai 1997, 425-430 vol.1. doi : [10.1109/PEDS.1997.618742](https://doi.org/10.1109/PEDS.1997.618742). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/618742> (visité le 10/01/2024).
- [89] U. Scheuermann et R. Schmidt. "Impact of load pulse duration on power cycling lifetime of Al wire bonds". In : *Microelectronics Reliability*. European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis 53.9 (sept. 2013), p. 1687-1691. issn : 0026-2714. doi : [10.1016/j.microrel.2013.06.019](https://doi.org/10.1016/j.microrel.2013.06.019). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026271413001728> (visité le 10/01/2024).

- [90] M. Thoben et al. *From vehicle drive cycle to reliability testing of Power Modules for hybrid vehicle inverter*. Mai 2008.
- [91] Animesh Kundu et al. "An Approach for Estimating the Reliability of IGBT Power Modules in Electrified Vehicle Traction Inverters". en. In : *Vehicles* 2.3 (sept. 2020). Number : 3 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute, p. 413-423. issn : 2624-8921. doi : [10.3390/vehicles2030022](https://doi.org/10.3390/vehicles2030022). url : <https://www.mdpi.com/2624-8921/2/3/22> (visité le 10/01/2024).
- [92] Zhijie Qiu et al. "Lifetime evaluation of inverter IGBT modules for electric vehicles mission-profile". In : *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Nov. 2016, p. 1-5. url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7837397> (visité le 10/01/2024).
- [93] Zapata-Amores Jaime et Ifag lpc lps Ds. "IPOSIM Lifetime Estimation service". en. In : (2021).
- [94] Wang Huai. *ReliaPE - A Reliability Assessment Software Tool for Power Electronic Systems*. en. 2022. url : <https://vbn.aau.dk/en/projects/reliape-a-reliability-assessment-software-tool-for-power-electron> (visité le 10/01/2024).
- [95] Thibaut Kovaltchouk. "Contributions à la co-optimisation contrôle-dimensionnement sur cycle de vie sous contrainte réseau des houlogénérateurs directs". fr. Thèse de doct. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, juill. 2015. url : <https://theses.hal.science/tel-01206269> (visité le 05/01/2024).
- [96] Z. Zhou, P.M. Holland et P. Iqic. "Compact thermal model of a three-phase IGBT inverter power module". In : *2008 26th International Conference on Microelectronics*. Mai 2008, p. 167-170. doi : [10.1109/ICMEL.2008.4559249](https://doi.org/10.1109/ICMEL.2008.4559249). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/4559249> (visité le 10/04/2024).
- [97] Ahmed Abuelnaga, Mehdi Narimani et Amir Bahman. "A Review on IGBT Module Failure modes and Lifetime Testing". In : *IEEE Access PP* (jan. 2021), p. 1-1. doi : [10.1109/ACCESS.2021.3049738](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3049738).
- [98] Stephane Azzopardi et al. "Etude prédictive de la fiabilité de l'électronique de puissance embarquée : projet CEPIA". In : (juill. 2008).
- [99] Bharat Rajaram. "Understanding Functional Safety FIT Base Failure Rate Estimates per IEC 623801". en. In : (2020).
- [100] Werner Krauth. "Introduction to Monte Carlo algorithms." en. In : (sept. 2006). url : <https://cel.hal.science/cel-00092936> (visité le 10/04/2024).
- [101] Infineon. *HybridPACK™ Drive Module FS660Ro8A6P2FB Final Data Sheet*. 2019.
- [102] Uwe Scheuermann. *How to Define the Adequate Reliability Requirement for a Power Electronic System?* 2012.
- [103] Infineon. *FIT-Rate Report FS820Ro8A6P2x*. 2022.
- [104] IXYS Corporation. *RELIABILITY REPORT 2016 Power Semiconductor Devices*. 2016.
- [105] Infineon. "PC and TC Diagrams". en. In : (2021).
- [106] Julio Cezar Brandelero. "Conception et réalisation d'un convertisseur multicellulaire DC/DC isolé pour application aéronautique". fr. phd. Mai 2015. url : <http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00003097/> (visité le 08/01/2024).

- [107] Stephen Boyd et Lieven Vandenberghe. *Convex Optimization*. en. ISBN : 9780511804441 Publisher : Cambridge University Press. Mars 2004. doi : [10.1017/CBO9780511804441](https://doi.org/10.1017/CBO9780511804441). url : <https://www.cambridge.org/highereducation/books/convex-optimization/17D2FAA54F641A2F62C7CCD01DFA97C4> (visité le 05/02/2024).
- [108] Serenella Sala, Alessandro Kim Cerutti et Rana Pant. "Development of a weighting approach for the Environmental Footprint". en. In : (2018).
- [109] Cyril Buttay. "Le Packaging en électronique de puissance". fr. In : (2015).
- [110] Till Huesgen. "Printed circuit board embedded power semiconductors : A technology review". In : *Power Electronic Devices and Components* 3 (oct. 2022), p. 100017. issn : 2772-3704. doi : [10.1016/j.pedc.2022.100017](https://doi.org/10.1016/j.pedc.2022.100017). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2772370422000141> (visité le 16/01/2024).
- [111] Cyril Buttay et al. "Application of the PCB-Embedding Technology in Power Electronics – State of the Art and Proposed Development". In : *3D-PEIM*. College Park, Maryland, United States, juin 2018. doi : [10.1109/3DPEIM.2018.8525236](https://doi.org/10.1109/3DPEIM.2018.8525236). url : <https://hal.science/hal-01844981> (visité le 16/01/2024).
- [112] Yuhang Yang et al. "Automotive Power Module Packaging : Current Status and Future Trends". In : *IEEE Access* 8 (2020). Conference Name : IEEE Access, p. 160126-160144. issn : 2169-3536. doi : [10.1109/ACCESS.2020.3019775](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3019775). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/9178734> (visité le 16/01/2024).
- [113] Peter Azer et Ali Emadi. "Generalized State Space Average Model for Multi-Phase Interleaved Buck, Boost and Buck-Boost DC-DC Converters : Transient, Steady-State and Switching Dynamics". In : *IEEE Access* PP (avr. 2020), p. 1-1. doi : [10.1109/ACCESS.2020.2987277](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2987277).
- [114] Taoufik Qoria et al. "Contrôle du Convertisseur Modulaire Multiniveaux connecté à une source DC inductive". In : *SGE2018*. Nancy, France, juill. 2018, p. 6. url : <https://hal.science/hal-02092953> (visité le 16/01/2024).
- [115] Texas Instruments. *11 Ways to Protect Your Power Path*. en-US. 2019. url : <https://www.ti.com/power-management/power-switches/11-ways-to-protect-your-power-path.html> (visité le 17/01/2024).
- [116] Stéphane Lefebvre et Bernard Multon. *MOSFET et IGBT : circuits de commande*. fr. 2003. url : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/composants-actifs-en-electronique-de-puissance-42245210/mosfet-et-igbt-circuits-de-commande-d3233/> (visité le 17/01/2024).
- [117] Foube Foube. "Power Devices Health Condition Monitoring : A Review of Recent Papers". en. In : *PHM Society European Conference* 6.1 (juin 2021). Number : 1, p. 15-15. issn : 2325-016X. doi : [10.36001/phme.2021.v6i1.2808](https://doi.org/10.36001/phme.2021.v6i1.2808). url : <https://www.papers.phmsociety.org/index.php/phme/article/view/2808> (visité le 17/01/2024).
- [118] Julio Brandelero, Jeffrey Ewanchuk et Stefan Mollov. "On-line Virtual Junction Temperature Measurement via DC Gate Current Injection". In : *CIPS 2018; 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*. Mars 2018, p. 1-7. url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8403170> (visité le 17/01/2024).

- [119] J. Brandelero et al. "Lifetime extension through Tj equalisation by use of intelligent gate driver with multi-chip power module". In : *Microelectronics Reliability*. 29th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis ( ESREF 2018 ) 88-90 (sept. 2018), p. 428-432. issn : 0026-2714. doi : [10.1016/j.microrel.2018.07.034](https://doi.org/10.1016/j.microrel.2018.07.034). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026271418305821> (visité le 17/01/2024).
- [120] Maud Rio et al. "Addressing Circularity to Product Designers : Application to a Multi-Cell Power Electronics Converter". In : *CIRP 2020 - 30th CIRP Design Conference*. T. 91. Skukuza, South Africa : ELSEVIER, mai 2020, p. 134-139. doi : [10.1016/j.procir.2020.02.158](https://doi.org/10.1016/j.procir.2020.02.158). url : <https://hal.science/hal-02965023> (visité le 18/01/2024).
- [121] Frédéric Richardeau et Arnaud Gaillard. *Modes de défauts principaux et principes de sécurisation de l'onduleur de tension*. fr. 2017. url : <https://www-techniques-ingenieur-fr.ezproxy.universite-paris-saclay.fr/base-documentaire/energies-th4/convertisseurs-electriques-et-applications-42253210/modes-de-defauts-principaux-et-principes-de-securisation-de-l-onduleur-de-tension-d3179/> (visité le 19/01/2024).
- [122] Yuxiang Chen et al. "Investigation and Classification of Short-Circuit Failure Modes Based on Three-Dimensional Safe Operating Area for High-Power IGBT Modules". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.2 (fév. 2018). Conference Name : IEEE Transactions on Power Electronics, p. 1075-1086. issn : 1941-0107. doi : [10.1109/TPEL.2017.2682114](https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2682114). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7878673> (visité le 19/01/2024).
- [123] Mitsubishi Electric. "IGBT modules Application note". en. In : (2014).
- [124] Azra Malik et al. "Overview of fault detection approaches for grid connected photovoltaic inverters". In : *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy* 2 (jan. 2022), p. 100035. issn : 2772-6711. doi : [10.1016/j.prime.2022.100035](https://doi.org/10.1016/j.prime.2022.100035). url : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2772671122000079> (visité le 19/01/2024).
- [125] Rui Wu et al. "Catastrophic failure and fault-tolerant design of IGBT power electronic converters - an overview". In : *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. ISSN : 1553-572X. Nov. 2013, p. 507-513. doi : [10.1109/IECON.2013.6699187](https://doi.org/10.1109/IECON.2013.6699187). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/6699187> (visité le 19/01/2024).
- [126] Infineon. *FIT Failure Rate of AUIRGP4066D1-E*. 2022.
- [127] James Wylie, Michael C. Merlin et Tim C. Green. "Analysis of the effects from constant random and wear-out failures of sub-modules within a modular multi-level converter with varying maintenance periods". In : *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. Sept. 2017, P.1-P.10. doi : [10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099246](https://doi.org/10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099246). url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8099246> (visité le 22/01/2024).

- [128] John Reimers et al. "Automotive Traction Inverters : Current Status and Future Trends". In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 68.4 (avr. 2019). Conference Name : IEEE Transactions on Vehicular Technology, p. 3337-3350. issn : 1939-9359. doi : 10.1109/TVT.2019.2897899. url : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8636258/authors#authors> (visité le 21/02/2024).
- [129] Yole Group. *Discrete Power Device Packaging Comparison 2021*. en-US. Oct. 2021. url : <https://www.yolegroup.com/articles/> (visité le 22/02/2024).
- [130] Central Semiconductor Corp. *Package Details TO-247 Case*. 2018.
- [131] ABB. *IGBT and diode dies - ABB Semiconductors IGBT and diode dies with state-of-the-art SPT planar technology*.
- [132] Yole Group. *Silicon IGBT Comparison 2021*. en-US. Jan. 2021. url : <https://www.yolegroup.com/articles/> (visité le 23/02/2024).
- [133] IXYS. *The Revolution in Discrete Isolation Technique - ISOPLUS*. en-US. Fév. 2013. url : <https://www.eeweb.com/the-revolution-in-discrete-isolation-technique-isoplus/> (visité le 22/02/2024).
- [134] fischer elektronik. *Silicone rubber insulating material for semiconductors*.
- [135] Shin-Etsu Chemical Co et Ltd Silicone Division. "Silicone Thermal Interface Materials". en. In : (2018).
- [136] *Fico Compact Line - X - BE Semiconductor Industries N.V. - PDF Catalogs | Technical Documentation | Brochure*. url : <https://pdf.directindustry.com/pdf/be-semiconductor-industries-nv/fico-compact-line-x/13795-604119.html> (visité le 23/02/2024).
- [137] Keming Liu et al. "The characterization and application of chip topside bonding materials for power modules packaging : a review". In : *Journal of Physics : Conference Series* 1605 (août 2020), p. 012168. doi : 10.1088/1742-6596/1605/1/012168.
- [138] Littelfuse. *PIN IN PASTE APPLICATION NOTE*. url : [https://www.littelfuse.com/~media/electronics\\_technical/application\\_notes/fuses/littelfuse\\_pin\\_in\\_paste\\_application\\_note.pdf](https://www.littelfuse.com/~media/electronics_technical/application_notes/fuses/littelfuse_pin_in_paste_application_note.pdf) (visité le 26/02/2024).
- [139] Coining et Ametek. *Available Alloys*. url : <https://www.ametek-coining.com/-/media/ametekcoiningecp/v2/files/productdownloadabledocuments/componentswire/coiningavailablealloys.pdf?la=en&revision=7a4353c5-4130-4729-9f7a-d37e1fbdd4ee> (visité le 26/02/2024).
- [140] Infineon. *General recommendations for board assembly of Infineon packages*. 2022. url : [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Board\\_Assembly\\_Recommendations-General-Package-v05\\_00-EN.pdf?fileId=5546d4625cc9456a015ccaf4a1fe3a32](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Board_Assembly_Recommendations-General-Package-v05_00-EN.pdf?fileId=5546d4625cc9456a015ccaf4a1fe3a32) (visité le 26/02/2024).

# Annexe A

## Impacts environnementaux : Méthode PEF

Le choix des catégories d'impacts et des méthodes de caractérisation relève de la compétence d'un expert en ACV. Cependant, la Commission européenne a introduit une méthode harmonisée d'empreinte environnementale, le PEF (Product Environmental Footprint) [18], dans le but de fournir des règles communes à tous les acteurs. Le PEF est présenté sous la forme d'un guide et vise à être décliné par secteur avec le PEFCR (Product Environmental Footprint Category Rules), un PEF spécifique à une catégorie de produit. Toutes les instructions nécessaires à la réalisation d'une ACV y sont définies, y compris les différents impacts environnementaux. Le tableau A.1 présente ces IE et leurs descriptions.

Table A.1. Catégorie d'impacts à prendre en compte lors d'une étude PEF [18].

Impacts environnementaux (Midpoint)	Acronyme	Unité	Explication
Changement climatique / Gaz à effet de serre	GWP	KgCO <sub>2</sub> eq	Le fonctionnement normal de l'effet de serre contribue à réguler la température terrestre en retenant une partie de la chaleur émise par la Terre. Cependant, les activités humaines, particulièrement l'utilisation d'énergies fossiles telles que le pétrole, le gaz et le charbon, perturbent cet équilibre et intensifient l'effet de serre. Le dioxyde de carbone (CO <sub>2</sub> ) représente le principal gaz à effet de serre, responsable de près des deux tiers des émissions mondiales. C'est pourquoi l'équivalent CO <sub>2</sub> (eqCO <sub>2</sub> ) est couramment utilisé pour quantifier les émissions de gaz à effet de serre.

Appauvrissement de la couche d'ozone	OD	kg CFC-11eq	La couche d'ozone joue un rôle crucial en protégeant les êtres vivants des rayons ultraviolets (UV) nocifs du soleil. Toutefois, les activités humaines ont engendré la production de substances appauvrissant cette couche, appelées "substances appauvrissant la couche d'ozone" (SACO), telles que le chlore et le brome. Les chlorofluorocarbures (CFC) sont parmi les SACO les plus fréquemment produits. En conséquence, cela peut entraîner des brûlures superficielles, des conjonctivites, des cataractes, une augmentation des cancers de la peau et des maladies du système immunitaire. De plus, la diminution de la photosynthèse due à l'appauvrissement de la couche d'ozone peut influencer la qualité et les rendements des cultures, ainsi que la chaîne alimentaire aquatique en provoquant la disparition du plancton.
Toxicité humaine, cancer	HT	CTUh	Évalue les impacts sur la santé humaine causés par l'exposition chronique à des substances cancérigènes ou non émises dans l'environnement. Estime l'augmentation probable de la morbidité (nombre de personnes malades) pour l'ensemble de la population humaine. (CTU = Comparative toxic units)
Toxicité humaine, autre que cancer	HTNC	CTUh	
Particules	PM	Incidence des maladies	L'émission de particules fines est reconnue comme l'un des facteurs les plus importants contribuant à la mortalité mondiale.
Rayonnement ionisant, santé humaine	IR	kBq U235 eq	Certains éléments chimiques sont instables et peuvent émettre des rayonnements dangereux tels que les rayons alpha, bêta, gamma, X ou neutroniques. La mesure de cette activité radioactive se fait en Becquerel (Bq), qui représente le nombre de désintégrations atomiques par seconde.

Formation d'ozone photochimique, santé humaine	POF	Kg COVNMeq	Il s'agit du processus de création d'ozone à partir de polluants initiaux. L'ozone entraîne des effets préjudiciables sur la santé humaine et la végétation (pollution estivale). Le COVNM (Composés Organiques Volatils Non Méthaniques) est utilisé comme unité de mesure, car le méthane, bien qu'étant également un composé organique volatil, a une incidence environnementale différente, notamment en termes d'effet de serre
Acidification	TAP	Mole H+ eq	L'acidité est définie par la concentration en ions H+ : plus celle-ci est élevée, plus le pH est bas, entraînant une augmentation de l'acidité. Cela a des répercussions directes sur la biodiversité.
Eutrophisation - terrestre	TE	Mole Neq	Il s'agit de l'accumulation de nutriments dans un environnement, principalement causée par le rejet de phosphates et de nitrates issus de l'agriculture. Concrètement, l'eutrophisation terrestre favorise, par exemple, la croissance des espèces appelées "mange-lumière" au détriment d'autres espèces qui sont ainsi privées de lumière.
Eutrophisation, eaux douces	FE	Kg Peq	Un excès de nutriments conduit à la prolifération de certains végétaux, généralement des algues.
Eutrophisation, marine	ME	Kg Neq	En conséquence, il en résulte une diminution d'oxygène dans les milieux aquatiques, entraînant la mort des autres espèces.
Écotoxicité, eaux douces	FET	CTUe	Évalue la toxicité des émissions de substances sur les écosystèmes en caractérisant les risques liés à la présence de composés chimiques dans un système écologique spécifique.
Utilisation des terres	LU	Adimensionnelle	Quantifie l'occupation d'une certaine surface sur une période donnée ainsi que la variation de la qualité du sol pendant cette occupation.
Consommation d'eau	WD	m3 équivalent monde (m3 world eq)	Quantifie l'épuisement des ressources en eau. Peut prendre en compte la vulnérabilité de la ressource dans certaines zones géographiques si l'inventaire le permet.

Épuisement des ressources, minéraux et métaux	MRD	Kg Sbeq (masse d'antimoine équivalente)	Quantifie l'épuisement des ressources naturelles en prenant en compte la vulnérabilité de la ressource.
Épuisement des ressources, matières fossiles	FD	MJ	

## Annexe B

# Fabrication d'un onduleur IGBT triphasé

Cet annexe présente plus précisément la fabrication de l'onduleur de référence développé dans le chapitre 2.

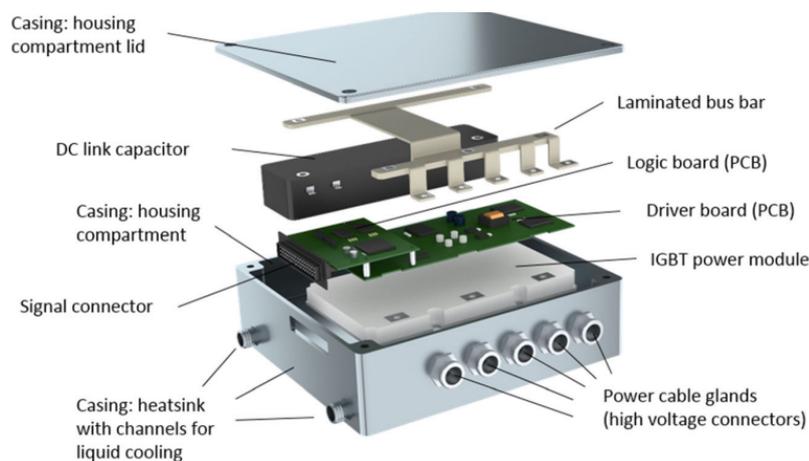


Figure B.1 – Croquis éclaté de l'onduleur modélisé [50].

L'onduleur de référence est constitué de (figure B.1) :

- Module de puissance
- Dissipateur
- Boitier
- Bus bar
- Connecteur
- Condensateur bus DC
- Carte driver
- Carte logique

Le but n'est pas ici de présenter le travail exhaustif effectué pour le modèle chalmers dans la référence [50] qui donne une vision précise de la fabrication d'un onduleur, mais plutôt de proposer une synthèse pour permettre une compréhension plus précise des process et des matériaux utilisés.

### B.1 . Module de puissance

Le module de puissance de l'onduleur de référence est un Infineon FS820Ro8A6P2B 750V 820A IGBT module 3 phases de la famille HybridPack Drive. Le tableau B.1 présente des dimensions du module, d'après l'étude de rétro-ingénierie de chez System plus Consulting [9].

Table B.1. Dimension module de puissance FS820R08A6P2B [9].

Global	Masse (g)	716
	Longueur (mm)	154
	Largeur (mm)	126
	Epaisseur (mm)	38
Puces	surface totale (cm <sup>2</sup> )	9
DCB	Epaisseur feuille cuivre ( $\mu\text{m}$ )	280
	Epaisseur céramique ( $\mu\text{m}$ )	320
Baseplate	Masse (g)	500
Boîtier + couvercle	Matériaux	PBT + 30% fibre de verre
	Masse (g)	116.4

Le processus de fabrication d'un module de puissance implique plusieurs étapes allant de la soudure des puces sur des pistes en cuivre à l'utilisation de matériaux tels que la céramique et le silicone. Examinons de plus près le déroulement de ce processus.

#### 1. Puces IGBT soudées sur le DCB (Direct Copper Bonded) :

- Application pâte de soudure Sn95.5Ag3.9Cu0.6 avec pochoir perforé. La pâte à braser à une température de fusion autour de 230°C, sachant le brasage du DCB sur la semelle en second temps avec la même pâte à braser, il faut déplacer ce point de fusion. Pour cela, en utilisant une couche mince de pâte (épaisseur du joint de soudure entre 10 et 15  $\mu\text{m}$ ) et du vide, des d'alliage se forment entre la soudure et les deux surfaces métalliques à souder. Cela permet d'augmenter la température sur la soudure à 400°C si refonte. Cette méthode est appelée "soudage par diffusion".
- Machine « pick and place »
- Utilisation d'un four à vide VPS ("vapor-phase soldering"), Cette méthode offre un contrôle précis de la température pendant le processus de soudage.

#### 2. DCB soudé à la semelle

- Application pâte de soudure Sn95.5Ag3.9Cu0.6 avec pochoir, 100  $\mu\text{m}$ .
- Machine « pick and place »
- Refusion par convection dans un four conventionnel utilisant de l'azote comme gaz inerte.

3. **Fils de bonding** : L'utilisation d'une méthode ultrasonique pour les connexions entre les puces et les terminaux. Les matériaux utilisés sont en cuivre avec un diamètre entre 100 et 500  $\mu\text{m}$ . La vitesse de la machine est de 6 bonds/seconde.

4. **Borne contact externes, cadre et couvercle** : Les bornes sont fabriquées à partir de cuivre nickelé, sauf pour les bornes d'alimentations en acier galvanisé faiblement allié, équipées de raccords vissés. Le cadre et le couvercle, fabriqués à partir de plastiques tels que le sulfure de polyphénylène (PPS) et le téréphtalate de polybutylène (PBT), offrent une stabilité mécanique et thermique élevée, tout en assurant une isolation électrique. Le cadre est pré-moulé avec les bornes. Pour coller à la base de donnée, la solution PPS est sélectionnée.

5. **Câblage des terminaux** : Utilisation de fils de bonding pour relier le DCB aux terminaux.

6. **Gel enrobage et couvercle** : Le gel silicone, flexible sur une large plage de températures est déposé à l'intérieur du cadre. Pour terminer, le couvercle est collé ou clipsé.

### B.1.1 . DCB - Direct Copper Bonded

Le DCB permet la connexion électrique entre les puces et thermique entre les puces et la semelle. C'est donc deux feuilles de cuivre isolé électriquement par un substrat. Un substrat (250  $\mu\text{m}$  à 1 mm, ici 320  $\mu\text{m}$ ) à haute conductivité thermique, composé d'oxyde d'aluminium (alumine) ou de nitrure d'aluminium. Les feuilles de cuivre du DCB sont nickelées 3 à 10  $\mu\text{m}$ .

#### 1. Fabrication du substrat en céramique : processus coulée en bande

- (a) **Poudre mélangée et broyée** : Dans un broyeur à boulets, mélange de poudre d'alumine avec solvant, liant, plastifiant et dispersant.
- (b) **Façonnage** : Acheminée sur un support mobile, aplatie avec une lame, séchée (évaporation du solvant) et estampée, création d'un ruban.
- (c) **Frittage** : Ruban chauffé à 1600°C-1700°C pendant 20 minutes à 24 heures. Atmosphère modifiée possible (hydrogène ou oxygène).

#### 2. Liaison feuille de cuivre

- (a) **Placement de la feuille en cuivre sur le substrat**
- (b) **Pré-oxydation, four à 300°C**
- (c) **Four avec gaz (azote ou argon, environ 0,4% en poids d'oxygène)** : Cycle de température : oxydation du cuivre, fonte de l'oxydation à 1065°C (création d'une liaison solide).
- (d) **Nettoyage alumine** : Ultrasons dans un bain d'eau déminéralisée.
- (e) **Dégraissage (acide)**

#### 3. Gravure du motif conducteur (gravure photolithographique)

- (a) **Nettoyage** : Acétone, isopropanol.
- (b) **Revêtement du produit sensible aux UV « photoresist »** : Revêtement liquide avec une pièce chauffée/séchée, revêtement collé avec UV. Produit : résine polymère, isoprène et différentes variantes de polyméthacrylate et d'acrylate d'éthyle.
- (c) **Résine non adhérente lavée** : Carbonate de sodium ou de potassium, hydroxyde de sodium, hydroxyde de potassium (plus courant), éthylène glycol, éthanolamine et isopropyle.
- (d) **Gravure** : Chlorure cuivrique (chlore gazeux, peroxyde d'hydrogène, sodium chlorure ou électrolyse).

## B.2 . Condensateur bus DC

Il existe différentes technologies de condensateur, celle utilisée dans l'étude est la technologie film. Largement utilisés dans le secteur automobile, elle présente des avantages significatifs tels que la résistance aux ondulations de courant et aux tensions élevées, ainsi que la robustesse thermique et mécanique, contribuant ainsi à une durée de vie prolongée.

Dans l'étude, le condensateur de bus Epcos Capacitor B25655P5507K est utilisée. Le modèle Chalmers modélise la fabrication du condensateur grâce aux efforts à la production et aux matériaux de composition. La base de donnée Ecoinvent possède un flux décrivant les efforts à la production d'un

Table B.2. Dimension condensateur de bus B25655P5507K.

Capacité (masse)	800 g
Aluminium (électrode)	0.10%
Cuivre (électrode)	0.10%
Polypropylène (diélectrique)	29.20%
Étain	3.10%
Zinc	7.10%
Polyéthylène terephthalate (PET)	19.00%
Polycarbonate	0.90%
Polyuréthane résine	14.40%
Laiton (64% cuivre, 36% zinc)	0.40%
Cuivre (terminal interne)	25.10%
Étain (enrobage terminal)	0.60%

condensateur, il suffit de connaître la masse du condensateur, ici de 800g. Pour les matériaux d'une capacité film, Chalmers décrit les différentes proportions de chaque matériau, résumé tableau B.2.

Dans un souci d'homogénéité une description de la fabrication d'une capacité film est proposée, cette description n'est pas utilisée dans le ICV.

**Conception** : Couches enroulées de film plastique (milieu diélectrique Polypropylène) et de métal (électrode).

1. Trancher le film polypropylène : épaisseur  $>3.5\mu\text{m}$
2. Déposer une couche, sous vide, de zinc ou d'aluminium, ou un alliage des deux, sur un film diélectrique en polypropylène (métallisation).
3. Enrouler ou empiler
4. Découper
5. Pulvériser sur les extrémités un mélange cuivre étain.
6. Sécher (enlever l'humidité, éviter l'oxydation).
7. Coffrage avec résine polyuréthane : 77% polyol, 23% diphényle.
8. Séchage + durcissement sous stockage

### B.3 . Circuit imprimé - PCB

1. Construction du substrat : fibre de verre et résine époxy (FR4 - thermorésistant)
2. Motif de conducteur en cuivre
  - Processus soustractif :
    - Substrat stratifié avec feuille de cuivre
    - Imagerie du motif
    - Photoresist et lumière UV
    - Décapage et gravure avec différents produits chimiques
  - Processus additif :
    - Motif plaqué sur le substrat
3. Surface en cuivre préparée avec agent oxydant et cuite au four.

4. Assemblage des couches
5. Pose de la pâte à souder avec un masque.
6. Laver le pochoir (ultrasons + alcoxypropanols)
7. Machine pick-and-place dépose les CMS. (60 000 composants de 120 types par heure).
8. Four de refusion.
  - Atmosphère : gaz de couverture d'azote pour limiter l'oxydation de l'étain
  - Température max : 240-260 °C
9. Déplacement entre la machine (procédure automatisée)
10. Enrobage (couche de laque + silicone : protection)
  - La laque polyuréthane a une épaisseur à sec de 20-50 µm.
  - Silicone 500 µm d'épaisseur appliqué lorsque les températures de fonctionnement dépassent souvent 140 °C.
  - Utilisation de solvant.
  - Séchage four 15-20 min à 80°C.

#### **B.4 . Boîtier et dissipateur**

1. Fabrication par moulage sous pression.  
Boîtier en aluminium d'une épaisseur 4 à 5 mm, le métal en fusion est pressé dans une matrice, avec 30% du matériaux provenant du rebus.
2. Usinage  
Tournage, coupe, perçage, fraisage et filetage et enlever excès de matériaux
3. Protection  
Vernis acryliques, peintures alkydes ou époxydiques, d'une épaisseur d'environ 0,5 mm. Anodisation 15 à 50 µm.

#### **B.5 . Busbar**

1. Feuilles coupées et recouverte d'adhésif (exemple acrylique dans le cas de feuilles de polyester)  
Feuilles d'isolation entre les conducteurs (fluorure de polyvinyle (PVF), le papier polymère polyamide et le polyéthylène téréphtalate (PET).
2. Nettoyage du conducteur métallique  
Cuivre ou aluminium, ou des alliages de ces métaux.
3. Les conducteurs et isolants sont empilés puis comprimés



# Annexe C

## Scénario de remplacement

Cette annexe présente l'explication de l'arbre des défaillances qui relie le défaut, les effets, les observations et le scénario de remplacement, figure 5.21 chapitre 5. Un bras de puissance avec 2 puces IGBT en parallèle est utilisé, figure C.1, les défauts sont ceux de l'UR driver ou UR IGBT en haut à gauche (top Left - TL). Les scénarios de remplacement peuvent être extrapolés sur un onduleur triphasé entre les différents bras, mais aussi entre le haut et le bas du convertisseur dû à une symétrie dans l'architecture. Les notations utilisées sont TL (top left - haut gauche) pour le coin supérieur gauche, TR (top right - haut droite) pour le coin supérieur droit, LL (low left - bas gauche) pour le coin inférieur gauche et LR (low right - bas droite) pour le coin inférieur droit.

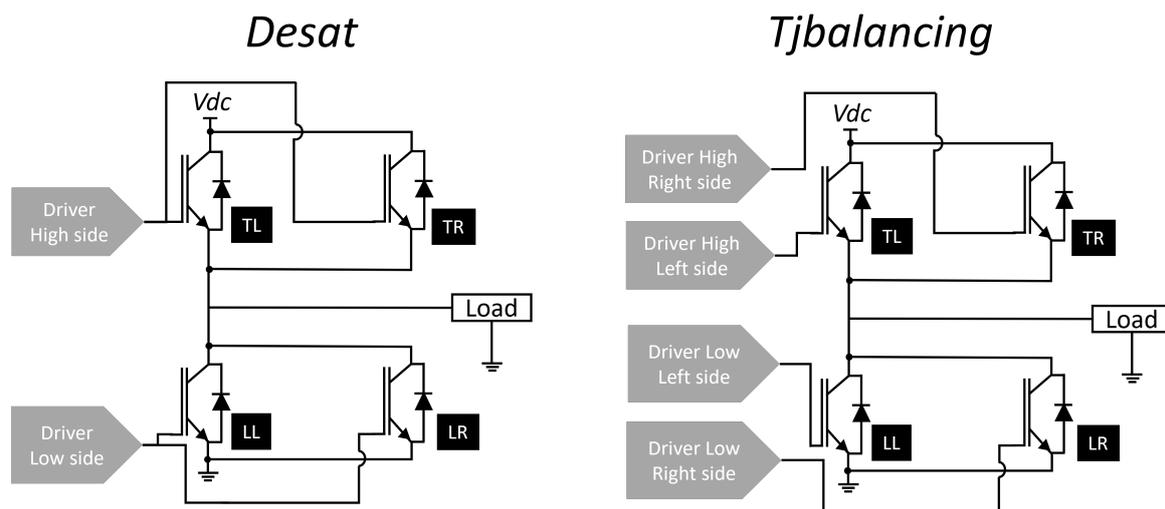


Figure C.1 – Bras de puissance avec 2 composants en parallèles, utilisé pour construire l'arbre des défaillances, avec (gauche) technologie desat et (droite) Tjbalancing.

### C.1 . Explication de l'arbre de défaillance

La clarification des techniques de diagnostic desat et Tjbalancing est détaillée dans le chapitre 5 aux sections 5.1.3 et 5.1.6. Il est supposé que l'activation de la protection contre les surintensités, desat, peut être interprétée comme une information de diagnostic, c'est-à-dire que le déclenchement de la protection est détecté et connu.

La construction de l'arbre des défaillances est basée sur les défauts des UR, où la première case de l'arbre des défaillances représente les premiers défauts. L'explication du cheminement se fait en utilisant la technique de diagnostic desat dans un premier temps, et une seconde passe illustre les

variations avec l'utilisation de Tjbalancing.

Pour l'UR driver, qu'il s'agisse d'une déconnexion de la carte de contrôle ou d'un défaut d'état bas, l'effet est que l'IGBT est bloqué, sachant qu'avec desat un seul driver commande tous les transistors en parallèle alors ceux en parallèle le sont aussi. Le courant s'annule dans ces IGBT, cela ne permet aucune d'observation, car desat ne s'est pas déclenché.

Lors d'une déconnexion de la grille, il est observé par expérience que la capacité parasite de la grille se charge, rendant le transistor passant. Cela crée un court-circuit sur le bras, déclenchant ainsi desat sur le bras (soit en haut, soit en bas). En cas de défaut d'état haut, le driver force le transistor à être passant, provoquant un court-circuit et le déclenchement de desat sur le bras.

Pour l'UR IGBT, en cas de court-circuit sur la puce IGBT, le même principe s'applique avec le déclenchement de desat sur le bras. En présence d'un circuit ouvert, le courant dans les IGBT en parallèle augmente, faisant augmenter la température. L'hypothèse est faite d'une casse en court-circuit, entraînant à nouveau desat sur le bras. La dégradation de la puce IGBT entraîne un fonctionnement similaire, mais plus lent avec un démarrage par l'augmentation de la tension Von. Pour la diode, l'explication est équivalente. En cas de déconnexion de la borne DC, le courant dans l'IGBT diminue, exposant les IGBT en parallèle à un courant plus élevé, entraînant leur rupture en court-circuit et activant desat sur le bras de puissance. En cas de défaut de l'interface thermique, un mauvais refroidissement provoque un emballement thermique, puis l'hypothèse d'une rupture en court-circuit est émise, activant desat sur le bras.

Avec la technologie de diagnostic Tjbalancing, pour l'UR driver, une déconnexion de la carte de contrôle ou un défaut à l'état bas entraîne une augmentation du courant dans les autres IGBT (Tjbalancing contrôle individuellement chaque puce, les autres étant encore commandées). Cela déclenche une protection de Tjbalancing, lorsque la température d'une puce converge vers la température de la semelle et que l'autre augmente (expliquée dans la partie vérification des hypothèses C.3). La même logique s'applique à l'UR IGBT lorsque la température des IGBT en parallèle augmente en raison de l'augmentation des courants. Pour le driver à l'état haut, la lecture de la température de Tjbalancing indique la valeur de saturation. La même observation est valable pour la déconnexion de la grille (expliquée dans la partie vérification des hypothèses C.3). En cas de défaut de l'interface thermique, Tjbalancing détecte une augmentation de la température de la puce jusqu'à la température maximale.

Enfin, pour déterminer le scénario de remplacement, si deux défauts provenant d'UR différents, tels que IGBT et driver, conduisent aux mêmes effets observables, alors les deux UR doivent être remplacées, car cela peut être dû à l'une ou l'autre. Si une seule UR est liée à l'effet observable, alors elle est la seule à être remplacée. Par exemple, avec le dernier effet observable ("Protection Tjbalancing : Tj de l'IGBT augmente jusqu'à température max"), seul le défaut de l'interface thermique (UR IGBT) conduit à cette observation. En conclusion, on ne change que l'UR IGBT spécifique. Dans le cas discret, le composant discret est changé, et dans le cas intégré, tout le module de puissance.

## C.2 . Matrice de remplacement

Les matrices de remplacement à partir de l'arbre des défaillances développé plus haut peuvent être construites. Chaque couple, système (choix de la structure UR) et technique de diagnostic possède sa propre matrice de remplacement. Dans le cas d'étude, il y a des systèmes discrets et un intégré avec la technique de diagnostic desat et Tjbalancing. Pour illustrer, le système discret (1) et l'intégré

## C.2. Matrice de remplacement

sont sélectionnés. Il y a donc 4 matrices différentes. La matrice de remplacement du système intégré avec Tjbalancing est présenté tableau C.1 et une partie de la matrice du système discret (1) avec Tjbalancing tableau C.2. Pour rappel, les UR correspondent à celles figure 5.18 et 5.19 (a).

Table C.1. Matrice de remplacement système intégré avec technique de diagnostic Tjbalancing.

	Défaut	UR1	UR2
UR 1 (Module de puissance IGBT)	E_connectionDC	1	1
	E_TIM	1	0
	E_connectionLoad	1	1
	R_IGBTOC	1	1
	R_IGBTSC	1	1
	R_diodeOC	1	1
	R_diodeSC	1	1
	W_IGBT	1	1
	W_diode	1	1
	UR2 (Driver complet)	E_control	1
E_gate		0	1
R_driverOFF		1	1
R_driverON		0	1

Table C.2. Matrice de remplacement système discret avec technique de diagnostic Tjbalancing.

	Défauts	UR1	UR2	UR3	UR4	UR5	UR6	UR7	UR8	UR9	UR10	UR11	UR12
UR1 (IGBT)	E_connectionDC	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	E_TIM	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	E_connectionLoad	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	R_IGBTOC	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
	R_IGBTSC	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	R_diodeOC	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
	R_diodeSC	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
	W_IGBT	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
W_diode	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	
...													
UR6 (IGBT)	E_connectionDC	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
	E_TIM	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
	E_connectionLoad	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
	R_IGBTOC	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
	R_IGBTSC	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
	R_diodeOC	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
	R_diodeSC	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
	W_IGBT	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
W_diode	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	
UR7 (Driver)	E_control	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	E_gate	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	R_driverOFF	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	R_driverON	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
...													
UR12 (Driver)	E_control	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
	E_gate	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
	R_driverOFF	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
	R_driverON	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

## C.3 . Vérification des hypothèses

Cette section vise à valider trois scénarios proposés dans l'arbre des défaillances pour l'UR du driver, à savoir la déconnexion de la carte de contrôle, la déconnexion de la grille et le driver à l'état haut. Tous ces scénarios sont évalués en utilisant la technique Tjbalancing avec son circuit électronique. Une simulation du système a été mise en œuvre dans le logiciel PLECS.

Cette analyse utilise le schéma représentant un bras de pont avec 2 IGBT en parallèle par étage, comme illustré dans la figure C.2. Pour rappel sur le fonctionnement de Tjbalancing, l'envoi du courant se fait sur un IGBT TL pendant un état ON de l'étage supérieur, puis sur l'autre IGBT de puissance TR à l'état ON suivant. Les commandes 1 et 3 illustrent ce processus : le composant 1 s'ouvre, le 2 se ferme, et le 5 s'ouvre pour envoyer le courant à la grille de TL, entraînant une augmentation de tension au niveau de l'ADC, correspondant au premier état ON de l'étage supérieur. Au cycle ON suivant, la même séquence se répète, mais pour le composant TR. Le composant 3 s'ouvre, le 4 se ferme, et le 5 s'ouvre pour envoyer le courant et charger la grille de TR. La lecture de la tension aux bornes de l'ADC permet d'obtenir la température de TL la première fois, et celle de TR la deuxième fois.

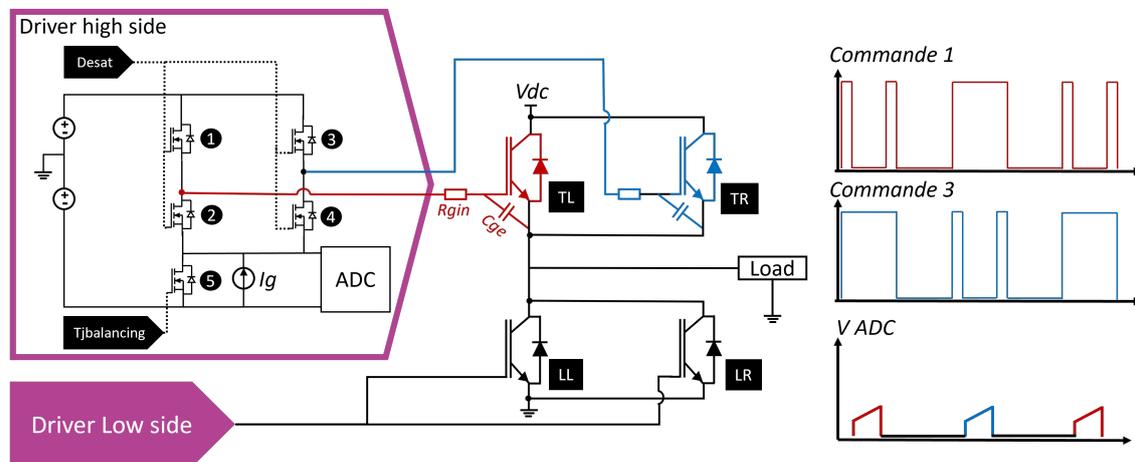


Figure C.2 – Bras de conversion étudié en fonctionnement normal.

#### • Défaut : Déconnexion de la carte de contrôle

Les données ne sont plus transmises au driver, comme illustré dans la figure C.3 où le bras gauche du driver n'est plus sous contrôle. Dans cette situation, l'IGBT de puissance restera bloqué, et l'IGBT en parallèle prendra tout le courant requis par la charge. Lorsque Tjbalancing envoie le courant pour estimer la température de jonction du composant de puissance à gauche (TL), la diode du composant 2 commencera à conduire, injectant ainsi le courant dans la bonne branche. La tension aux bornes de cette diode permet la polarisation avant de celle du composant 4. En effet, le courant ne polarise pas la diode du composant 4 car, étant donné le composant 3 fermé, le point qui part à la grille de TR est à la tension de commande.

L'ADC détecte la pente correspondant à la somme entre la charge normale et à la chute de tension de la diode du composant 2. La grille se charge progressivement avec les injections successives, sans se décharger entre deux injections. Une diode zener de protection du circuit est implantée au niveau de la source de courant, évitant ainsi de dépasser le seuil de commutation de l'IGBT. On atteint ainsi la valeur de saturation de la diode zener.

Il est alors conclu que la température de jonction du composant, qui n'est plus sous contrôle, va

diminuer et pouvoir être mesurée jusqu'à saturation, tandis que celle du composant en parallèle va augmenter.

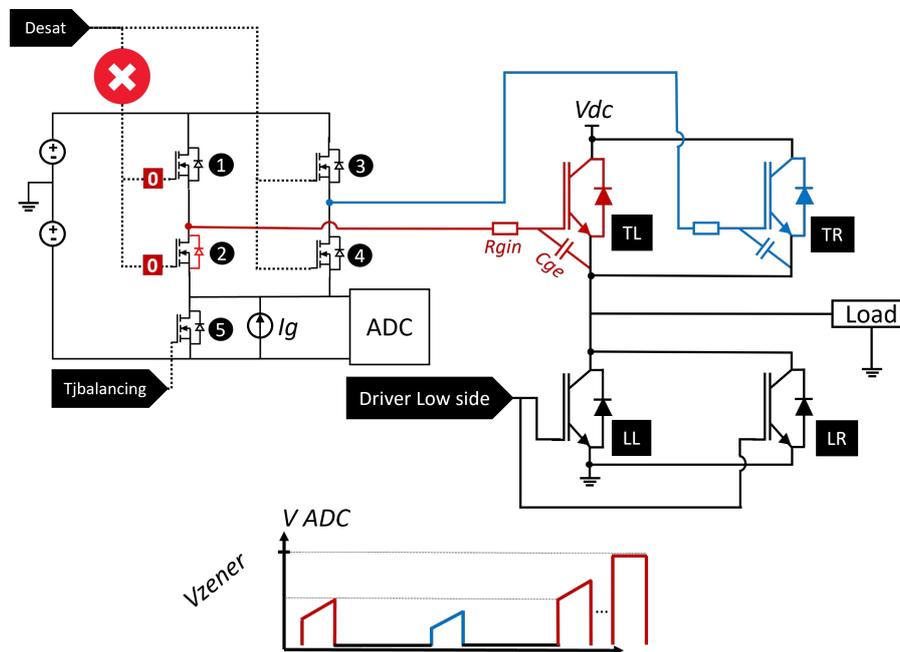


Figure C.3 – Bras étudié avec le défaut déconnexion de la carte de contrôle.

- **Défaut : Déconnexion de grille au driver**

La grille de TL est déconnectée du driver, rendant le composant non commandé et permettant ainsi à TR de conduire l'intégralité du courant. Lorsque Tjbalancing envoie le courant pour estimer la température de jonction du composant de puissance à gauche (TL), le courant ne peut pas circuler par le composant 2 car le circuit est ouvert. La diode du composant 4 devient conductrice, mais le composant 3 est fermé, ce qui fait que la lecture de l'ADC revient à lire la tension de commande. Cependant, en raison de la protection de la diode zener, la tension de saturation de la diode zener est lue par l'ADC. L'ADC détecte l'état saturé de la diode zener, figure C.4.

- **Défaut : Driver état haut**

Le driver est maintenu en position haute. Lorsqu'il y a une injection de courant, le composant 1 ne s'ouvre pas et le composant 2 ne se ferme pas, provoquant la conduction de la diode du composant 2. En conséquence, la lecture de l'ADC correspond à la tension de saturation de la diode zener.



## **Annexe D**

# **Inventaire à la fabrication d'une unité de remplacement modulaire**

Cette annexe résume l'inventaire de fabrication de l'UR modulaire, tel que présenté dans le chapitre 6. Il est crucial de souligner que ce modèle est construit en se basant sur la fabrication du module de puissance du modèle Chalmers.

Partie	Information	Nom du flux	Unité	Mise à l'échelle	Valeur	Flux Ecoinvent
Puces	Fabrication LGBT et diode	Puces silicium	cm2		$0.00034 * I_{\text{puce}} * V_{\text{alim}} * 1.3$	Water production, fabricated, for IC
		Cuivre, en plaques, pour le trifilage	mg		132.00	Copper
Fils de bonding	Cuivre	Fil de cuivre	mg		132.00	Wire drawing, copper
		Electricité pour le soudage par ultrasons	kWh		=0.02*Surface puces	Electricity, optional
		Cuivre, plaque, pour le laminage des feuilles	mg		3993.05	Copper
		Phosphore	mg		6.00	cast iron
		Cuivre, en plaques, pour le laminage de feuilles	mg		1.60	phosphorus, white, liquid
		Feuille de cuivre	mg		4000.65	Sheet rolling, copper
		Electricité	mg		4000.65	Metal working, average for copper product manufacturing
		Soudure caustique	kWh		1.26E-04	Electricity, optional
		Acide sulfurique	g		3.00E-03	Sodium hydroxide, without water
		Eau potable	g		5.40E-03	Sulfuric acid
Semelle et terminaux	Effort de production	Eaux usées	dm³		4.80E-03	Water, deionised, from tap water, at user
		Quantité par m2			Quantité par m2 * Surface semelle	Wastewater, average
		Nickel	g		Quantité par kg * Masse nickel	Nickel, 99.5%
		Electricité	kWh		9.00E-03	Electricity, optional
		Nickel	mg		4.10E-05	Nickel, unspecified
		Diéchet solide	g		3.59E-04	Hazardous waste, optional
		Quantité par m2			Quantité par m2 * Surface semelle	
		Eau	kg		2.40E-03	Water, deionised, from tap water, at user
		Nickel, dans le sulfamate	mg		1.20E-04	Nickel, ion
		Eaux usées	dm³		2.40E-03	Wastewater, average
Cadre	Matériaux	Dioxyde de silicium	mg		1659	market for silica sand
		Résine époxy, liquide	mg		249.0	epoxy resin, liquid
		Résine phénolique	mg		145	phenolic resin
		Noir de carbone	mg		21	carbon black
		Moulage par injection du couvercle et du cadre	mg		2073.95	Injection moulding
		produit à base de silicone	mg		257	silicone product
		Electricité	kWh		2.1	Electricity, optional
		Liquide de nettoyage, alcoolopropanol	g		65	Dipropylene glycol monomethyl ether
		Liquide de nettoyage, alcool amine	g		10	Monoethanolamine
		Liquide de nettoyage, eau distillée	g		320	Water, deionised, from tap water, at user
Fabrication	Soudure de la puce	Liquide de nettoyage, eau distillée	g		75	Spent solvent mixture
		Electricité	kWh		24	Electricity, optional
		Acide	kg		64	Acetic acid
		Acétone	g		90	Acetone, liquid
		Isopropanol	g		90	Isopropanol
		Solvants usagés	g		110	Spent solvent mixture
		Pâte à braser	kg		125	Solder, paste, Sn95.5Ag3.9Cu0.6
		Ethanol	g		37	Ethanol
		COV	g		87	NM VOC
		Déchets de filtres	g		68	Hazardous waste, for incineration
Adaptation busbar	Cuivre	Déchets de pâte à braser	g		56	Solder waste, optional recycling
		Electricité	kWh		0.42	Electricity
		Soudure caustique	g		10.00	Caustic soda
		Acide sulfurique	g		18.00	Sulfuric acid
		Eau potable	kg		16.00	Water
		Eaux usées	dm³		16.00	Wastewater
		Eau	kg		8.00	Water
		Nickel, dans le sulfamate	mg		0.40	Nickel, in sulfamate
		Eaux usées	dm³		8.00	Wastewater
		Quantité par kg				
Plastiques et elastomers	Panneau de circuit imprimé non monté	Nickel	g		1053.00	Nickel
		Electricité	kWh		4.80	Electricity
		Nickel	mg		42.00	Nickel
		Diéchet solide	g		53.00	Sludge, dry content
		Cuivre, pour le laminage de feuilles	kg			Copper, slab, for sheet rolling
		Laminage de feuilles de cuivre	kg			Sheet rolling of copper
		Fonctionnement moyen de la machine à cuivre	kg			Average machine working of copper
		Granulés de PET	g		1000.00	PET granulates
		Extrusion de feuilles de PET	kg		1.032	PET granulates
		Lamination d'une barre de bus avec une feuille de PET	m²			Lamination of bus bar with PET foil
PCB	Assemblage	Panneau de circuit imprimé non monté	m²		0.00334	PWB, for surface mounting, Pb free surface
		Pâte à souder	g		442	Solder, paste, Sn95.5Ag3.9Cu0.6
		Electricité	kWh		72.4	Electricity, optional
		Flux, aqueux, par craquelé dicarboxylique	g		10	Adipic acid
		Flux, aqueux, par eau déionisée	g		80	Water, deionised
Acide	kg		21	Nitrogen, liquid		