



HAL
open science

Conception multi-niveau multi-physique de systèmes mécatroniques automobiles : prise en compte de la contrainte de fiabilité de convertisseurs de puissance embarqués dans un véhicule hybride/électrique

Mahraz Bendali

► **To cite this version:**

Mahraz Bendali. Conception multi-niveau multi-physique de systèmes mécatroniques automobiles : prise en compte de la contrainte de fiabilité de convertisseurs de puissance embarqués dans un véhicule hybride/électrique. Energie électrique. Université Paris Sud - Paris XI, 2014. Français. NNT : 2014PA112345 . tel-02401435

HAL Id: tel-02401435

<https://theses.hal.science/tel-02401435>

Submitted on 10 Dec 2019

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.

UNIVERSITE PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE : STITS

Thèse effectuée au sein de l'école supérieure des techniques aéronautiques et de construction automobile (ESTACA)

DISCIPLINE PHYSIQUE

THÈSE DE DOCTORAT

soutenue le 09/12/2014

par

Mahraz BENDALI

Conception multi-niveau multi-physique de systèmes mécatroniques automobiles; Prise en compte de la contrainte de fiabilité de convertisseurs de puissance embarqués dans un véhicule hybride/électrique

<i>Directeur de thèse :</i>	Cherif LAROUCI	Enseignant chercheur HDR (ESTACA'Lab, ESTACA)
<i>Co-encadrants :</i>	Toufik AZIB Claude MARCHAND Gérard COQUERY	Enseignant chercheur (ESTACA'Lab, ESTACA) Professeur des universités (LGEP, Université Paris Sud) Directeur de recherche (LTN, IFSTTAR)
<i>Rapporteurs :</i>	Hervé MOREL Nadir IDIR	Directeur de recherche (AMPERE, INSA Lyon) Professeur des universités (L2EP, Université de Lille 1)
<i>Examineurs :</i>	Stéphane LEFEBVRE Dominique LHOTELLIER	Professeur des universités (SATIE, ENS Cachan-CNAM) Ingénieur (VEDECOM/Renault)

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire de thèse ont été réalisés à l'Ecole des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile (ESTACA) au sein du pôle S2ET de l'ESTACA'Lab, en collaboration avec le laboratoire génie électrique de paris (LGEP) et l'Institut français des sciences et technologies des transports, de l'aménagement et des réseaux (IFSTTAR).

Je tiens tout d'abord à remercier l'ESTACA pour m'avoir accueilli et de m'avoir donné les moyens humains et techniques pour réaliser ce travail et je remercie l'institut VEDECOM d'avoir financé ces travaux de thèse.

Je remercie chaleureusement M. Cherif LAROUCI, enseignant chercheur à l'ESTACA Responsable du pôle S2ET, qui a dirigé ces travaux de thèse pour sa disponibilité, ses remarques pertinentes et de m'avoir guidé tout au long de cette thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à mes co-encadrants Toufik AZIB, enseignant chercheur à l'ESTACA, M. Claude MARCHAND, professeur à l'université Paris-Sud et M. Gérard COQUERY, directeur de recherches à l'IFSTTAR pour leur confiance, leur patience et leur disponibilité tout au long de la thèse.

Je remercie également M. Hervé MOREL, Directeur de recherches à l'INSA de Lyon et M. Nadir IDIR, Professeur à l'Université de Lille 1, pour m'avoir fait l'honneur de rapporter sur ces travaux.

Je suis très reconnaissant à M. Stéphane LEFEBVRE, Professeurs des universités à l'ENS Cachan, d'avoir accepté de présider le jury et à M. Dominique LHOTELLIER, Ingénieur à l'institut VEDECOM/Renault, d'avoir pris part à la soutenance.

Sont associés à ces remerciements mes collègues de l'ESTACA et tout le personnel qui m'a accompagné durant ces trois années et avec qui j'ai passé d'agréables moments. Merci à Selmen, Lyes, Nadir, Sahar, Nathalie, Christine, Samir... et l'ensemble des doctorants et des stagiaires.

Enfin, toutes mes pensées vont à mes parents Vava & Yemma, à mes sœurs Fazia & Lamia, à mes frères Djamal et Amar et leurs petites familles qui ont été toujours un soutien même de très loin.

Pour finir, Merci à Sofiane, Kathia et Abdenour d'être présents à mes côtés et pour leurs soutien et leurs encouragements, un Merci Particulier à Radia, pour sa patience, son calme et son soutien.

Pour mes amis et toutes les personnes que j'ai peut-être oubliées...

Merci

Thanemirt

RESUME

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre de l'électrification des sous-systèmes embarqués notamment pour des véhicules électriques/hybrides. Dans ce domaine, un des objectifs permanents est la réduction des coûts et des délais lors de la conception de chaînes d'actionnement mécatroniques. Pour y parvenir, il est nécessaire de doter le concepteur de méthodologies et d'outils adaptés lui permettant de fiabiliser sa démarche de conception et de lever le maximum de risques avant de réaliser les premiers prototypes. Ces systèmes mécatroniques embarqués mobilisent des briques technologiques essentielles dont fait partie le convertisseur d'électronique de puissance. Les performances de ce système reposent sur la capacité des méthodologies de conception à considérer les contraintes pluridisciplinaires liées à son environnement, l'adéquation des technologies, des topologies et des lois de commandes.

Ces travaux de thèse montrent comment nous pouvons répondre à ces exigences et besoins à travers le développement d'une méthodologie de conception multi-physique et multi-niveau de convertisseurs multicellulaires (entrelacés) prédisposés par essence à une reconfiguration aisée. Cette méthodologie, basée sur une optimisation sous contraintes multi-physiques, permet des choix systématiques d'architecture optimale et des technologies de composants à partir d'une base de données constructeurs. Elle intègre l'aspect fiabilité dans la conception dès la phase de pré-dimensionnement au même niveau que les autres contraintes (électriques, rendement, thermiques, encombrement, compatibilité électromagnétique).

Afin de bien profiter des avantages de ce type de convertisseurs entrelacés, cette intégration de la fiabilité dans la conception «fiabilisation par conception» est parachevée par l'élaboration d'une architecture de commande tolérante aux défauts «fiabilisation par la commande» permettant, une fois le convertisseur conçu, d'augmenter sa disponibilité par reconfiguration matérielle ou logicielle (loi de commande).

Mots clés : conception par optimisation, convertisseurs multicellulaires entrelacés, contraintes multi-physiques, fiabilité.

ABSTRACT

MULTI-LEVEL AND MULTI-PHYSIC AUTOMOTIVE MECHATRONIC SYSTEM DESIGN;
CONSIDERATION OF RELIABILITY CONSTRAINT FOR POWER CONVERTERS EMBEDDED IN A HYBRID /
ELECTRIC VEHICLE.

This PhD thesis work is in the context of electric/hybrid vehicle embedded subsystems electrification. In mechatronic design field, the permanent objectives are costs and delays reducing. To achieve this, there is need of design methodologies and appropriate tools to perform a reliable design approach and leave maximum of risks before making the first prototypes. Embedded mechatronic systems mobilize technological brick keys which include the power electronic converter. Their performances are based on the capacity of the design methodologies to consider the environment multi-disciplinary constraints, the adequacy of the technologies, topologies and control laws.

This thesis work shows how we can meet these requirements and needs through the development of multi-physics and multi-level design methodology for multi-level converters (interleaved) predisposed to an easy reconfiguration. This methodology, based on optimization under multi-physics constraints allows systematic choice of optimal architecture and component technologies from manufacturer database. It integrates the reliability aspect in the design since the pre-sizing process in the same level as the other constraints (electric, efficiency, thermal, volume, electromagnetic compatibility).

In order take advantages of such interleaved converters, the integration of reliability in the design "reliability by design" is completed by the development of fault tolerant control architecture "reliability by control" which increase the availability by reconfiguring hardware or software (control law) of the designed converter.

Keywords: design optimization, interleaved converters, multi-physical constraints, reliability, fault tolerance.

TABLE DES MATIERES

<i>Remerciements</i>	
<i>Résumé</i>	
<i>Abstract</i>	
<i>Introduction Générale</i>	1
<i>I. Chapitre I : Electrification véhicules ; Apport des convertisseurs multicellulaires</i>	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Contraintes liées au domaine des transports et besoins d'électrification.....	4
1.2.1 Systèmes de puissance embarqués automobiles.....	5
1.2.2 Architectures du réseau électrique embarqué	6
1.2.3 Exemple d'un réseau de bord automobile	8
1.2.4 Exemple de la direction assistée électrique	9
1.3 Conception des systèmes mécatroniques.....	11
1.3.1 Chaîne mécatronique type	11
1.3.2 Définitions liées au processus de conception mécatronique.....	12
1.3.3 Besoins en termes de méthodologies de conception de systèmes d'actionnement mécatroniques embarqués	13
1.4 Conception des convertisseurs statiques embarqués	14
1.4.1 Approche de conception par simulation.....	15
1.4.2 Approche de conception par optimisation	15
1.5 Topologies de convertisseurs statiques.....	18
1.5.1 Structures de conversion DC-DC	18
1.5.2 Les convertisseurs multicellulaires.....	19
1.5.3 Le convertisseur Buck entrelacé.....	21
1.6 Conclusion.....	25
<i>II. Chapitre II : Conception par optimisation sous contraintes multi-physiques de convertisseurs statiques multicellulaires</i>	26
2.1 Introduction.....	26
2.2 Méthodologie de conception par optimisation	27
2.2.1 Présentation de la démarche d'optimisation.....	27
2.2.2 Modélisation en vue du pré-dimensionnement multi-niveau de convertisseurs statiques:30	
2.2.3 Algorithmes d'optimisation.....	33
2.3 Adaptation de la méthodologie de pré-dimensionnement	36

2.3.1	Support de l'étude : convertisseur Buck entrelacé	36
2.3.2	Modélisation multi-physique des contraintes considérées	36
2.4	Intégration dans l'optimisation	53
2.5	Résultats de pré-dimensionnement par optimisation	55
2.5.1	Résultats d'optimisation mono-objectif du volume sous contraintes électriques, thermiques et de rendement	55
2.5.2	Résultats d'optimisation sous contrainte de compatibilité électromagnétique (CEM)	64
2.5.3	Résultats d'optimisation multi-objectif du volume et du rendement	67
2.5.4	Résultats d'optimisation avec la reconfiguration du convertisseur	70
2.6	Conclusion	71
III.	<i>Chapitre III : Fiabilisation par conception de convertisseurs multicellulaires embarqués.....</i>	<i>73</i>
3.1	Introduction :	73
3.2	Définitions et métriques liées à la fiabilité	74
3.3	Fiabilité d'un convertisseur de puissance	76
3.3.1	Contraintes physiques et mécanismes de défaillance	76
3.4	Méthodologies d'estimation de la fiabilité prévisionnelle	78
3.4.1	Recueils de fiabilité.....	78
3.4.2	Méthode basée sur les tests accélérés.....	81
3.4.3	Comparaison des méthodes d'estimation de la fiabilité :	86
3.5	Intégration de la fiabilité dans une méthodologie de conception	87
3.5.1	Cahier des charges.....	88
3.5.2	Profils de missions	88
3.5.3	Modèles électrothermiques :	91
3.5.4	Comptage des cycles/Transposition des profil de mission	91
3.5.5	Synthèse des étapes d'évaluation de la fiabilité	93
3.6	Résultats d'évaluation de la fiabilité.....	94
3.6.1	Fiabilité selon les données des tests accélérés	94
3.6.2	Fiabilité selon un recueil.....	96
3.6.3	Intégration de la fiabilité du convertisseur dans la méthodologie de conception par optimisation	99
3.7	Conclusion	106
IV.	<i>Chapitre IV : Fiabilisation par tolérance aux défauts des convertisseurs multicellulaires embarqués.....</i>	<i>108</i>
4.1	Introduction.....	108

4.2	Modélisation et commande des hacheurs Buck entrelacés	108
4.2.1	Modélisation en vue de la commande	109
4.2.2	Synthèse de la commande	109
4.2.3	Résultats de simulation	113
4.3	Commande tolérante aux défauts	117
4.3.1	Principe.....	117
4.3.2	Résultats de simulation	118
4.4	Validation expérimentale	122
4.4.2	Mode de fonctionnement sain :.....	122
4.4.1	Mode de fonctionnement dégradé :.....	123
4.5	Conclusion.....	125
	<i>Conclusion Générale</i>	127
	<i>Perspectives</i>	130
	<i>Production scientifique</i>	132
	<i>Bibliographie</i>	133
	<i>Annexes I</i>	147
	<i>Annexes II</i>	161
	<i>Annexes III</i>	168

TABLE DES FIGURES

CHAPITRE I :

Figure I.1 : Puissance électrique embarquée dans des véhicules électriques et hybrides.....	5
Figure I.2 : Composition de la Chaîne DE Traction d'un véhicule	6
Figure I.3 : Architecture électrique d'un véhicule.....	7
Figure I.4 : Exemple d'architecture de chaînes de conversion d'énergie d'un véhicule électrique ou hybride	8
Figure I.5 : Elements constituant la DAE	9
Figure I.6 : DAE intégrée au niveau de la colonne de direction	10
Figure I.7 : DAE intégrée sur les pignons de la crémaillère.....	10
Figure I.8 : DAE intégrée au niveau de la crémaillère	10
Figure I.9 : Représentation généralisée d'une chaîne mécatronique.....	11
Figure I.10 : Principe d'un processus de conception	12
Figure I.11 : Convertisseur multicellulaire série de type hacheur Buck avec 2 cellules	19
Figure I.12 : Convertisseur multicellulaire parallèle de type Buck.....	20
Figure I.13 : Structure d'un convertisseur Buck entrelacé à q cellules	21
Figure I.14 : Formes d'ondes simulées du convertisseur Buck entrelacé à 3 cellules (charge 1kw, tension entrée / sortie 42V/14V)	22
Figure I.15 : Ondulation normalisée du courant à la sortie d'un convertisseur Buck entrelacé en fonction du rapport cyclique et du nombre de cellules.....	23
Figure I.16 : Ondulation du courant dans la cellule en fonction du nombre de cellule pour $\Delta i_s=10\%$, (conversion 56V/14V)	24

CHAPITRE II :

Figure II.1 : Principe d'une démarche de pré-dimensionnement en trois niveaux	27
Figure II.2 : Principe du premier niveau de pré-dimensionnement.....	29
Figure II.3 : Principe du deuxième niveau de pré-dimensionnement.....	29
Figure II.4 : Principe du troisième niveau de pré-dimensionnement	30
Figure II.5 : Structure d'un Buck entrelacé parallèle à q cellules.....	36
Figure II.6 : Formes d'ondes idéalisées du convertisseur entrelacé	38
Figure II.7 : Prototype de validation.....	39
Figure II.8 : Banc experimental.....	40
Figure II.9 : Mesures des courants dans les inductances et à la sortie.....	41
Figure II.10 : Tension de sortie	41
Figure II.11 : Modèle d'un semi-conducteur en état de conduction	42
Figure II.12 : Phénomènes d'amorçage et de blocage dans l'interrupteur Q au sein d'une cellule de commutation sur charge inductive.....	43
Figure II.13 : Schéma équivalent d'un condensateur.....	44
Figure II.14 : Modèle Circuit thermique d'un radiateur associant les semi-conducteurs	47

Figure II.15 : Structure Buck avec les deux filtres du mode commun et différentiel ainsi que le RSIL	48
Figure II.16 : Architecture du RSIL.....	49
Figure II.17: Modèle équivalent en mode différentiel.....	49
Figure II.18: Spectre CEM en Mode Différentiel, Simulation & calcul Analytique (première figure : convertisseur à 2 cellules, deuxième figure : convertisseur à 4 cellules).....	51
Figure II.19 : Principe de la methodologie globale d'optimisation	54
Figure II.20 : Objectif et contraintes de l'optimisation	56
Figure II.21 : Volume optimal en fonction du nombre de cellules pour un convertisseur 1kW	58
Figure II.22 : Distribution du volume dans le cas 4 cellules	59
Figure II.23 : Distribution des pertes dans le cas 4 cellules	60
Figure II.24 : Tendance du volume pour chaque puissance de sortie	60
Figure II.25 : Tendance du volume du radiateur	61
Figure II.26 : Tendance du volume des inductances des cellules	61
Figure II.27 : Evolution de la fréquence en fonction du nombre de cellules pour différentes charges	62
Figure II.28 : Nombre optimal de cellules pour chaque niveau de puissance	62
Figure II.29 : Volume optimal du convertisseur entrelacé comparé au volume d'un convertisseur monocellulaire.....	63
Figure II.30 : Variations de la Fréquence optimale en fonction du niveau de puissance	64
Figure II.31 : Objectif et contraintes de l'optimisation	64
Figure II.32 : Variations du volume avec et SANS contrainte CEM pour différentes charges .	65
Figure II.33 : Variations du nombre optimal de cellules avec et SANS contrainte CEM	66
Figure II.34 : Variations de la fréquence optimale avec et sans contrainte CEM	66
Figure II.35 : Objectif et contraintes de l'optimisation	67
Figure II.36 : Fronts de Pareto du volume et du rendement	68

CHAPITRE III :

Figure III.1 : Courbe en baignoire du taux de defaillance des composants electroniques.....	74
Figure III.2 : Résultats projet LESIT (nombre de cycles avant défaillance en fonction de l'ondulation de la température de jonction et sa valeur maximale)	84
Figure III.3 : Exemple de données de cyclage ABB.....	84
Figure III.4 : Principe d'extraction des cycles avec la méthode Rainflow (les cycles sont différenciés par leur amplitude et leur durée et les cycles imbriqués sont séparés).....	85
Figure III.5 : Principe de la methodologie de conception par optimisation.....	87
Figure III.6 : Puissance a fournir lors de la phase de conduite.....	89
Figure III.7 : Puissance a fournir lors de la phase parking.....	90
Figure III.8 : Profil de mission en puissance d'un réseau de bord automobile	91
Figure III.9 : Histogramme des amplitudes et moyennes des cycles de puissance (DAE)	92
Figure III.10 : Histogramme des cycles en puissance de la DAE : phase Parking - Conduite ...	92

Figure III.11 : Histogramme des cycles en puissance du profil de mission RBA	93
Figure III.12 : Synthèse des étapes d'évaluation de la fiabilité	93
Figure III.13 : Evaluation de la durée de vie avec deux profils de missions (Tests accélérés) .	95
Figure III.14 : Evaluation de la durée de vie en Fonction du nombre de cellules (convertisseur 1 kW, Tests accélérés)	95
Figure III.15 : Evaluation de la durée de vie en Fonction du profil de mission (Recueil)	96
Figure III.16 : Evaluation de la durée de vie en Fonction du nombre de cellules (Recueil)	97
Figure III.17 : Evaluation directe de la fiabilité pour le convertisseur pré-dimensionné avec une optimisation bi-objectif (volume, rendement), profil DAE (modèle Recueil)	98
Figure III.18 : Durées de vie du convertisseur avec et sans optimisation de la fiabilité (profil de mission RBA caractérisé par une puissance max de 1 kW)	99
Figure III.19 : Volumes avec et sans optimisation de la fiabilité	100
Figure III.20 : Variation du nombre optimal de cellules avec et sans optimisation de la fiabilité	100
Figure III.21 : Schéma de l'optimisation indirecte	101
Figure III.22 : Résultats d'optimisation bi-objectif indirecte (Volume, Température-durée de vie)	102
Figure III.23 : Methodologie globale d'optimisation avec fiabilité	103
Figure III.24 : Optimisation bi-objectif (Volume, Durée de vie) avec un profil DAE	104
 CHAPITRE IV :	
Figure IV.1 : Schéma global de la commande classique	110
Figure IV.2 : Circuit équivalent d'un hacheur série entrelacé	111
Figure IV.3 : Résultats de simulation – Régulation du courant de chaque cellule	114
Figure IV.4 : Résultats de simulation – Commande robuste par Backstepping	116
Figure IV.5 : Principe de l'architecture tolérante aux fautes mise en place.	118
Figure IV.6 : Réponse du convertisseur en présence d'un défaut circuit ouvert affectant la 2 ^{ème} cellule	119
Figure IV.7 : Bruit sur le capteur de tension en sortie du convertisseur (tension nominale 14V)	120
Figure IV.8 : Réponse du convertisseur en présence d'un défaut capteur de tension avec reconfiguration de la commande : commutation de la commande pi vers la commande robuste	121
Figure IV.9 : Résultats expérimentaux – régulation pi sur chaque bras (mode sain)	122
Figure IV.10 : Résultats expérimentaux – commande robuste par Backstepping (mode sain)	123
Figure IV.11 : Résultats expérimentaux – Régulation PI sur chaque bras (mode dégradé) ..	124
Figure IV.12 : Résultats expérimentaux – Commande robuste par Backstepping (mode dégradé)	124

TABLE DES TABLEAUX

CHAPITRE I :

Tableau I.1 : Récapitulatif des structures de conversion dc-dc	18
--	----

CHAPITRE II :

Tableau II.1 : Limites des Contraintes multi physiques.....	56
Tableau II.2 : paramètres d'optimisation Initiaux et limites	57
Tableau II.3 : Valeurs des paramètres après optimisation	58
Tableau II.4 : Valeurs des contraintes après optimisation.....	59
Tableau II.5 : Valeurs des contraintes après optimisation.....	63
Tableau II.6 : Contraintes d'optimisation avec CEM	65
Tableau II.7 : Des solutions pour un convertisseur 1 kW.....	69
Tableau II.8 : Resumé de la reconfiguration d'architecture.....	70

CHAPITRE III :

Tableau III.1 : Mécanismes de défaillance des composants de puissance	76
Tableau III.2 : Exemple de Taux de défaillances de base pour un Boitier TO220	80
Tableau III.3 : Comparaison méthodes des recueils et à base des tests physiques	86
Tableau III.4 : Phases de fonctionnement d'un véhicule	89
Tableau III.5 : Exemple de données après extraction des cycles	93
Tableau III.6 : Des solutions pour un convertisseur 1 kW.....	105

CHAPITRE IV :

Tableau IV.1 : Comparaison des différentes architectures : commande PI.....	110
---	-----

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années l'industrie automobile est en pleine phase de mutation. Les grandes tendances de cette mutation sont liées à l'électrification des véhicules en général et à l'arrivée en masse des véhicules électriques, autonomes et connectés. A cette modification du parc automobile se greffent de nouveaux usages de mobilité et d'énergie partagée ainsi que l'offre de nouveaux services. Tout cela conduit à un écosystème de la mobilité original à mettre en place.

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans cette effervescence de l'électrification des sous-systèmes embarqués notamment pour des véhicules électriques/hybrides. Dans ce domaine, un des objectifs permanents est la réduction des coûts et des délais lors de la conception de chaînes d'actionnement mécatroniques. Pour y parvenir, il est nécessaire de doter le concepteur de méthodologies et d'outils adaptés qui lui permettent de fiabiliser sa démarche de conception et de lever le maximum de risques avant de réaliser les premiers prototypes. Cette fiabilisation doit intervenir le plus tôt possible dans les toutes premières phases de conception lorsqu'il s'agit de définir une architecture et d'en montrer la faisabilité à partir d'un premier cahier des charges. Ces systèmes mécatroniques embarqués mobilisent des briques technologiques essentielles dont fait partie le convertisseur d'électronique de puissance. Les performances de ce système reposent sur la capacité des méthodologies de conception à considérer les contraintes pluridisciplinaires liées à son environnement, l'adéquation des technologies, des topologies et des lois de commandes permettant d'intégrer et d'associer efficacement ce convertisseur et sa charge.

En effet, l'analyse des besoins contractuels et émergents en termes de méthodologies de conception des convertisseurs statiques embarqués dans les véhicules montre de fortes attentes liées à la première phase de conception que l'on nomme phase de pré-dimensionnement. Une méthodologie de pré-dimensionnement type doit être :

- progressive et ouverte, capable d'accueillir à tout moment de nouvelles exigences de conception,
- multi-niveaux offrant la possibilité d'intégrer différentes finesses de modélisation pour répondre à différents niveaux d'exigences,
- multi-physiques afin de considérer différents domaines physiques régissant le fonctionnement des convertisseurs de puissance.

Une telle méthodologie doit permettre un choix d'architectures et de technologies ainsi que la formalisation des pratiques acquises à partir des retours d'expérience. Afin d'assurer l'intégration d'un système dans un environnement sévère tel que l'automobile, cette méthodologie de conception doit permettre de lever le maximum de risques au plus tôt avant la réalisation du premier prototype physique.

Les contraintes de conception liées aux systèmes embarqués automobiles englobent notamment le volume global du système, la masse, le coût, le rendement, des limites physiques (thermiques, rayonnement électromagnétique /CEM, ...) et enfin un niveau de

fiabilité. En effet, la fiabilité (au sens de la sûreté de fonctionnement) est une contrainte forte et essentielle qu'il faut absolument satisfaire pour garantir la sécurité des personnes et des biens. Cet aspect est l'une des questions clés du développement futur de l'automobile, notamment pour le véhicule électrique avec délégation partielle ou totale de la conduite. Ainsi, la multiplication des convertisseurs de puissance au sein du véhicule impose la prise en compte de leur fiabilité au même niveau que les autres contraintes et le plus tôt possible dans la conception notamment pour des fonctions critiques où il est indispensable d'assurer une continuité de service.

Ces travaux de thèse proposent une réponse à ces exigences et besoins à travers le développement d'une méthodologie de conception multi-physique et multi-niveau dédiée à des convertisseurs multicellulaires (ou entrelacés) qui se prédisposent par essence à une reconfiguration aisée. Cette méthodologie, basée sur une optimisation sous contraintes multi-physiques, permet un choix systématique d'une architecture optimale et de technologies associées à ses composants à partir d'une base de données constructeurs. Elle intègre l'aspect fiabilité dans la conception dès la phase de pré-dimensionnement.

Afin de bien profiter des avantages de ce type de convertisseurs entrelacés, cette intégration de la fiabilité dans la conception «fiabilisation par conception» est parachevée par l'élaboration d'une architecture de commande tolérante aux défauts «fiabilisation par la commande» permettant, une fois le convertisseur conçu, d'augmenter sa disponibilité par reconfiguration matérielle ou logicielle (loi de commande).

Ce rapport est structuré en quatre chapitres. Le premier introduit les enjeux liés à l'électrification dans le domaine de l'automobile et les besoins en termes de méthodologies de conception basées sur l'optimisation sous contraintes multi-physiques d'une chaîne d'actionnement mécatronique embarquée type. Par la suite, nous nous intéressons à un élément essentiel de cette chaîne d'actionnement qu'est le convertisseur d'électronique de puissance avec un focus sur les structures entrelacées. Les principaux avantages et inconvénients de ce type de convertisseurs sont dressés dans l'objectif d'explorer leur potentiel pour des applications embarquées automobiles. Ainsi, un convertisseur DC-DC de type Buck multicellulaire considéré comme support d'étude est présenté à la fin de ce chapitre.

Le deuxième chapitre s'étale sur le développement d'une méthodologie de pré-dimensionnement multi-niveau adaptée aux convertisseurs DC-DC entrelacés. Cette phase de pré-dimensionnement est très importante afin de dégrossir le problème de conception, montrer la faisabilité de l'application à concevoir, effectuer un choix d'architectures, lever les principaux risques d'intégration et instruire un cahier des charges valide en vue de la conception détaillée et la réalisation des premiers prototypes. La méthodologie développée est basée sur l'optimisation sous contraintes multi-physiques en considérant des critères fonctionnels liés aux spécifications du cahier des charges et en intégrant, dans un premier temps, des critères de conception type volume, rendement, thermique, qualités des signaux

électriques et CEM. Pour chaque aspect considéré dans la conception, des modèles analytiques et génériques réalisant un compromis entre le temps de calcul et la précision sont élaborés. Ces modèles font apparaître le nombre de cellules du convertisseur entrelacé comme paramètre explicite en vue de l'optimisation. Cette méthodologie est appliquée à notre cas d'étude, les résultats obtenus sont présentés et analysés suivant plusieurs critères.

Après avoir validé la méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation sous contraintes de volume, rendement, électriques et thermiques ainsi que le choix d'architecture et de technologies de composants, le troisième chapitre traite l'aspect fiabilité et son intégration dans cette méthodologie de conception. Dans ce contexte, les principaux modes de dégradations entraînant des défaillances dans les composants et modules de puissance sont d'abord rappelés. Ensuite, deux approches d'évaluation de la fiabilité d'un convertisseur de puissance sont présentées et comparées; la première est basée sur des tests accélérés, la seconde sur les recueils de fiabilité. Les éléments nécessaires à la mise en œuvre de chaque approche sont détaillés, en partant du profil de mission jusqu'aux résultats de la fiabilité synonyme d'une durée de vie dans notre cas. Cet aspect de fiabilité est intégré par la suite d'une manière progressive dans la méthodologie de conception par optimisation. Les résultats de cette intégration sont présentés et analysés mettant en avant l'impact de la fiabilité sur les principaux paramètres d'optimisation et les compromis à faire avec les autres contraintes considérées.

Après la fiabilisation par conception, le quatrième et dernier chapitre explore une fiabilisation par la commande ou par tolérance aux défauts. Dans ce contexte, une architecture de commande tolérante à des défauts capteurs et composants de puissance est développée. L'idée est d'exploiter la prédisposition de ce type de convertisseurs multicellulaires à la reconfiguration « à iso coût matériel » en vue d'élaborer une architecture de commande permettant de reconfigurer le convertisseur en isolant une éventuelle cellule défaillante pour assurer la continuité de service en travaillant en mode dégradé. Ainsi, des techniques de commande dédiées sont mises en œuvre et validées par simulation numérique et expérimentalement.

CHAPITRE I :

ELECTRIFICATION VEHICULES ; APPORT DES CONVERTISSEURS
MULTICELLULAIRES

CHAPITRE I : ELECTRIFICATION VEHICULES ; APPORT DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

1.1 INTRODUCTION

L'objectif principal de ce premier chapitre est de positionner les convertisseurs multicellulaires dans le contexte de l'électrification des véhicules et la conception des systèmes mécatroniques automobiles.

La première partie introduit les enjeux et les besoins liés à l'électrification des chaînes d'actionnement embarqués. Des architectures électriques et des applications embarquées sont données comme exemples d'illustration.

La deuxième partie traite la problématique de conception de systèmes mécatroniques avec un focus sur les besoins en termes de méthodologies de pré-dimensionnement progressives, ouvertes et génériques basées sur l'optimisation sous contraintes multi-physiques.

La dernière partie se focalise sur les convertisseurs d'électronique de puissance DC-DC multicellulaires (entrelacés). Ce type de convertisseurs peut présenter une réelle alternative aux convertisseurs conventionnels (monocellulaires) notamment pour des applications automobiles. Dans cette perspective, un convertisseur Buck entrelacé est choisi comme support d'étude. Ce dernier est présenté avec une analyse des principaux avantages et inconvénients dans le contexte des applications embarquées.

1.2 CONTRAINTES LIEES AU DOMAINE DES TRANSPORTS ET BESOINS D'ELECTRIFICATION

Les moyens de transports sont soumis à de fortes contraintes réglementaires afin de réduire les émissions polluantes et préserver l'environnement. A cela s'ajoute des contraintes de compétitivité en termes de coût (conception, production et maintenance) et de performances (compacité, masse, consommation, fiabilité, confort,...)[AgDe13, Chan07, KBBM10, LuEm02].

L'électrification des systèmes d'actionnement et de propulsion appuyée par des processus, des méthodologies et des outils de développement adéquats est l'une des solutions les plus prometteuses permettant de satisfaire l'essentiel de ces contraintes.

Cette électrification se traduit par une augmentation de l'énergie électrique embarquée au sein des véhicules. La figure I.1 fournit quelques ordres de grandeurs de la puissance électrique embarquée dans des véhicules électriques et hybrides en fonction des niveaux et des technologies d'électrification de la chaîne de propulsion (micro-hybride, semi hybride, hybride complet et hybride rechargeable)[Laro13, Tamo07].

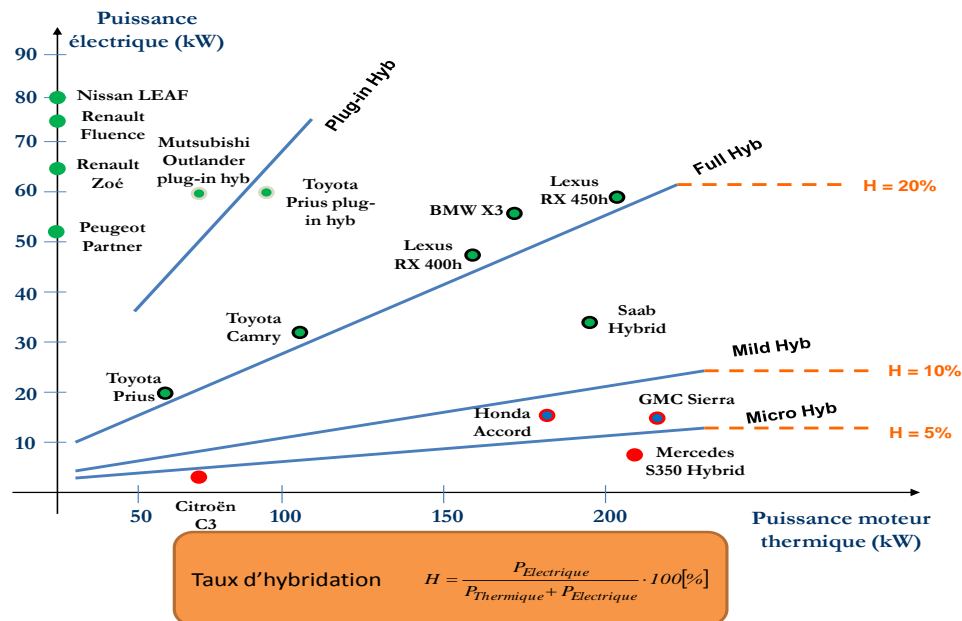


FIGURE I.1 : PUISSANCE ELECTRIQUE EMBARQUEE DANS DES VEHICULES ELECTRIQUES ET HYBRIDES

L'utilisation et la gestion de l'énergie électrique embarquée dans ces moyens de transports font appel à des chaînes de conversion et d'actionnement mécatroniques caractérisées par une collaboration étroite entre l'électrotechnique/l'électronique de puissance, la commande/l'électronique embarquée et la mécanique. Il est donc indispensable de mettre en place de nouvelles méthodologies dans le processus de conception pour faire face à ce challenge et pouvoir lever le maximum de risques d'intégration dès les premières phases de conception.

1.2.1 SYSTEMES DE PUISSANCE EMBARQUES AUTOMOBILES

Les véhicules électriques ou hybrides sont en continuelle évolution, les principales innovations liées à ces véhicules au-delà de celles réalisées dans la chaîne de traction et des systèmes de stockage d'énergie, résident dans la conception optimale des différents sous-systèmes mécatroniques. La conception est en lien direct avec le fonctionnement de ces auxiliaires du véhicule en pleine évolution, poussée par les besoins sociétaux en termes d'environnement et d'efficacité énergétique [Hori14].

Cette partie présente des architectures électriques de véhicules existantes et qui évoluent avec l'électrification du véhicule. En effet, le choix du niveau de tension du bus à bord du véhicule est une question stratégique pour le concepteur, ce dernier impacte directement le développement des systèmes auxiliaires assurant des fonctions autant importantes que le système de propulsion au sein du véhicule. Des exemples de fonctions électrifiées au sein du véhicule sont donnés pour expliquer le contexte de développement et des contraintes associées.

1.2.2 ARCHITECTURES DU RESEAU ELECTRIQUE EMBARQUE

La structure électrique à bord du véhicule fait transiter la puissance électrique entre les sources et les charges, le choix d'un niveau de tension à utiliser influe nettement sur les composants ainsi que le système de puissance à concevoir, cette problématique capitale pour les constructeurs et les équipementiers se traduit par un effort de développement à chaque changement de niveau de puissance. Actuellement chez les constructeurs automobiles on peut trouver différents niveaux de tension qui diffèrent d'un constructeur à un autre [EmLR08, EmWK06, GaEM05, Mehs00].

L'architecture électrique d'un véhicule électrique ou hybride est composée principalement de la partie traction faisant intervenir la source principale de stockage d'énergie embarquée et le moteur de traction. La gestion d'énergie du système global nécessite l'utilisation des convertisseurs d'électronique de puissance pour conditionner le flux d'énergie entre les différents constituants de la chaîne de conversion globale (figure I.2)[Bouc11, SaVG11].

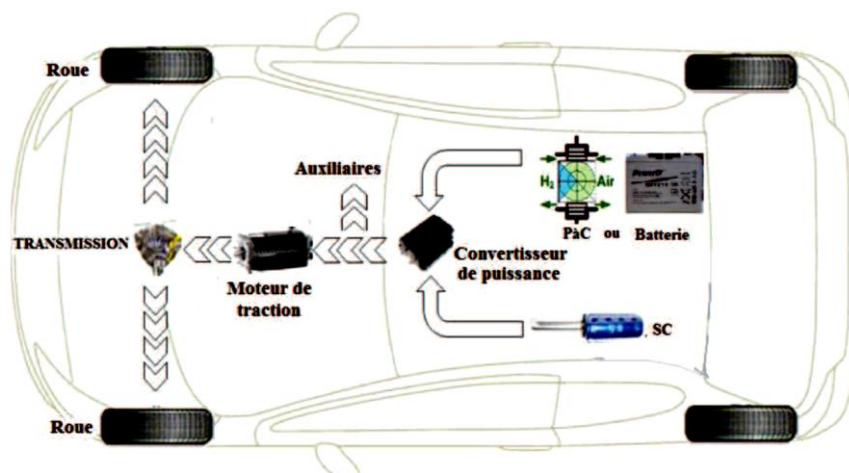


FIGURE I.2 : COMPOSITION DE LA CHAINE DE TRACTION D'UN VEHICULE

A la partie traction du véhicule électrique ou hybride, s'ajoute tous les systèmes ou sous-systèmes [BCMw11, Burt03, ChSa12](communément appelés auxiliaires) qui remplissent différentes fonctions nécessaires au bon fonctionnement (performance et sécurité) du véhicule ainsi que l'assistance de direction, la climatisation et les fonctions de confort et de divertissement dans la partie habitacle.

Ces auxiliaires ont connu un développement et une forte progression avec l'électrification, en transformant les fonctions réalisées auparavant avec d'autres vecteurs énergétiques (hydraulique, mécanique) en fonctions électriques, parmi ces fonctions on peut citer le freinage, la suspension, la direction assistée ... etc.

Dans la littérature scientifique et chez les constructeurs automobiles, différents niveaux de tension subsistent pour faire le lien entre les sources d'énergie et les charges [EmLR08, EmWK06]. Ces configurations et ces niveaux de puissance sont propres à chaque constructeur, mais des tendances générales se dégagent naturellement sur des catégories

de niveaux pour optimiser la conception et permettre aux concepteurs de proposer des solutions normalisées et optimales.

En effet, parmi ces configurations on retrouve l'utilisation simultanée de deux niveaux sur deux réseaux distincts mais connectés, l'un de forte tension nécessaire pour lier la batterie haute tension à la traction du véhicule en évitant l'utilisation de plusieurs convertisseurs et limiter les pertes, ce réseau permet aussi d'alimenter des fonctions électriques de grande puissance telles que la climatisation. Le réseau secondaire est utilisé pour le reste des fonctions au sein du véhicule. Ce réseau, de faible tension peut être de 48V, 36V ou de 12V ou exceptionnellement de deux niveaux de faible tension. L'utilisation d'un tel réseau permet de remplir facilement les conditions de sécurité et d'utiliser directement des sous-systèmes conventionnels développés déjà éprouvés pour le véhicule standard.

Cela permet de réduire fortement l'effort de développement en favorisant l'utilisation des systèmes et des composants standard et d'améliorer les contraintes de sécurité. Par contre, ce réseau n'est pas compatible pour des applications de fortes puissances nécessitant de forts courants et induisant ainsi de fortes pertes dans le système.

La figure 1.3 présente une architecture d'un véhicule avec deux bus haute et faible tension, chacun lié à sa batterie et alimentant des fonctions spécifiques[EmWK06].

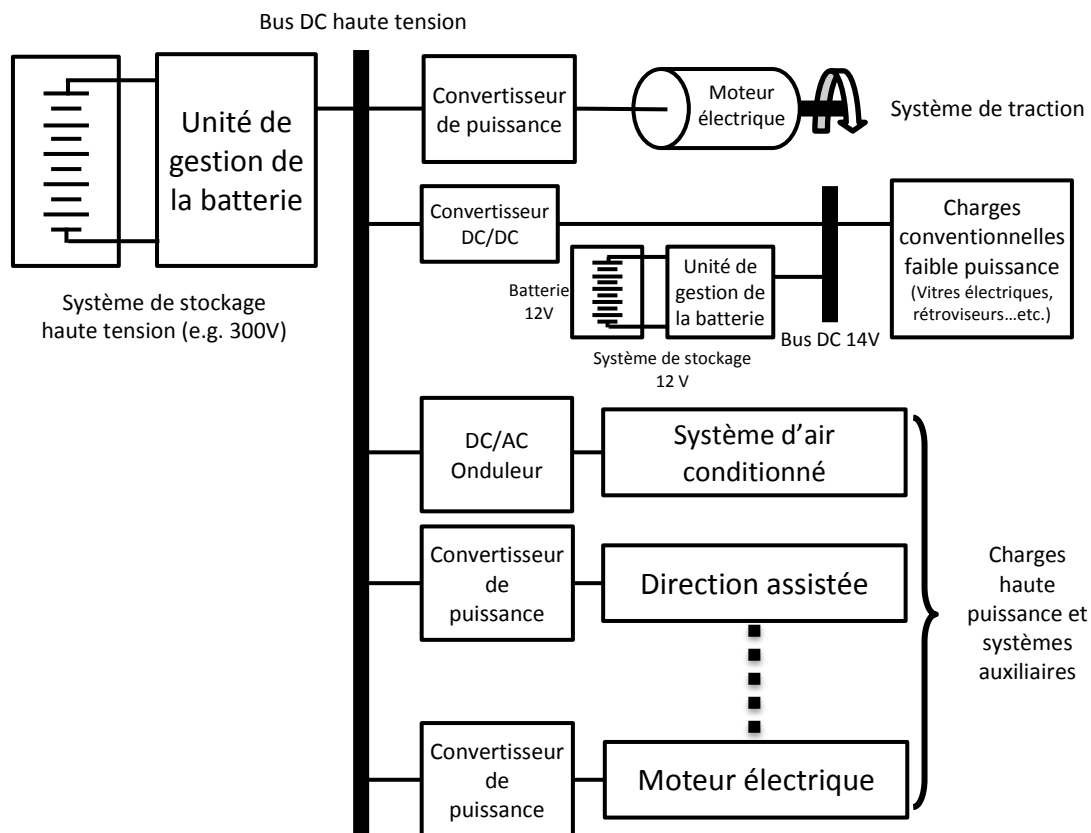


FIGURE 1.3 : ARCHITECTURE ELECTRIQUE D'UN VEHICULE

Le réseau 48 V est fortement plébiscité pour augmenter le niveau de puissance embarqué et alimenter des fonctions de plus en plus gourmandes. En effet plusieurs études [ChRD02, DaFe06, EmLR08, EmWK06, ScDr04] ont proposé d'ajouter un réseau secondaire à 48V pour favoriser le recours à des composants standards et en même temps augmenter le niveau de puissance embarquée. La figure I.4 ci-dessous représente un exemple avec un réseau 48V et les autres bus de tension qui peuvent exister au sein d'un véhicule.

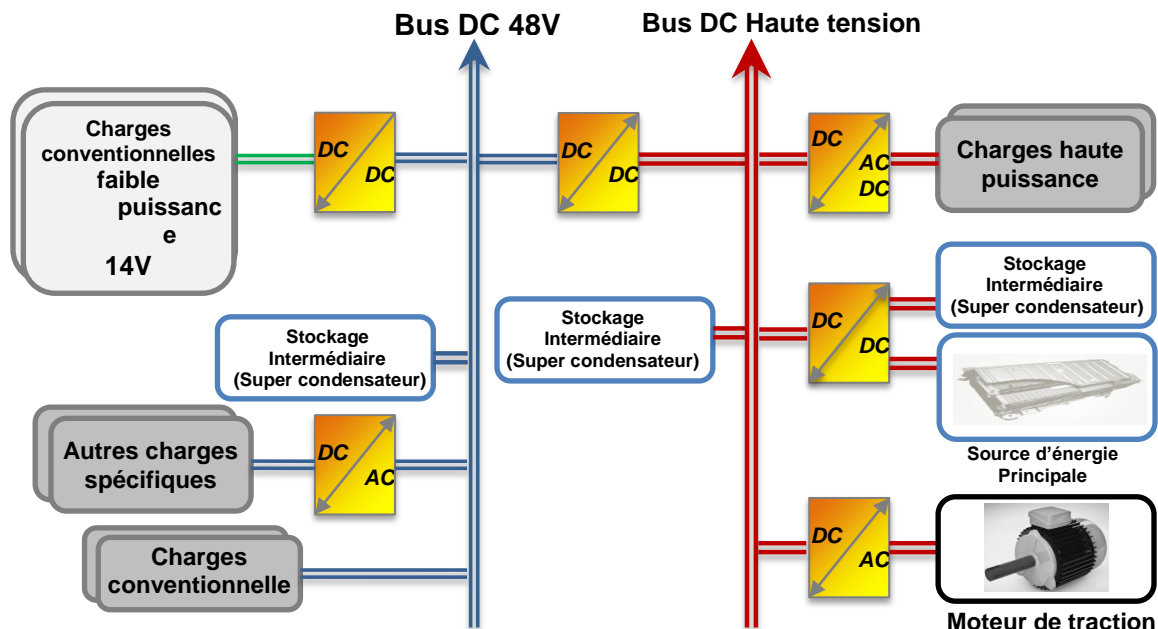


FIGURE I.4 : EXEMPLE D'ARCHITECTURE DE CHAINES DE CONVERSION D'ENERGIE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE OU HYBRIDE

1.2.3 EXEMPLE D'UN RESEAU DE BORD AUTOMOBILE

Le réseau de bord automobile (RBA) sert à alimenter les fonctions nécessaires à la conduite et à la sécurité comportant le tableau de bord et toutes les autres fonctions de divertissement et de confort. Le convertisseur alimentant ce réseau de bord doit répondre à certaines contraintes fortes en termes de densité de puissance sous faible tension [EmLR08](la plupart des fonctions conventionnelles sont alimentées sous 14V)

Ce réseau est caractérisé par de fortes variations de la demande en puissance, selon les besoins des utilisateurs (charges alimentées dépendantes des usages), d'autres fonctions sont alimentées en continu avec une forte criticité pour la sécurité et le bon fonctionnement des passagers.

Les systèmes alimentés par ce réseau de bord se situent généralement dans le compartiment habitacle, parmi les fonctions qu'on peut citer :

- Instrumentation du tableau de bord
- Eclairage partie habitacle
- Sièges électriques
- Vitres électriques

- Système audio et vidéo
- Ventilation
-etc

1.2.4 EXEMPLE DE LA DIRECTION ASSISTEE ELECTRIQUE

La Direction à Assistance Electrique (DAE) se développe depuis une trentaine d'années grâce aux progrès de la mécatronique. Elle remplace les assistances hydrauliques (DAH) apparues très tôt sur les véhicules industriels et les gros engins pour réduire l'effort à fournir lors d'une manœuvre de la direction en accompagnant les gestes du conducteur (assistance au conducteur). La DAE constitue une étape vers la suppression à terme de toute liaison mécanique (colonne) entre le conducteur et les roues au profit d'une liaison complètement électrique appelée Steer By Wire (SBW) [AWLY12, BTh06, RoUE03]

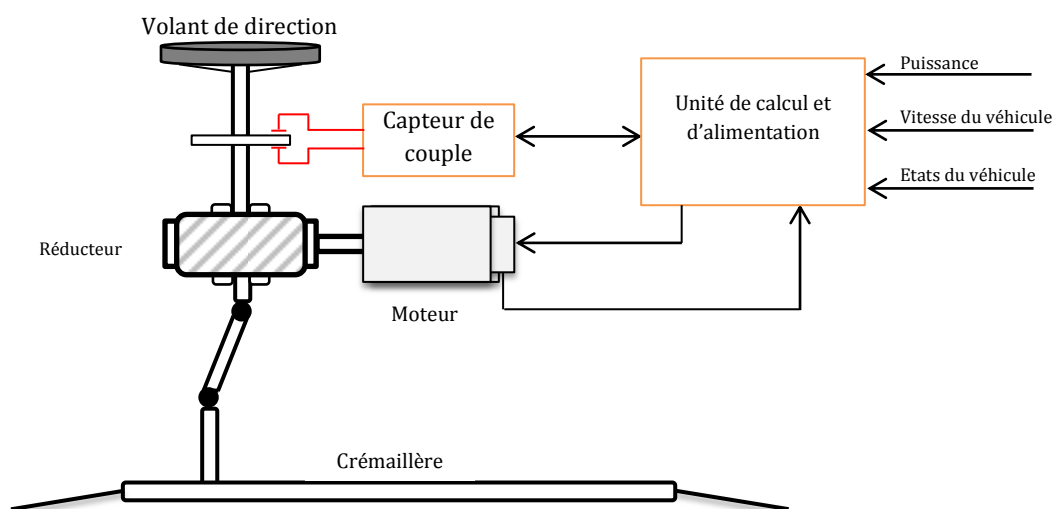


FIGURE 1.5 : ELEMENTS CONSTITUANT LA DAE

Un système de direction assistée électrique est constitué de plusieurs éléments (figure 1.5) dont le moteur électromécanique et son alimentation par un convertisseur de puissance. La commande de ce système fait appel aux différents capteurs sur le volant et sur la crémaillère liée aux roues. Comparée aux assistances hydrauliques, la DAE permet de supprimer les fluides et les pièces qui s'y rattachent, telles que la pompe d'assistance et les canalisations ainsi que la courroie et la poulie, ce qui donne des gains en masse, volume et maintenance.

Sur le marché, il existe plusieurs types d'assistance de direction, la différence principale vient de l'emplacement du moteur d'assistance et du niveau d'assistance à apporter au conducteur [Gasc04]:

- DAE intégrée au niveau de la colonne de direction (figure I.6).

Le moteur d'assistance agit sur la colonne de direction via un réducteur à roue et vis sans fin.



FIGURE I.6 : DAE INTEGREE AU NIVEAU DE LA COLONNE DE DIRECTION

- DAE intégrée sur les pignons de la crémaillère (figure I.7).



FIGURE I.7 : DAE INTEGREE SUR LES PIGNONS DE LA CREMAILLERE

- DAE intégrée au niveau de la crémaillère (figure I.8).

Le moteur d'assistance est situé directement sur la crémaillère :



FIGURE I.8 : DAE INTEGREE AU NIVEAU DE LA CREMAILLERE

- DAE complètement électrique (Steer by wire) :

Dans cette catégorie, on retrouve les architectures précédentes d'assistance à la direction, par contre le lien mécanique entre le volant et la crémaillère est rompu au bénéfice d'une liaison électrique, à l'aide de capteurs et d'actionneurs. La colonne de direction se retrouve éliminée permettant ainsi un gain supplémentaire sur le volume et l'encombrement.

Dans un marché concurrentiel, les industriels de l'automobile améliorent sans cesse les prestations en développant des voitures plus performantes et plus fiables. De ce fait, la direction assistée électrique est aussi soumise à des contraintes, notamment mécaniques de part des efforts transmis entre la roue et le volant ou bien électriques liées à une demande plus importante en énergie pour exercer certaines manœuvres.

1.3 CONCEPTION DES SYSTEMES MECATRONIQUES

L'électrification véhicule repose sur une brique élémentaire qui est la chaîne d'actionnement mécatronique embarquée. La mécatronique est devenue un concept incontournable pour l'industrie automobile. Dans ce domaine, les ingénieurs concepteurs se trouvent confrontés à des systèmes complexes multidisciplinaires faisant intervenir plusieurs domaines physiques (électronique, thermique, mécanique, informatique, ...), des couplages multi-physiques (électromécanique, thermoélectrique, vibro-acoustique,...) et diverses technologies nécessitant différents niveaux de modélisation et des approches de conception dédiées[Ceti06].

1.3.1 CHAINE MECATRONIQUE TYPE

Une chaîne mécatronique se compose le plus souvent d'un actionneur électrique associé à une électronique de puissance, des éléments de transmission mécanique liés à une charge à actionner, des capteurs et d'un calculateur assurant le contrôle et la supervision du système complet. Les similitudes entre les applications mécatroniques nous mènent à les représenter par une chaîne mécatronique type constituée de sous-systèmes élémentaires (figure I.9)[Ejja10].

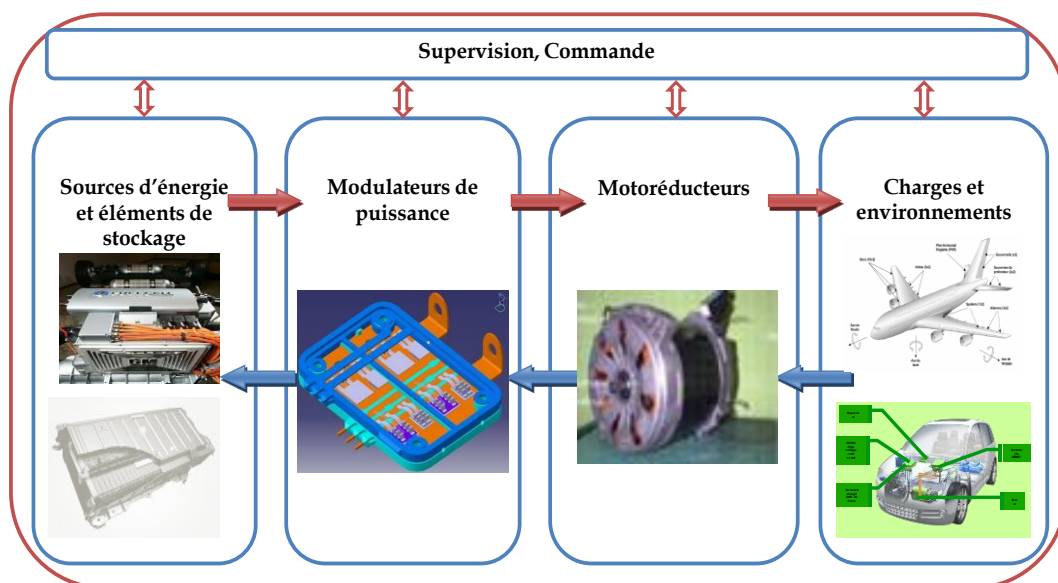


FIGURE I.9 : REPRESENTATION GENERALISEE D'UNE CHAINE MECATRONIQUE

Ce type de représentation facilite l'élaboration de méthodologies génériques de conception applicables à l'ensemble de la chaîne et à chaque élément de celle-ci à travers une vision « fractale ».

Un système d'actionnement mécatronique est donc composé d'un agencement de sous-systèmes élémentaires. Cette association peut conduire à des volumes d'intégration significatifs selon la puissance nécessaire. L'idéal serait donc de pouvoir réaliser des chaînes

d'actionnement intégrées sous forme d'un seul composant standardisé, modulaire et fortement compact. Cela représente un grand défi de conception en mécatronique.

Pour arriver à un tel produit, il apparaît nécessaire d'atteindre le niveau d'intégration, de miniaturisation et d'optimisation maximal pour chaque élément de la chaîne d'actionnement. Ce niveau d'intégration maximal dépend de la maturité des technologies ainsi que de la pertinence des méthodologies et processus de conception.

1.3.2 DEFINITIONS LIEES AU PROCESSUS DE CONCEPTION MECATRONIQUE

La conception d'un système d'actionnement mécatronique peut être définie comme étant un processus cohérent de création et de développement regroupant plusieurs phases de la spécification à la validation en passant par l'analyse fonctionnelle, le choix d'architecture et le dimensionnement (figure I.10).

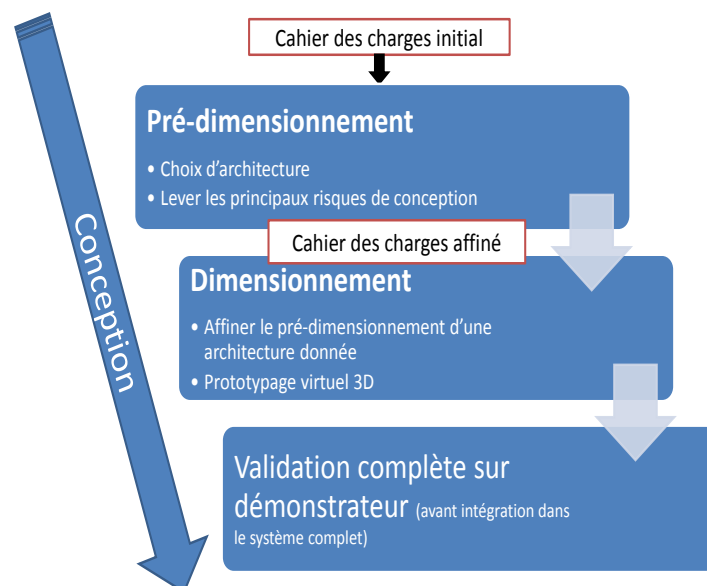


FIGURE I.10 : PRINCIPE D'UN PROCESSUS DE CONCEPTION

Le pré-dimensionnement est la première phase de ce processus permettant de dégrossir la problématique de conception et de lever les principaux risques de faisabilité et d'intégration. A l'issue du pré-dimensionnement la faisabilité de conception est prouvée, l'architecture est figée et les valeurs des principaux paramètres dimensionnant du système d'actionnement sont définies avec une incertitude dont l'influence doit être maîtrisée avec un niveau de détail correspondant aux contraintes initiales. De ce fait, la phase de pré-dimensionnement est particulièrement structurante pour la suite de la conception.

Pour réaliser cette phase de pré-dimensionnement, une grande précision dans la modélisation des différentes contraintes de conception (électrique, thermique, CEM,

commande,...) n'est pas forcément nécessaire, par contre la rapidité de calcul et l'utilisation de modèles d'analyse simples est d'une grande importance.

Le dimensionnement consiste à affiner, pour une architecture déjà déterminée, l'étape du pré-dimensionnement en levant les incertitudes sur les paramètres du système. Il vise également à lever l'ensemble des risques d'intégration idéalement à travers un prototypage virtuel 3D en considérant les couplages multi-physiques régissant le fonctionnement du système.

Notons qu'il est parfois difficile, notamment en électronique de puissance, de définir des frontières fixes entre ces phases de conception en particulier entre le pré-dimensionnement et le dimensionnement. De notre point de vue, le pré-dimensionnement permet de montrer la faisabilité, de choisir une architecture et de lever les principaux risques d'intégration, tandis que le dimensionnement s'étend à la conception virtuelle 3D et la réalisation du premier prototype en vue d'une validation complète.

1.3.3 BESOINS EN TERMES DE METHODOLOGIES DE CONCEPTION DE SYSTEMES D'ACTIONNEMENT MECATRONIQUES EMBARQUES

L'ingénierie de systèmes mécatroniques nécessite la conception simultanée et pluridisciplinaire de trois sous-systèmes : la partie opérative (à dominante mécanique et électromécanique), la commande (à dominante électronique et informatique en temps réel), et l'interface entre l'homme-machine (à dominante ergonomique et esthétique). La partie commande est l'intelligence embarquée du système, elle est associée aux convertisseurs d'électronique de puissance reliés à la partie électromécanique et qui assurent l'alimentation adaptée en énergie électrique.

Les méthodologies de conception permettant de réaliser un compromis entre différents domaines et contraintes physiques sont nécessaires pour réaliser de nouvelles fonctionnalités, réduire le nombre de composants critiques et valider la sûreté de fonctionnement du système, également abaisser les coûts et rendre les produits mécatroniques plus compacts.

Dans ce contexte, la représentation généralisée d'une chaîne mécatronique type, présentée dans le paragraphe précédent, nous permet de définir des méthodologies génériques de conception d'un système mécatronique en considérant les interactions entre des sous-systèmes de natures physiques différentes. De telles méthodologies devraient être applicables à chaque sous-système séparément tout en assurant les liens étroits avec les autres sous-systèmes. Elles devraient également être intégrables dans une plateforme logicielle mécatronique permettant de concevoir toute la chaîne d'actionnement en mariant les différents domaines physiques jusqu'au niveau 3D numérique dans un même environnement de travail. Cela permettrait d'éviter toute rupture dans le processus de conception en termes de méthodologies et d'outils.

Plusieurs méthodes ont été adoptées pour la conception des systèmes multi-physiques [Alla08, BrBr07, CTEB11, HaBr03, Hane14, HeBr08, Vivi02, Wu12]. La plupart se basent sur une architecture et un choix technologique prédéfinis grâce à l'expérience du concepteur et ne considèrent l'aspect intégration 3D que tard dans le processus de conception.

Ainsi, l'un des principaux besoins aujourd'hui est le développement de méthodologies permettant une conception progressive en intégrant le choix d'architectures et technologique et en assurant un continuum matriciel de conception :

- Horizontalement entre des modèles de l'ensemble des composants d'une chaîne d'actionnement mécatronique, de la source d'énergie à la charge.
- Verticalement entre les différents niveaux de modélisation (de l'analytique jusqu'au numérique 3D).

L'un des enjeux majeurs est donc la capacité d'associer des modélisations très différentes à la fois verticalement (analytiques, numériques, linéaires, non linéaires et outils de calcul métier) et horizontalement par les disciplines scientifiques mises en jeu.

Une grande partie des travaux présentés dans ce document porte sur les méthodologies de conception et se focalise plus particulièrement sur les convertisseurs de puissance embarqués.

1.4 CONCEPTION DES CONVERTISSEURS STATIQUES EMBARQUÉS

Un convertisseur d'électronique de puissance est composé d'un agencement de composants élémentaires discrets (composants semi-conducteurs de puissance, condensateurs, inductances et/ou transformateurs, circuits intégrés de commande, dispositifs de refroidissement, interconnexions). De ce fait, cette association de composants élémentaires conduit à des volumes d'intégration significatifs selon la puissance convertie, leur intégration doit répondre donc à des exigences extrêmement importantes en termes de miniaturisation, de rendement, de sûreté de fonctionnement et de réduction des coûts de fabrication.

Le bon fonctionnement de ces convertisseurs dans leur environnement réel est conditionné par la prise en compte de plusieurs contraintes de conception (volume, coût, rendement, température, spectre électromagnétique, contrôle, ...). Actuellement, cette conception est principalement basée sur l'expérience des ingénieurs [Ejja10, ELLM10a].

La nature pluridisciplinaire de ces systèmes de conversion fait intervenir généralement plusieurs compétences pour satisfaire des contraintes de conception multiples et de plus en plus sévères.

Les constructeurs et les équipementiers du domaine des transports s'intéressent plus particulièrement à la conception et à la validation numérique de ces convertisseurs afin de lever les principaux risques avant d'entamer la phase de développement final. Ceci permet

de concevoir des convertisseurs performants en un temps minime et moins coûteux en nombre de tests expérimentaux (garantir un flot de production en série sans défaillances).

Plus particulièrement, le pré-dimensionnement des convertisseurs de puissance est devenu un enjeu important pour les concepteurs en électronique de puissance. Plusieurs méthodes de synthèse ont été adoptées dans la conception des systèmes multi-physiques utilisant des algorithmes permettant de résoudre des systèmes non linéaires et des problèmes d'optimisation [ALa08, BrBr07, HaBr03, HeBr08, Vivi02]. Ces méthodes peuvent être basées sur la prise en compte des incertitudes en utilisant l'analyse par intervalles (techniques de contraction, méthodes de pavages et inversion ensembliste d'optimisation globale) [HaWa03] ou en utilisant des techniques de propagation de contraintes pour la conception [YaSB03].

D'une manière générale, deux principales approches peuvent être utilisées pour la conception des convertisseurs statiques, une approche directe basée sur la simulation et une approche indirecte basée sur l'optimisation sous contraintes.

1.4.1 Approche de conception par simulation

Les outils informatiques trouvent de plus en plus de place dans la conception en électronique de puissance. Actuellement, il existe différents logiciels permettant de simuler les phénomènes à prendre en compte lors de la conception d'une structure électronique de puissance. Citons à titre d'exemples Flotherm pour les phénomènes thermiques, Saber, PsPice, Simplorer pour les comportements électriques et Flux2D/3D et COMSOL pour des simulations multi-physiques à base des éléments finis (électromagnétique, thermique,...). Cette démarche de simulation est plus adaptée à un calcul direct mono-domaine car elle requiert plus souvent des temps de calcul importants. Par exemple la simulation d'un ensemble convertisseur - R.S.I.L (réseau stabilisateur d'impédance de ligne) peut conduire à des temps de simulation rédhibitoires pour obtenir une signature CEM précise. De plus, les simulations temporelles et éléments finis deviennent plus complexes lorsqu'il s'agit d'un système multi-physique avec plusieurs paramètres à déterminer. La précision qu'offre cette approche la rend plus intéressante dans la phase de dimensionnement mais elle reste aujourd'hui moins attractive dans une phase de pré-dimensionnement sous plusieurs contraintes multi-physiques[ELLM10a, Laro13].

1.4.2 Approche de conception par optimisation

Il s'agit d'une approche indirecte permettant de déterminer un jeu de paramètres optimaux en respectant des contraintes multi-physiques et en minimisant ou maximisant un ou plusieurs objectifs. Cette approche est incontournable dans la phase de pré-dimensionnement exigeant aujourd'hui d'intégrer de plus en plus de contraintes et de paramètres de conception.

Dans la littérature, plusieurs travaux ont été consacrés à la conception de convertisseurs statiques par optimisation sous contraintes multi-physiques avec différentes approches. A titre d'exemples, dans [BCRH04] et [Hert01] des techniques d'optimisation mono-objectif ont été utilisées pour réduire le coût d'une structure Boost en mode PFC (Correction de Facteur de Puissance) en prenant en compte des contraintes de conception thermiques et CEM. Dans [Jour02], le volume d'une structure « hacheur réversible » pour des applications automobiles, a été optimisé suivant des contraintes électriques, thermiques et CEM. Dans [ReRS05] on démontre le fort potentiel de l'utilisation des techniques d'optimisation multi-objectifs dans le cas d'une chaîne de traction de type véhicule électrique. Dans [HBHM05] le coût et le rendement d'un convertisseur Buck ont été optimisés simultanément sous contraintes électriques, CEM et thermiques.

Dans ces travaux, l'optimisation suivant un ou plusieurs objectifs est souvent utilisée pour résoudre un problème de conception de convertisseurs de puissance nécessitant la prise en compte de plusieurs contraintes liées à l'environnement avec un niveau de finesse quasi identique et plus souvent relevant de la modélisation analytique.

Dans [Mand09] une optimisation sous contraintes thermique et CEM d'un convertisseur statique est réalisée. L'objectif est d'optimiser la disposition des composants et leurs interconnexions. Dans un premier temps, une optimisation mono-objectif est réalisée en considérant les températures de jonctions comme fonction objectif et le spectre CEM comme une contrainte à respecter. Dans un deuxième temps, une optimisation bi-objectif est effectuée en considérant les objectifs thermique et CEM. Dans [NiWN13] les auteurs proposent une méthode de routage et d'orientation des puces semi-conductrices sans que celles-ci ne puissent être déplacées. Le routage a une influence sur les commutations des interrupteurs et donc la température des puces. Cependant, les formes et les longueurs des pistes ont une influence sur les formes d'onde des courants et tensions (et de ce fait sur le spectre CEM). Une méthode d'optimisation du placement routage sous contraintes thermique et CEM a été ainsi développée.

Ce type de travaux recoure à l'utilisation de la modélisation numérique et se focalise sur un nombre réduit de contraintes (le plus souvent thermique et CEM). Le choix d'une architecture à optimiser et des technologies appropriées des composants est généralement réalisé selon l'expérience du concepteur.

En terme de méthodologies plus génériques, J. W. Kolar [BiBK09, JJAU10, KDBH07, KrKo12] apporte une vision intéressante d'une méthodologie de « prototypage virtuel » pour la conception en électronique de puissance en couplant des boucles d'optimisations locales à une boucle d'optimisation globale, une sorte d'agencement intelligent de modèles et d'hierarchisation de contraintes.

Nos travaux s'inscrivent dans cet axe méthodologique. L'objectif est de proposer des méthodologies génériques permettant d'intégrer plus facilement de plus en plus de

contraintes et d'exigences et de lever le maximum de risques de faisabilité et d'intégration dès la première phase de conception (phase de pré-dimensionnement).

1.5 TOPOLOGIES DE CONVERTISSEURS STATIQUES

L'évolution technologique des différents composants de puissance (actifs et passifs) et les méthodes d'association des cellules de commutation ont donné naissance au cours de ces dernières années à plusieurs topologies de convertisseurs de puissance (série, parallèle, multi-niveaux,...) [BeBa09, Bouh09, Dang06, Kevi11].

Comme indiqué dans la partie électrification, les véhicules électriques ou hybrides embarquent des bus de tension continu, cela est dû à la nature des sources d'énergie et des fonctions à alimenter au sein du véhicule. L'utilisation des bus continu permet un gain en termes de nombre de conversion et la simplification de l'architecture électrique embarquée. De ce fait les convertisseurs DC-DC (Continu-Continu) sont très utilisés au sein des véhicules notamment pour des fonctions auxiliaires.

1.5.1 STRUCTURES DE CONVERSION DC-DC

Les structures de conversion DC-DC peuvent être classées, du point de vue fonctionnel, par rapport à l'isolation galvanique (isolées et non isolées), à la symétrie de fonctionnement (symétrique ou asymétrique), à la réversibilité (non réversible, réversible en courant, en tension, ou les deux), au type de transfert d'énergie (direct ou indirect) et au niveau de tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Les topologies classiques de conversion DC-DC sont représentées dans le tableau I.1[Ejja10].

TABLEAU I.1 : RECAPITULATIF DES STRUCTURES DE CONVERSION DC-DC

Convertisseurs DC-DC					
Structures non isolées			Structures isolées		
Structures réversibles	Structures non réversibles		Structures symétriques	Structures asymétriques	
	Transfert direct d'énergie	Transfert indirect d'énergie		Transfert direct d'énergie	Transfert indirect d'énergie
- Hacheur réversible en courant (2Q) - Hacheur réversible en tension (2Q) - Hacheur réversible en courant/tension (4Q)	<u>Structures abaisseuse</u> - Buck classique - Buck quadratique - Buck synchrone - Buck entrelacée à n branches synchrones <u>Structures élévatrice</u> - Boost classique - Boost synchrone - Boost entrelacée à n branches synchrones - Boost-Boost	<u>Structures abaisseuses/élévatrices/inverseuses</u> - Buck-Boost classique - Double Buck-Boost - Cuk classique - Cuk avec inductances couplées - Cuk quadratique <u>Structures abaisseuses/élévatrices/non inverseuses</u> - Buck-Boost modifié - SEPIC classique - SEPIC quadratique - ZETA classique - ZETA quadratique	- PUSH-PULL série - PUSH-PULL parallèle - En demi-pont - En pont complet	- FORWARD classique - FORWARD avec multiples sorties - FORWARD en demi-pont asymétrique - FORWARD quasi-résonant	- FlybBack classique - Flyback avec sorties multiples - FlybBack en demi-pont asymétrique - Flyback quasi-résonant

1.5.2 LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

Le besoin en termes d'intégration et en termes de performances énergétiques dans une démarche d'optimisation globale des véhicules électriques et hybrides, oriente la plupart des recherches à l'utilisation de nouvelles topologies de convertisseurs.

Parmi les structures émergentes, on trouve les convertisseurs multicellulaires. Ces derniers ont fait leur apparition pour résoudre des problèmes liés à l'élévation de la tension et l'augmentation de la densité de courant, ce qui permet l'utilisation optimale des composants de faible calibre plus performants et optimisés dont les technologies de fabrications sont bien maîtrisées. Ces nouvelles structures sont appelées convertisseurs multicellulaires multi-niveaux ou entrelacés selon leurs configurations. Ils présentent plusieurs propriétés intéressantes telles que les formes d'ondes des signaux en entrée/sortie du convertisseur.

L'architecture de ces convertisseurs est basée sur des associations en parallèle ou en série de cellules de commutation élémentaires par l'intermédiaire de composants passifs. De nombreux travaux traitent les convertisseurs multicellulaires, ces convertisseurs sont classés selon le type d'association des cellules élémentaires:

1.5.2.1 LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIES (MULTI-NIVEAUX)

Ce type de convertisseur multicellulaire est constitué de cellules de commutation associées en série par un condensateur [Chri03, Jose04, Lere11, OmAm12]. Le condensateur fait office de source de tension flottante. La structure multicellulaire série peut être adaptée à des configurations en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif). Ces convertisseur sont appelés plus souvent « convertisseurs multi-niveaux » car ils possèdent en sortie plus de deux niveaux de tension.

L'avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes de tension sur les interrupteurs. Le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique (monocellulaire). Les convertisseurs multicellulaires série sont donc bien adaptés à des applications « hautes tensions ». Ils permettent d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et procurent plus de flexibilité pour obtenir des niveaux de tension différents [BeBa09]. Cependant, ils nécessitent l'utilisation d'un grand nombre de condensateurs pour réaliser les sources de tension flottante. La figure I.11 présente une structure de convertisseur multicellulaire série de type Buck avec 2 cellules.

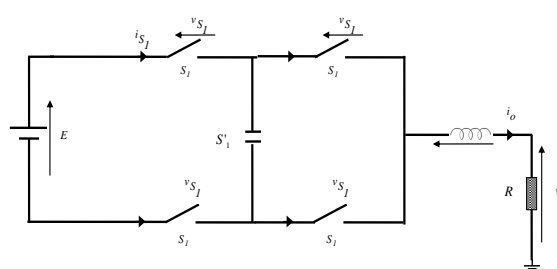


FIGURE I.11 : CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE DE TYPE HACHEUR BUCK AVEC 2 CELLULES

1.5.2.2 LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES PARALLELES

Ce type de convertisseurs est composé d'associations de cellules de commutation en parallèle à travers des inductances de stockage couplées ou non. Ces convertisseurs sont également appelés convertisseurs entrelacés parallèles du fait que la commande des cellules est décalée d'une cellule à une autre. A titre d'exemple, la figure 2 présente un convertisseur multicellulaire parallèle de type Buck.

Cette topologie permet de distribuer le courant sur chaque cellule, et d'utiliser de ce fait des composants de faible calibre de courant [Bouh09, Cost07]. Un avantage principal de cette structure est l'accroissement de la fréquence apparente à l'entrée et à la sortie du convertisseur qui permet de réduire considérablement le besoin de filtrage. Ces convertisseurs engendrent la diminution des ondulations à l'entrée et à la sortie du convertisseur, mais les ondulations de courant dans chaque inductance restent élevées avec une fréquence inchangée.

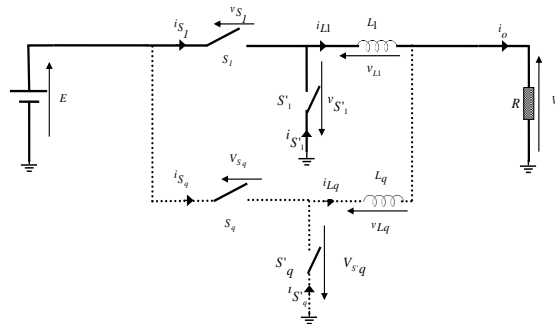


FIGURE I.12 : CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE PARALLELE DE TYPE BUCK

Ce type d'association permet d'augmenter le courant de sortie du convertisseur et d'être bien adapté aux applications à faible tension et fort courant.

Remarque :

- Dans la suite, les travaux de cette thèse se focalisent sur une topologie donnée de convertisseur multicellulaire pour illustrer nos approches et méthodologies de conception par optimisation sous contraintes multi-physiques. Le support d'étude choisi dans notre cas est un convertisseur avec une structure multicellulaire parallèle de type hacheur abaisseur (Buck). Cette structure est bien adaptée à des applications nécessitant un fort courant sous faible tension, ainsi qu'une forte disponibilité et tolérance aux pannes, telles que la direction assistée électrique (DAE) ou l'alimentation du réseau de bord automobile.
- Pour une simplification de langage, nous appelons le convertisseur multicellulaire parallèle « convertisseur entrelacé ».

1.5.3 LE CONVERTISSEUR BUCK ENTRELACE

La figure I.13 présente un convertisseur entrelacé de type abaisseur (Buck) à q cellules.

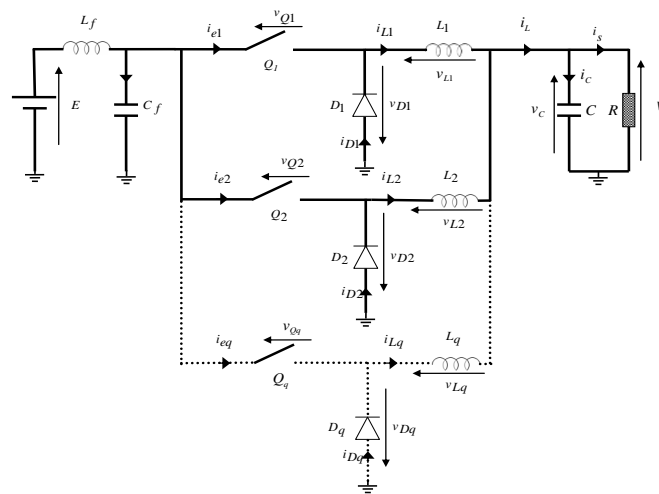


FIGURE I.13 : STRUCTURE D'UN CONVERTISSEUR BUCK ENTRELACE A Q CELLULES

Ce convertisseur est constitué:

- d'un filtre d'entrée, composé de l'inductance L_f et du condensateur C_f , commun pour l'ensemble des cellules,
- d'une cellule élémentaire composée de l'interrupteur Q_i , de la diode D_i et de l'inductance de sortie L_i . Cette cellule est dupliquée de manière identique pour réaliser l'architecture globale du convertisseur. Dans notre cas, les inductances des cellules sont supposées identiques et découplées,
- d'un condensateur C du filtre de sortie,
- d'une source de tension E et d'une résistance R modélisant la charge vue par le convertisseur.

Les commandes des cellules de commutation ont le même rapport cyclique α , ces signaux de commande sont déphasés de $\frac{2\pi}{q}$ (entrelacement de la commande). Cette technique de commande est spécifique à ce type d'association en parallèle pour permettre de tirer profit de tous les avantages offerts par cette structure.

Pour illustrer le fonctionnement de convertisseur, la figure I.14 montre les formes d'ondes obtenues par simulation avec le logiciel PSIM dans le cas d'un convertisseur à 3 cellules. On peut remarquer l'entrelacement de la commande sur la figure I.14.A qui est traduit par le décalage des signaux de commande. Sur la figure I.14.B sont représentés les courants dans chaque inductance de liaison (de cellule), et en dernier sur les figure I.14.C et I.14.D la forme du courant et de la tension à la sortie du convertisseur.

D'après ces figures, on peut facilement remarquer la fréquence apparente de sortie qui est 3 fois (N fois dans le cas de N cellules) la fréquence de découpage de chaque cellule. En outre,

l'ondulation résultante à la sortie est très avantageuse comparée à celle d'une cellule élémentaire.

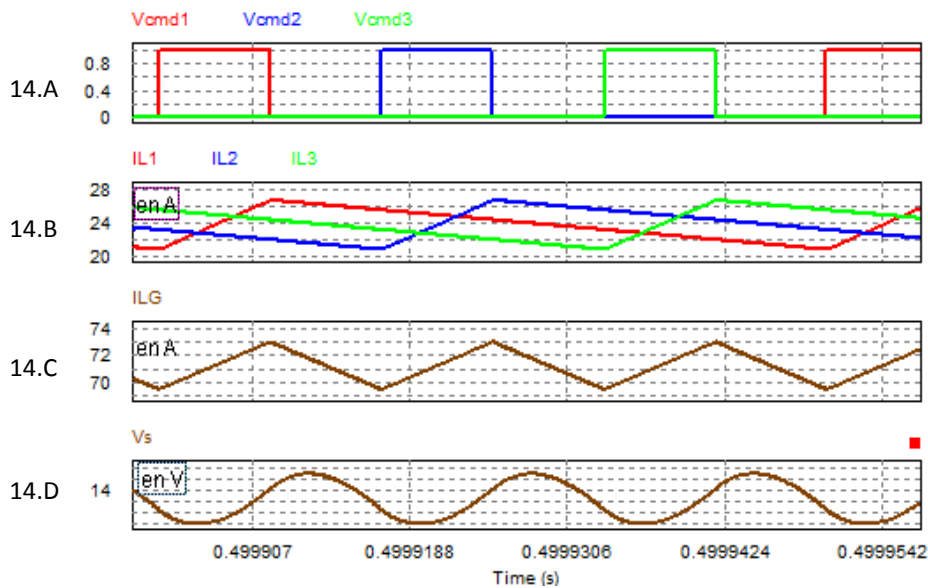


FIGURE I.14 : FORMES D'ONDES SIMULEES DU CONVERTISSEUR BUCK ENTRELECE A 3 CELLULES (CHARGE 1KW, TENSION ENTREE / SORTIE 42V/14V)

1.5.3.1 AVANTAGES DE CE TYPE DE CONVERTISSEURS ENTRELECES:

La mise en parallèle de plusieurs cellules avec une commande entrelacée offre plusieurs avantages pour ce type de convertisseurs multicellulaires parmi lesquelles on peut citer :

- REDUCTION DES ONDULATIONS ET AUGMENTATION DE LA FREQUENCE APPARENTE:

Les ondulations à la sortie et à l'entrée du convertisseur sont réduites avec la structure multicellulaire. En effet, l'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur, amène à la réduction du filtrage par un gain sur les composants passifs se traduisant sur leurs volumes et leurs couts. Comme illustré sur la figure I.15, l'ondulation de courant normalisée (ratio d'ondulation par rapport au courant maximum) à la sortie du convertisseur diminue avec l'augmentation du nombre de cellules. Dans certains cas l'ondulation du courant peut être complètement éliminée ($q-1$ cas d'ondulation nul) quand le rapport cyclique α équivaut à $1/q$.

Un autre effet de l'entrelacement et de la mise en parallèle est la fréquence apparente à la sortie et à l'entrée du convertisseur, sur la figure I.14 précédente, on observe le courant à la sortie avec une fréquence q fois supérieure (q étant le nombre de cellules en parallèle) par rapport à la fréquence du découpage réelle. Cette augmentation de la fréquence contribue également au gain sur les composants passifs de filtrage [Bouh09, Cost07, Guep11].

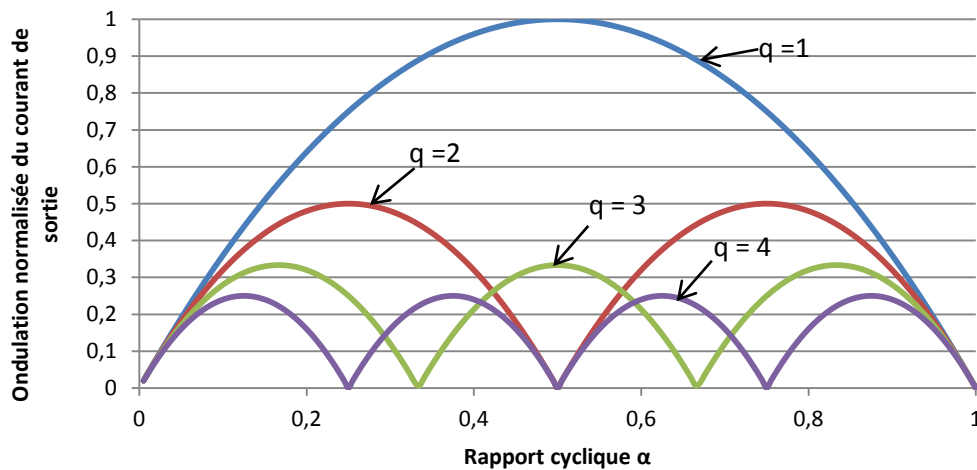


FIGURE I.15 : ONDULATION NORMALISEE DU COURANT A LA SORTIE D'UN CONVERTISSEUR BUCK ENTRELACE EN FONCTION DU RAPPORT CYCLIQUE ET DU NOMBRE DE CELLULES

- **DISTRIBUTION DE PUISSANCE :**

L'association en parallèle des cellules permet de distribuer la puissance du convertisseur sur toutes les cellules, de ce fait la puissance transitée par chaque cellule élémentaire est plus faible (dans le cas idéal la cellule élémentaire transite P_{max}/q). En effet, la distribution de puissance entre les cellules élémentaires permet d'atteindre des puissances élevées avec des composants standards. Les contraintes électriques appliquées aux composants diminuent, ce qui permet d'utiliser des composants standards dont les performances sont maîtrisées et optimisées. Cela se traduit généralement par la réduction des pertes et l'amélioration des échanges thermiques.

- **BONNE DYNAMIQUE :**

Un autre avantage remarquable est la performance dynamique de ce type de convertisseur. En effet le gain sur les composants passifs tels que les inductances de liaison contribue à améliorer la réponse dynamique (constantes de temps plus faibles du convertisseur non commandé). Dans ce contexte, les travaux de [Cost07] montrent que l'augmentation du nombre de cellules contribue à améliorer la réponse transitoire à des variations rapides de la charge.

- **ARCHITECTURE MODULAIRE (DISPONIBILITE ET TOLERANCE AUX FAUTES) :**

Ce type de convertisseur constitué de plusieurs cellules élémentaires, permet une modularité en adoptant le nombre de cellules actives par rapport aux variations des sollicitations de la charge pour assurer des performances de fonctionnement optimales.

D'autre part, cette modularité peut être exploitée pour la continuité de fonctionnement, ce qui représente un autre avantage important. En effet en cas d'apparition d'une défaillance dans une cellule du convertisseur, celle-ci peut être désactivée et isolée en faisant fonctionner le convertisseur en mode dégradé (aspect tolérance aux fautes). Cela plébiscite

ce type de convertisseurs pour des applications critiques nécessitant une grande disponibilité.

1.5.3.2 INCONVENIENTS DE CE TYPE DE CONVERTISSEURS ENRELACES:

Ce type de convertisseurs présente néanmoins certains inconvénients mentionnés ci-dessous :

- FORTE ONDULATION DES COURANTS DANS LES INDUCTANCES DES CELLULES:

La réduction de l'ondulation à la sortie d'un convertisseur entrelacé est très intéressante et avantageuse, mais elle est accompagnée d'une forte ondulation au niveau des inductances de lissage et à l'intérieur des cellules élémentaires ou la fréquence reste inchangée. La figure I.16 illustre ce phénomène dans le cas d'une ondulation de 10% (amplitude de l'ondulation par rapport à la valeur moyenne) à la sortie du convertisseur Buck entrelacé présenté précédemment. Avec 3 cellules, pour la même ondulation de sortie l'ondulation du courant atteint 25% au niveau de la cellule élémentaire. Au-delà (c.-à-d. à partir de 4 cellules), la conduction devient discontinue. D'un point de vue dimensionnement, ce problème peut être contourné par la limitation de l'ondulation de la cellule à des valeurs permettant de rester à un niveau acceptable de pertes. Une autre solution est proposée dans de nombreux travaux, elle consiste à utiliser des inductances couplées ou des transformateurs intercellulaires permettant de réduire nettement ces ondulations [Bouh09, CBBS11, LCMF08, WXYL01].

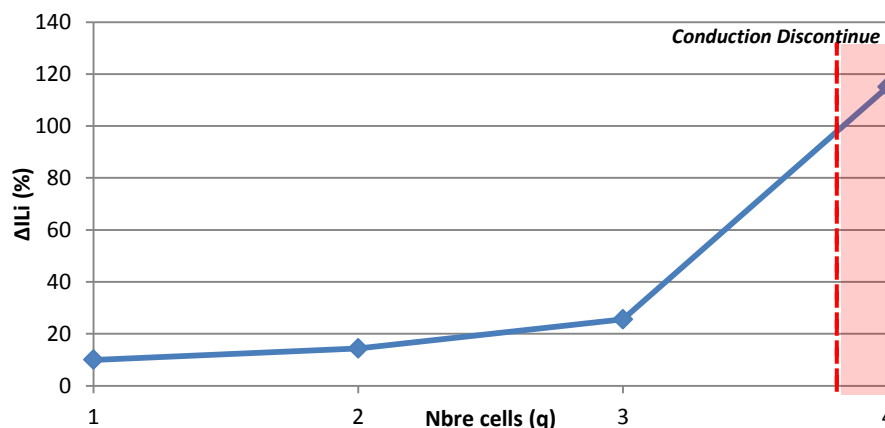


FIGURE I.16 : ONDULATION DU COURANT DANS LA CELLULE EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULE POUR $\Delta I_S=10\%$, (CONVERSION 56V/14V)

A noter que les modèles permettant de calculer les ondulations (figure I.16) ainsi que le calcul de l'ondulation normalisée du courant en fonction du nombre de cellules (figure I.15) seront présentés dans la partie modélisation du prochain chapitre.

- DESEQUILIBRE DES COURANTS DANS LES CELLULES :

La structure symétrique et la mise en parallèle d'un grand nombre de cellules de commutation peut conduire à un déséquilibre des courants dans les cellules. Cela peut être causé par des éventuelles imperfections du convertisseur (imperfections des composants

actifs ou passifs, éléments parasites de câblage) mais aussi de la commande rapprochée des cellules (drivers). Ce phénomène est plus visible lors de la mise sous tension, donc dans la réponse transitoire du convertisseur. Néanmoins, des stratégies de commandes notamment numériques (DSP ou FPGA) permettent de réduire l'impact de ces imperfections en assurant un rééquilibrage des courants des cellules.

- **COMMANDE « PLUS COMPLEXE » :**

Le convertisseur entrelacé est constitué d'un nombre important de composants actifs par rapport à un convertisseur monocellulaire classique. Le contrôle du convertisseur passe par une commande rapprochée qui augmente en complexité avec l'augmentation du nombre de cellules. D'autre part la sensibilité du convertisseur, notamment par rapport à l'équilibrage des courants demande une grande précision pour réaliser l'entrelacement des signaux de commande en haute fréquence.

- **NOMBRE DE COMPOSANTS PLUS IMPORTANT :**

Le nombre conséquent de composants actifs et passifs peut aussi avoir des effets néfastes sur la fiabilité globale du convertisseur. En effet avec un nombre important de composants, on augmente la probabilité de défaillance du convertisseur. D'autre part cette multitude de composants peut aussi augmenter le volume et le coût total du convertisseur d'où la nécessité d'une démarche de conception basée sur une optimisation globale intégrant l'aspect fiabilité.

1.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les besoins pour l'électrification des véhicules automobiles et montré le rôle que joue la mécatronique dans les applications automobiles. Deux exemples architectures électriques et de systèmes mécatroniques embarqués ont été montrés.

Une représentation d'une chaîne d'actionnement mécatronique type a été proposée en vue de faciliter l'élaboration d'une méthodologie de pré-dimensionnement générique. Par la suite, nous avons abordé la problématique de conception des systèmes mécatroniques et spécifié le besoin en termes de méthodologies de conception adaptées afin de satisfaire des exigences multi-domaines et multi-physiques de plus en plus fortes dans le domaine des systèmes de puissance embarqués.

La dernière partie de ce premier chapitre a été consacrée aux convertisseurs statiques qui jouent un rôle primordial dans l'électrification véhicule et représentent un élément très important de la chaîne d'actionnement mécatronique. Dans ce contexte, un focus a été fait sur des nouvelles topologies basées sur l'entrelacement afin d'explorer le potentiel que représente ce type de convertisseurs multicellulaires pour des applications automobiles. Pour ce faire, un convertisseur DC-DC entrelacé de type Buck a été choisi comme support

d'étude pour nos travaux de thèse. L'architecture de ce convertisseur a été présentée et une synthèse de ses principaux avantages et inconvénients a été effectuée.

Dans le chapitre suivant, une méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation sous contraintes multi-physiques (type électriques, encombrement, rendement, thermique, CEM) sera élaborée et appliquée à notre support d'étude. Cette méthodologie considère le nombre de cellules comme paramètre clé de conception et déterminera systématiquement pour un cahier des charges donné, l'architecture optimale du convertisseur entrelacé étudié.

CHAPITRE II :

CONCEPTION PAR OPTIMISATION SOUS CONTRAINTES MULTI- PHYSIQUES DE CONVERTISSEURS STATIQUES MULTICELLULAIRES

CHAPITRE II : CONCEPTION PAR OPTIMISATION SOUS CONTRAINTES MULTI-PHYSIQUES DE CONVERTISSEURS STATIQUES MULTICELLULAIRES

2.1 INTRODUCTION

Rappelons que les travaux effectués dans le cadre de cette thèse se focalisent plus particulièrement sur le pré-dimensionnement de convertisseurs DC-DC entrelacés. Le développement d'une démarche de pré-dimensionnement adaptée à ce type de structures modulables permettra de déterminer, pour un cahier des charges donné, une architecture entrelacée optimale en considérant plusieurs aspects contraignants pour lesquels le nombre de cellules est un paramètre clé de conception. Le choix d'une structure de conversion de puissance représente une étape importante et primordiale pour la conception d'une chaîne d'actionnement mécatronique. Ce dernier peut être réalisé en considérant uniquement des critères fonctionnels liés à des spécifications de la source d'énergie en amont du convertisseur et à celles de la charge en aval de celui-ci. Dans d'autres cas, et au-delà des critères fonctionnels qui peuvent conduire à plusieurs architectures candidates, le choix de l'architecture la plus adaptée à un cahier des charges donné peut intégrer des critères de conception (volume, rendement, coût, commande,...). Dans ces cas, le choix d'une architecture optimale peut s'appuyer sur une approche d'optimisation sous contraintes multi-physiques. Dans ce contexte, le présent chapitre s'inscrit dans le développement de méthodologies de conception par optimisation sous contraintes multi-physiques de convertisseurs statiques embarqués. L'objectif de ces approches de pré-dimensionnement est de dégrossir le problème de conception, montrer la faisabilité de l'application à concevoir, effectuer un choix d'architectures, lever les principaux risques d'intégration et instruire un cahier des charges valide en vue de la conception détaillée et la réalisation des premiers prototypes.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons la méthodologie de conception élaborée ainsi que les algorithmes d'optimisation associés. La deuxième partie concernera l'adaptation de cette méthodologie pour notre support d'étude (convertisseur Buck entrelacé) avec un focus sur la modélisation fonctionnelle et multi-physique des contraintes considérées. Enfin, les résultats de conception du convertisseur sont présentés et analysés suivant plusieurs critères pour montrer la pertinence d'une telle approche de pré-dimensionnement.

2.2 METHODOLOGIE DE CONCEPTION PAR OPTIMISATION

2.2.1 PRESENTATION DE LA DEMARCHE D'OPTIMISATION

Nous proposons une méthodologie de pré-dimensionnement globale permettant de réaliser une conception progressive en intégrant le choix technologique et en assurant un continuum sur plusieurs niveaux de pré-dimensionnement. Un niveau de pré-dimensionnement peut être associé à différentes considérations (finesse de modélisation, hiérarchisation des contraintes, type de couplages multi-physiques, types de méthodes de résolution et d'optimisation,...) forcément liées les unes aux autres. Dans ces travaux, un niveau est principalement caractérisé par une finesse de modélisation pour répondre à un besoin particulier ou une exigence spécifique de conception traduisant un certain degré de maturité du cahier des charges (montrer la faisabilité vis-à-vis d'un critère majeur, considérer des contraintes multi-physiques, lever un risque localisé,...).

Afin de répondre à ces besoins, une méthodologie de pré-dimensionnement a été développée dans le cadre des travaux de thèse de K. EJJABRAOUI[Ejja10] effectués au sein du projet O2M (outils de modélisation mécatronique) du pôle de compétitivité MOVEO. Cette approche consiste à réaliser une conception progressive en trois étapes principales (Figure II.1), applicables sur chaque élément de la chaîne mécatronique, tout en considérant les interactions entre ces éléments de nature physique différente.

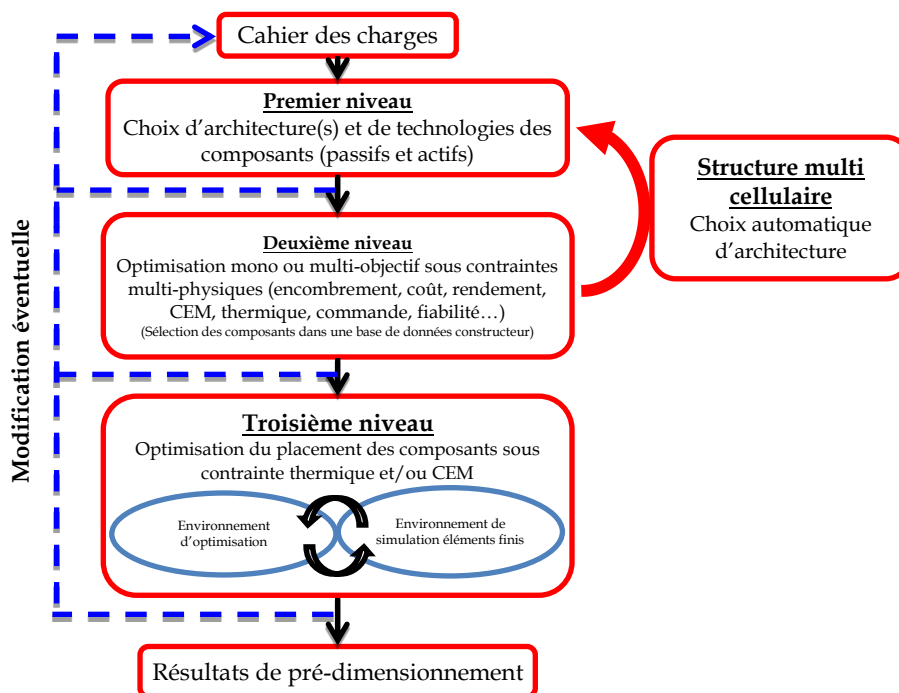


FIGURE II.1 : PRINCIPE D'UNE DEMARCHE DE PRE-DIMENSIONNEMENT EN TROIS NIVEAUX

Nous dressons ci-dessous un récapitulatif concernant les différentes étapes de cette méthodologie:

- La première étape permet de réaliser un choix d'architectures et de technologies des composants selon des critères de conception (volume, coût, ...) et des critères fonctionnels (spécifications liées à la source et à la charge vues par le convertisseur).
- La deuxième étape consiste à effectuer une première optimisation sous contraintes multi-physiques (électrique, thermique, CEM, rendement, volume, ...) en considérant les choix d'architectures et de technologies effectués dans la première étape.
- Enfin la troisième étape permet une deuxième optimisation fine et ciblée en intégrant des modèles plus fins de type éléments finis 3D dans l'objectif de lever des risques d'intégration vis-à-vis d'une ou plusieurs contraintes imposantes ou localisées (exemple : optimiser le placement 3D des composants de puissance sous contrainte thermique).

Cette méthodologie permet ainsi de formaliser un choix d'architectures et intègre progressivement des contraintes multi-physiques avec différents niveaux d'exigences sur la précision des réponses apportées en termes de faisabilité de conception [CKPC12, ELLM09, ELLM10b, ELLM10c, ELLM12]. Cependant, elle n'offre pas un rebouclage systématique sur le choix d'architecture et ne remet donc pas en cause le choix initial de celle-ci effectué sur la base d'une analyse fonctionnelle. Pour pallier cela, nous proposons dans le cadre de ces travaux de thèse d'affiner le choix fonctionnel avec une optimisation d'architectures entrelacées pour lesquelles le nombre de cellules est un paramètre clé de conception. De ce fait, le nombre optimal de cellules se retrouve au même niveau que les autres paramètres dimensionnant tels que la fréquence de découpage, les valeurs des éléments passifs : inductances et condensateurs, dimensions du radiateur de refroidissement, technologies des composants actifs et passifs, ...etc. Cela permet une meilleure optimisation et intégration du convertisseur selon le niveau de puissance et les contraintes imposées, et offre au concepteur une aide précieuse pour le choix d'une architecture entrelacée. Sur la Figure II.1, cette spécificité est symbolisée par la boucle retour sur le choix de l'architecture entre les deux premiers niveaux.

Ces travaux de thèse se focalisent essentiellement sur la première et la seconde étapes de l'approche de pré-dimensionnement, en introduisant de nouvelles structures de convertisseurs. En plus du concept de cette méthodologie, nous dressons un bilan synthétique concernant les modèles et les méthodes mobilisables dans une telle méthodologie faisant intervenir explicitement le nombre de cellules.

2.2.1.1 PREMIER NIVEAU DE PRE-DIMENSIONNEMENT

Ce premier niveau permet au concepteur d'effectuer une analyse rapide sur la faisabilité de son application et d'affiner son cahier des charges selon deux critères (choix d'architecture et de technologie), le principe de ce premier niveau de pré-dimensionnement est résumé sur Figure II.2.

Le choix d'architecture réalisé dans ce premier niveau consiste à déterminer à partir d'un premier cahier des charges une architecture assurant la fonction souhaitée. Le choix

technologique des composants est effectué en sélectionnant les technologies respectant les critères majeurs de conception (encombrement, coût, ...). Les critères de choix fonctionnel d'architectures et de choix technologiques peuvent être enrichis pour intégrer de nouvelles structures et de nouvelles bases de données technologiques de composants actifs et passifs.

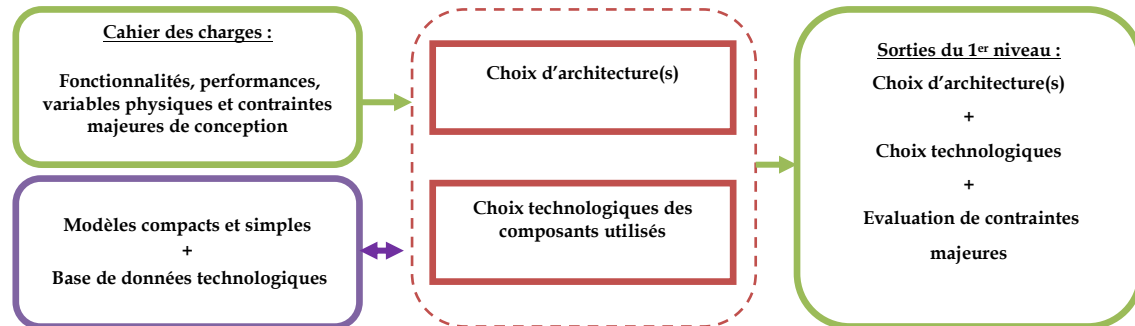


FIGURE II.2 : PRINCIPE DU PREMIER NIVEAU DE PRE-DIMENSIONNEMENT

2.2.1.2 DEUXIEME NIVEAU DE PRE-DIMENSIONNEMENT

L'objectif dans ce deuxième niveau est de réaliser une première optimisation d'une architecture choisie dans le premier niveau. Cette optimisation peut être effectuée selon un ou plusieurs objectifs (volume, coût, rendement,...) sous des contraintes multi-physiques (ondulations de courants et de tensions, température, CEM, commande,...). La Figure II.3 résume le principe de cette deuxième étape de pré-dimensionnement.

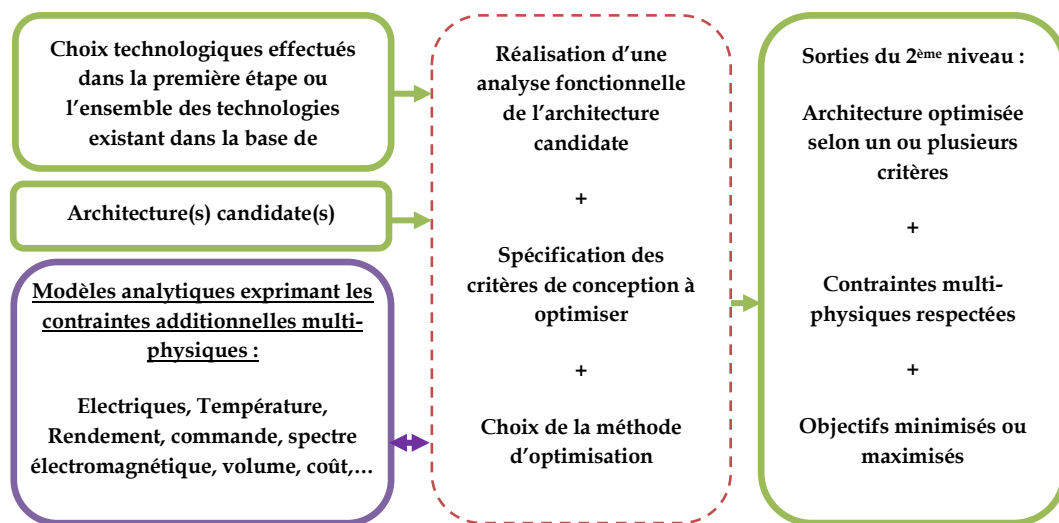


FIGURE II.3 : PRINCIPE DU DEUXIEME NIVEAU DE PRE-DIMENSIONNEMENT

Pour réaliser cette optimisation, des modèles (analytiques et semi-analytiques) plus fins que pour le niveau précédent sont considérés. Ces modèles permettent de réaliser un compromis entre la précision et le temps de calcul, ils représentent les contraintes multi-physiques imposées dans le cahier des charges mis à jour à l'issue du premier niveau (contraintes additionnelles).

Dans cette étape, en plus du choix des composants (voir annexe I.1), est intégré le choix d'architecture par le nombre de cellules (choix d'une architecture variante de la topologie

présélectionnée). Ce degré de liberté permet de mieux satisfaire le ou les objectif(s) visé(s) et respecter plus facilement les contraintes fixées, en adaptant l'architecture liée directement au niveau de puissance imposé et le calibre des composants contenus dans la base de données. Pour cela, le choix de la méthode d'optimisation est très important lié à l'utilisation d'une base de données du fait de la nature des variables à considérer (variables continues, discrètes ou mixtes).

2.2.1.3 TROISIEME NIVEAU DE PRE-DIMENSIONNEMENT

L'objectif de ce troisième niveau est de considérer des aspects critiques et complexes tels que le placement des composants avec la prise en compte des contraintes thermiques et CEM afin de lever les risques sur leur intégration 3D. Ce niveau est basé sur un couplage entre un environnement d'optimisation et un ou plusieurs environnements de simulation de type éléments finis mobilisant des modèles plus fins.

En sortie de ce niveau, le placement des composants est optimisé et une nouvelle évaluation des contraintes majeures est effectuée (Figure II.4).

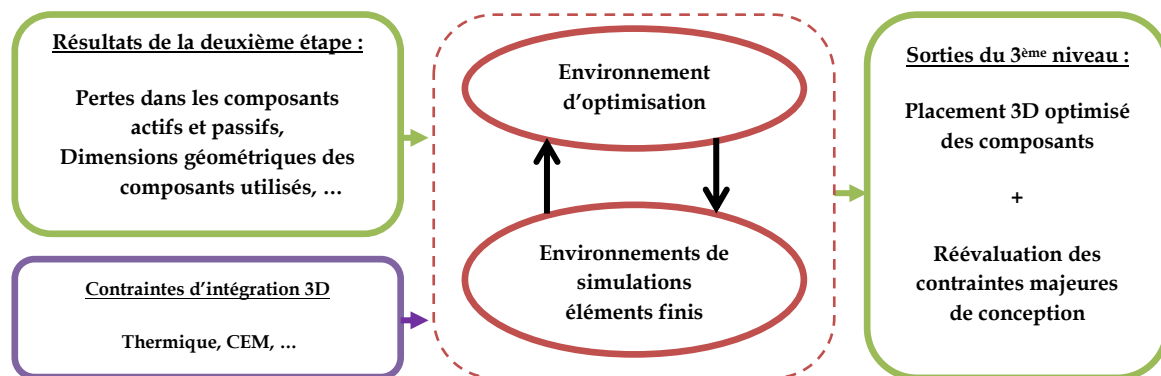


FIGURE II.4 : PRINCIPE DU TROISIEME NIVEAU DE PRE-DIMENSIONNEMENT

Dans le cadre de ces travaux, ce niveau n'est pas traité. Un focus est réalisé sur les deux premiers niveaux de pré-dimensionnement avec un rebouclage automatique sur le choix d'architecture et l'intégration de la fiabilité dans la méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs entrelacés.

2.2.2 MODELISATION EN VUE DU PRE-DIMENSIONNEMENT MULTI-NIVEAU DE CONVERTISSEURS STATIQUES:

Le modèle est à la base de toute démarche de conception. En électronique de puissance, plusieurs types de modélisation peuvent être adoptés. Un résumé des types de modèles mobilisables dans notre méthodologie est présenté dans cette section. En effet le pré-dimensionnement multi-niveau de convertisseurs statiques s'appuie sur des modèles représentatifs des contraintes multi physiques à considérer lors de la conception : électrique (ondulations, valeurs efficaces, moyennes et maximales des courants et tensions), pertes (composants actifs et passifs), thermique (composants actifs et passifs), volume, CEM,

fiabilité..... A cet effet, nous avons élaboré des modèles multi-physiques ; certains de ces modèles ont été validés par des données constructeurs, d'autres par des simulations temporelles et numériques ou des mesures expérimentales.

2.2.2.1 MODELES DEDIES A LA CONCEPTION

Ces modèles peuvent être distingués selon leur formalisme, leur précision, leur complexité en termes de développement, d'implémentation et de résolution ou encore de leur rapidité de calcul. Ces modèles peuvent être classés en trois principales familles[Ejja10] :

- **Les modèles analytiques (ou symboliques)** : caractérisés par des systèmes d'équations décrivant des relations directes entre des paramètres physiques d'une structure de conversion et ses performances. La plupart du temps, ces équations sont constituées à partir des fonctions continues, dérivables et leurs dérivées sont continues. Ils sont bien adaptés à un calcul rapide et sont très utiles dans une démarche d'optimisation car ils permettent de parcourir l'espace de solutions en un temps court. Ils permettent également de réaliser rapidement une analyse de sensibilité.
- **Les modèles numériques** : ce sont des modèles décrits par des systèmes d'équations non symboliques. Ces modèles sont donc non-dérivables et peuvent être discontinus. Une optimisation sur la base de ce type de modèle nécessite des calculs itératifs faisant appel à des méthodes numériques (Newton-Raphson, Runge-Kutta,...). De plus, ces modèles sont coûteux en temps de calcul et éventuellement en taille mémoire (exemple de modèles éléments finis), ce qui les rend plus adaptés pour l'analyse (simulation) que pour la conception par optimisation.
- **Les modèles semi-analytiques** : c'est une combinaison de modèles analytiques et de modèles numériques. Ils sont constitués à la fois par des fonctions continues dérivables et par des fonctions dont certains paramètres sont discontinus (exemple : variation des volumes des condensateurs en fonction de leurs capacités dans une base de données constructeur). Dans certains cas, ces modèles peuvent être transformés en modèles analytiques afin de bénéficier des avantages de ces derniers.

L'optimisation des convertisseurs statiques mobilise ces trois types de modèles. L'intérêt d'une approche de pré-dimensionnement multi-niveau est de bien structurer l'utilisation de ces différents modèles pour aider le concepteur à répondre, dans les meilleurs délais et avec une précision maîtrisée, à des spécifications de natures multiples (montrer la faisabilité, choisir une architecture, lever un risque particulier, respecter une ou plusieurs contraintes, ...).

Notons que certains modèles analytiques ou semi-analytiques sont facilement paramétrables et se prêtent bien pour une généralisation (comme les modèles de volumes et thermiques) alors que d'autres sont très dépendants du convertisseur étudié (comme les modèles CEM et de commande). Sur ce point, les approches de développement de modèles génériques et les outils d'aide à la génération automatique de modèles sont de très grande importance [AGAM99, LAFG01, Merd09, TSGM13].

2.2.2.2 MODELES DE SUBSTITUTION

L'intégration d'un modèle de type éléments finis dans l'optimisation rend celle-ci très coûteuse en temps de calcul. Pour remédier à cet inconvénient, un modèle de substitution considéré comme une représentation mathématique fidèle d'un modèle fin peut être utilisé. Un modèle de substitution est construit à partir de points supports calculés par le modèle fin.

Plusieurs modèles de substitution existent. Ils peuvent être classés en deux principales familles : les modèles d'interpolation qui passent par les points supports et les modèles d'approximation qui passent au plus près des points support.

Parmi les modèles de substitution nous pouvons citer :

- Le modèle polynomial qui consiste à représenter un ensemble de points de simulation ou de mesure par un polynôme.
- Les fonctions radiales [Bart92] qui se présentent sous forme de sommes pondérées de fonctions radiales considérant la distance par rapport aux points supports. Ces fonctions ne nécessitent pas de maillage pour la construction d'un modèle de substitution.
- Le Krigeage [Bail00, Kreu08, Krig51] qui est une méthode d'interpolation spatiale stochastique. Mathématiquement, le krigeage est une méthode d'estimation d'une fonction $F(X)$ au point X_p connaissant m évaluations de cette fonction. La formulation générale est donnée par l'expression suivante :

$$F(X_p) = \sum_{i=1}^m W_i \cdot F(X_i) \quad (\text{Eq II.1})$$

Avec :

- X_i sont les points connus (mesurés, évalués),
- m est le nombre de points d'évaluations disponibles,
- W_i est la pondération des points environnants.

En plus de l'évaluation de la fonction en des points donnés, le krigeage permet d'obtenir la variance de l'estimation (ou erreur standard en chaque point). Cette variance est une information importante qui peut être exploitée lors de l'optimisation pour améliorer la recherche d'un minimum global (exemple du critère Expected Improvement qui sera présenté avec les méthodes d'optimisation).

Une comparaison entre ces trois modèles de substitution (polynomial, radial et Krigeage) pour une application d'un moteur à induction a montré que le modèle Krigeage associé à un algorithme génétique conduit aux meilleures performances en termes de précision et temps de calcul [Gong11].

2.2.3 ALGORITHMES D'OPTIMISATION

La conception en électronique de puissance nécessite l'utilisation de modèles multi-physiques analytiques, semi-analytiques et numériques ainsi que la manipulation de variables continues (par exemple : fréquence de découpage) et discrètes (par exemple : références de composants passifs ou actifs dans une base de données). Ces particularités requièrent un choix judicieux d'algorithme(s) d'optimisation. Ce choix est aussi en fonction des modèles utilisés et des performances attendues en termes de précision des résultats et de rapidité de calcul.

On peut distinguer deux principales familles d'algorithmes d'optimisation selon la manière dont ils parcourent l'espace de solutions [Ledo12] : la famille des algorithmes stochastiques et la famille des algorithmes déterministes.

2.2.3.1 ALGORITHMES STOCHASTIQUES

La recherche d'une solution optimale par ces méthodes ne requiert pas de connaissance de propriétés mathématiques. De plus, elles ont l'avantage de ne pas être piégées par un optimum local. Elles parcourent l'espace de solutions d'une manière pseudo aléatoire, ce qui rend la convergence lente notamment pour les modèles numériques .

Dans cette famille d'algorithmes stochastiques, les algorithmes génétiques sont très utilisés pour leur capacité à gérer des modèles mixtes avec des variables continues et discrètes. Ils sont basés sur le principe de la reproduction génétique. Pour structurer la recherche d'une solution optimale, un algorithme génétique mis en jeu certains paramètres comme les gènes (qui représentent les paramètres d'optimisation), les chromosomes (individus représentés par des structures constituées de gènes), les populations (qui sont des ensembles de solutions possibles pour le problème d'optimisation composés de chromosomes) et les générations (des ensembles de populations).

Cette méthode est basée sur une procédure de sélection pour laquelle les individus les mieux placés (conduisant à la meilleure valeur de la fonction objectif) sont favorisés pour la reproduction. Les opérations affectant la constitution des individus sont le croisement (lors duquel deux individus s'échangent des gènes de leurs structures pour donner de nouveaux chromosomes) et la mutation (pour laquelle un gène au sein d'un chromosome peut être substituée à un autre d'une façon aléatoire). La mutation permet d'éviter de rester 'bloquer' dans des optimums locaux ou une convergence prématurée de l'algorithme.

Ainsi à partir d'une génération initiale, la fonction objectif est évaluée pour tous les individus de cette génération. Ensuite, un classement des individus est effectué et les meilleurs sont sélectionnés pour la génération suivante. De nouveaux individus sont créés par les opérations de croisement et de mutation afin d'explorer au mieux l'espace de solutions. Cette démarche itérative se répète jusqu'à l'obtention d'un écart relatif sur la fonction

objectif jugé suffisamment faible ou jusqu'à avoir atteint le nombre maximal de générations [Dura04, Siar14].

Plusieurs variantes d'algorithmes génétiques existent, certaines sont plus adaptées à des optimisations multi-objectifs [CoSi03, Roud04]. Parmi eux nous pouvons citer à titre d'exemple la méthode VEGA (Vector Evaluated Genetic Algorithm) [Scha85], l'algorithme MOGA (Multiple Objective Genetic Algorithm) [FoFI93] et les méthodes SPEA (Strength Pareto Evolutionary Algorithm) et NSGA (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm) ainsi que leurs mises à jour SPEA2 et NSGA-II [DPAM02a, SrDe94, ZiLT01]. Ces méthodes se distinguent par leur façon d'évaluer les performances des individus, de constituer les populations et de construire les fronts de Pareto. Des travaux de comparaison ont montré que ces deux dernières méthodes présentent des performances meilleures que les précédentes pour des applications de machines électriques [Bris07].

2.2.3.2 ALGORITHMES DETERMINISTES

Les algorithmes déterministes dirigent la recherche de la solution en se basant sur des propriétés mathématiques ce qui les rend rapides. Dans cette famille d'algorithmes, qui convient mieux pour une procédure d'optimisation rapide, on distingue les méthodes indirectes, qui nécessitent le calcul des dérivées premières voire les dérivées secondes, et les méthodes directes ne nécessitant aucun calcul de dérivée. Les méthodes déterministes présentent l'inconvénient de la possibilité d'être piégées par un minimum local.

Parmi les méthodes déterministes directes il y a la méthode de simplexe [LRWW98] qui est basée sur l'élimination du point le plus mauvais parmi ceux considérés à une itération donnée. Le point éliminé est remplacé par un point meilleur trouvé entre le point éliminé et le centre de gravité des points restants.

Parmi les méthodes indirectes il y a la méthode quasi-Newton et la méthode du gradient conjugué qui orientent la recherche en se basant sur le calcul des dérivées. Dans ce cadre, l'algorithme quasi-Newton SQP (Sequential Quadratic Programming) et ses variantes sont parmi les méthodes les plus utilisées et les plus efficaces [ShFZ11, ZhSa04]. Pour cet algorithme, la fonction objectif est remplacée par le Lagrangien pour prendre en compte les contraintes.

Le choix entre ces différentes méthodes d'optimisation (stochastiques et déterministes) peut être effectué en se basant sur plusieurs critères : précision de la solution, rapidité de convergence, capacité à gérer efficacement plusieurs contraintes, robustesse vis-à-vis du bruit de la fonction objectif, capacité à trouver l'optimum global et capacité à traiter un problème avec des objectifs multiples. Aujourd'hui, aucune méthode n'est capable seule de satisfaire pleinement les besoins de conception des systèmes mécatroniques et particulièrement des convertisseurs de puissance. Une association (une hybridation) d'algorithmes est parfois nécessaire pour mener à bien une démarche de conception par optimisation.

2.2.3.3 METHODES DE TYPE SPACE-MAPPING

Dans le cadre d'une conception multi-niveau avec des modèles de finesses différentes, la technique dite « Space-Mapping » est une solution intéressante pour réduire le temps de calcul [BCDM04, DoGi06, KoBM06]. Cette technique consiste à associer un modèle fin précis et un modèle approximé (grossier) en gardant la précision du modèle fin dans le but de réduire le temps de calcul lors de l'optimisation.

Une variante de cette technique nommée Output-Space-Mapping (OSM) [BCGM03, Hass14, Tran09, TrBB09] qui consiste à modifier le modèle grossier en utilisant des correcteurs afin d'aligner les réponses du modèle grossier avec celles du modèle fin a été introduite pour le dimensionnement de dispositifs électromagnétiques modélisés par éléments finis.

Une approche dite Krigeage - Expected Improvement (K-EI) combine l'utilisation d'un modèle approximé par Krigeage et des modèles fins, puis l'optimisation est effectuée à l'aide de l'algorithme déterministe EI. Le critère EI (Expected Improvement ou espérance de l'amélioration) est un critère particulièrement populaire dans la littérature concernant l'optimisation bayésienne (qui consiste à utiliser un modèle probabiliste de la fonction objectif afin de guider au mieux la recherche de l'optimum) [BeBV11].

L'une des qualités du critère EI est qu'il offre un bon compromis entre l'exploitation et l'exploration. Autrement dit, dans le cas d'un problème de minimisation, le prochain point d'évaluation choisi n'est pas nécessairement celui qui minimise le prédicteur (approche qui mène généralement à une convergence vers un minimum local et non global), mais celui qui maximise l'espérance de l'amélioration apportée par ce nouveau point par rapport au minimum courant, ce qui implique de prendre également en compte l'erreur de prédiction calculée par le Krigeage. Prendre en compte cette erreur d'estimation permet ainsi de ne pas oublier d'explorer les zones peu échantillonnées, susceptibles d'accueillir le minimum global recherché.

L'apport de cette approche Space-Mapping de type K-EI a été démontré pour l'optimisation du placement-routage des composants sur un dissipateur sous contraintes thermique et d'encombrement [LeLL13]. Cette méthode peut être également explorée lors du pré-dimensionnement de convertisseurs multicellulaires en intégrant la contrainte de fiabilité, nécessitant de prendre en considération des profils de missions et pouvant conduire ainsi à des temps de calcul exorbitant avec une méthode d'optimisation traditionnelle.

2.3 ADAPTATION DE LA METHODOLOGIE DE PRE-DIMENSIONNEMENT MULTI-NIVEAU POUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES ENTRELACES

2.3.1 SUPPORT DE L'ETUDE : CONVERTISSEUR BUCK ENTRELACE

L'architecture entrelacée adoptée comme support d'étude dans notre cas est rappelée ci-dessous. Il s'agit d'une variante d'une structure Buck avec filtre d'entrée, constituée de cellules élémentaires identiques interconnectées en parallèle par l'intermédiaire d'inductances indépendantes L_i (non couplées). Ces cellules partagent le même condensateur de sortie C et le même filtre d'entrée L_f et C_f (Figure II.5). Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est le même qu'un convertisseur abaisseur classique et son modèle met en évidence le nombre de cellules comme paramètre clé. En effet, nous considérons un entrelacement parallèle et nous supposons que les modèles à q cellules peuvent être directement déduits à partir de ceux d'une architecture monocellulaire.

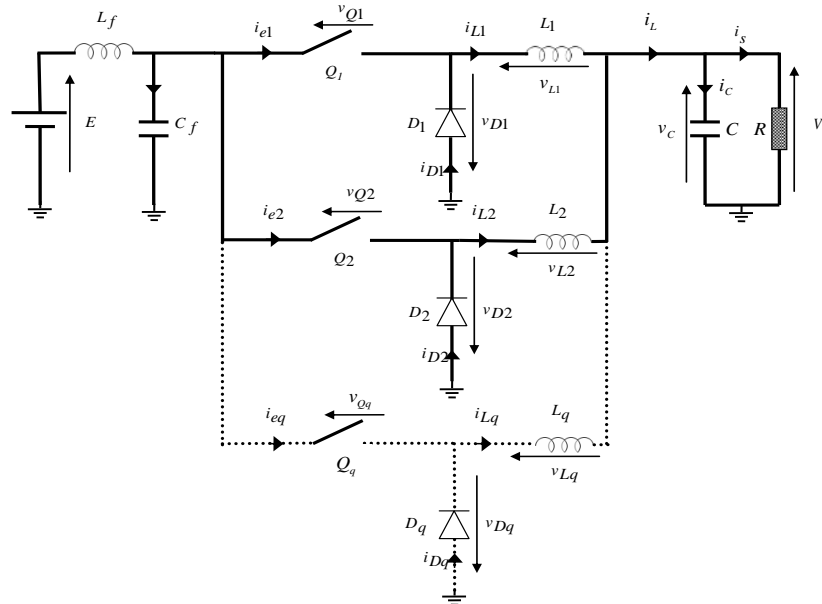


FIGURE II.5 : STRUCTURE D'UN BUCK ENTRELACE PARALLELE A q CELLULES

2.3.2 MODELISATION MULTI-PHYSIQUE DES CONTRAINTES CONSIDEREES

Les contraintes de conception impactent directement les performances du convertisseur et sa bonne intégration dans son environnement de fonctionnement. Ces contraintes sont par essence de nature multi-physique type encombrement, ondulations, rendement, thermique, CEM, fiabilité,....etc.

Dans cette partie, nous présentons les modèles développés ou adaptés permettant de prendre en compte les différentes contraintes considérées dans notre approche de conception, plus particulièrement le fonctionnement et les modèles d'ondulations, des pertes et rendement, de thermique et de CEM. A noter que la fiabilité et son intégration

dans la méthodologie de conception représentent une part importante du travail de cette thèse. Elles seront traitées dans le prochain chapitre.

2.3.2.1 MODELISATION FONCTIONNELLE

Pour cette modélisation, nous représentons le convertisseur par un système d'équations basé sur un modèle aux valeurs moyennes. Nous considérons ici les interrupteurs parfaits :

$$\begin{cases} \frac{di_{Li}}{dt} = -\frac{1}{L_i}v_c + \frac{E}{L_i}\alpha \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R}v_c \end{cases} \quad i = 1, \dots, q \quad (\text{Eq II.2})$$

$$i_L = \sum_{i=1}^q i_{Li} \quad (\text{Eq II.3})$$

Avec :

- i_{Li} : Courant dans l'inductance élémentaire,
- i_L : Courant de sortie,
- V_c : Tension de sortie,
- R : La charge résistive,
- L_i : Inductance élémentaire,
- C : Capacité du condensateur de sortie,
- q : Nombre de cellules dans le convertisseur,
- α : Rapport cyclique.

La Figure II.6 montre des formes d'ondes idéales (signaux de commandes V_i , courants dans chaque cellule i_{Li} et courant global i_L) dans le cas d'un convertisseur entrelacé avec $q=3$ cellules. Dans ce cas, les signaux de commandes des interrupteurs de cellules ont le même rapport cyclique et sont déphasés de T_d/q (T_d : période de découpage, q : nombre de cellules). Les tensions délivrées par les q cellules de commutation sont des tensions carrées de niveaux 0 et E et déphasées également de $2\pi/q$. Les q tensions forment un système de tensions équilibrées (tensions de même fréquence fondamentale et de même contenu harmonique).

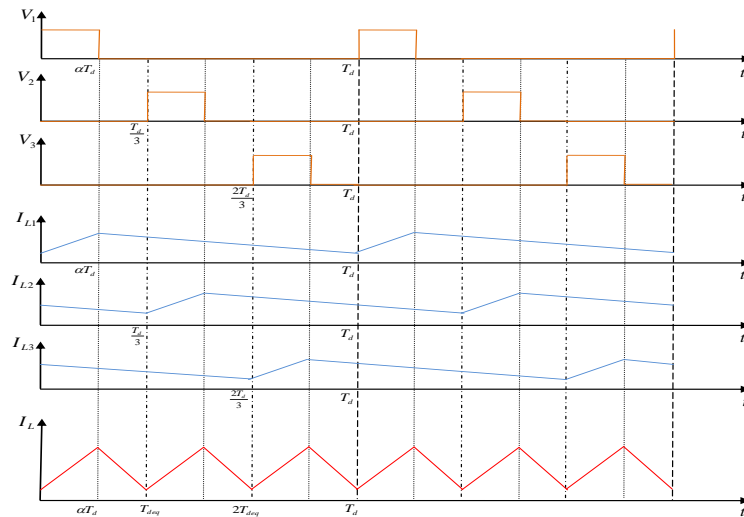


FIGURE II.6 : FORMES D'ONDES IDEALISEES DU CONVERTISSEUR ENTRELACE

On considère d'abord les contraintes d'ondulations des courants et des tensions issues de la cellule de commutation qui servent par la suite à estimer les autres contraintes électriques

- Ondulation du courant dans chaque cellule :

Cette ondulation est exprimée pour chaque inductance. On retrouve l'expression classique de l'ondulation pour un convertisseur de type Buck monocellulaire :

$$\Delta I_{Li} = \frac{\alpha(1-\alpha).E}{L_i.f_d} \quad (\text{Eq II.4})$$

- Ondulation du courant à la sortie des cellules :

A partir de l'étude fonctionnelle, on peut démontrer que cette ondulation s'exprime comme suit :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha(1-q.\alpha).E}{L_i.f_d} \quad (\text{Eq II.5})$$

- Ondulation de la tension à la sortie du convertisseur :

C'est l'ondulation aux bornes du condensateur de filtrage C :

$$\Delta V_C = \frac{\alpha(1-q.\alpha).E}{8.C.L.f_d^2} \quad (\text{Eq II.6})$$

- Ondulation de la tension à l'entrée du convertisseur :

C'est l'ondulation aux bornes du condensateur du filtre d'entrée Cf :

$$\Delta V_{Cf} = \frac{\alpha(1-q.\alpha)}{C_f.f_d} . \langle I_L \rangle \quad (\text{Eq II.7})$$

- Ondulation du courant à l'entrée du convertisseur:

Cette ondulation est exprimée pour l'inductance du filtre d'entrée L_f :

$$\Delta I_{L_f} = \frac{\Delta V_{cf}}{8 \cdot q \cdot L_f \cdot f_d} \quad (\text{Eq II.8})$$

Remarque :

- Les autres grandeurs électriques (valeurs efficaces, moyennes et maximales en courants et tensions) sont fournies dans l'annexe I.2.
- Les modèles (Eq II.4), (Eq II.5) et (Eq II.6) des ondulations sont valides dans la limite où $\alpha \cdot q < 1$. Cette limitation peut être retirée en adoptant le modèle donné dans l'annexe I.3.

A noter que la modélisation des grandeurs électriques (ondulations, valeurs efficaces, moyennes maximales) a été validée par simulation temporelle (sur PSIM™) avec des écarts relatifs inférieurs à 4 %.

2.3.2.2 VALIDATION EXPERIMENTALE DU FONCTIONNEMENT

Une validation expérimentale du fonctionnement électrique du convertisseur a été menée en utilisant un prototype à 4 cellules réalisé dans le cadre de cette thèse (Figure II.7). L'objectif est de s'intéresser aux performances électriques de notre structure.

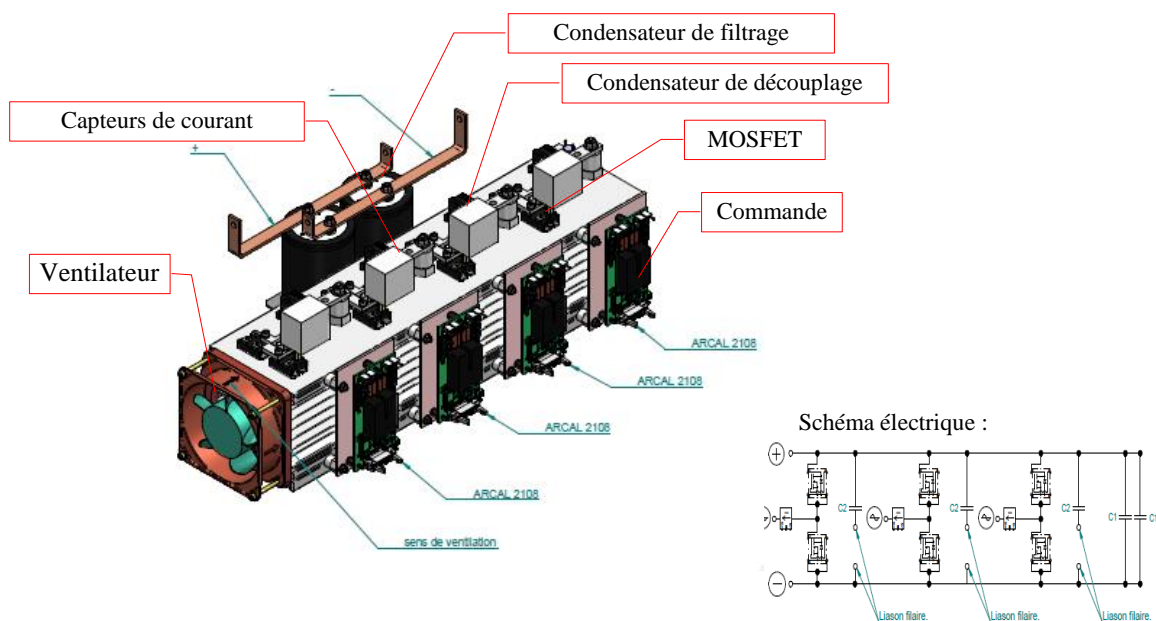


FIGURE II.7 : PROTOTYPE DE VALIDATION

Ce prototype de test est composé de :

- MOSFETs de puissance
- Capteurs de courant 50A (L03S050 Tamura)
- Condensateurs de découplage et de filtrage
- Ventilation forcée + vigitherme
- Carte commande (driver ARCAL 2108)

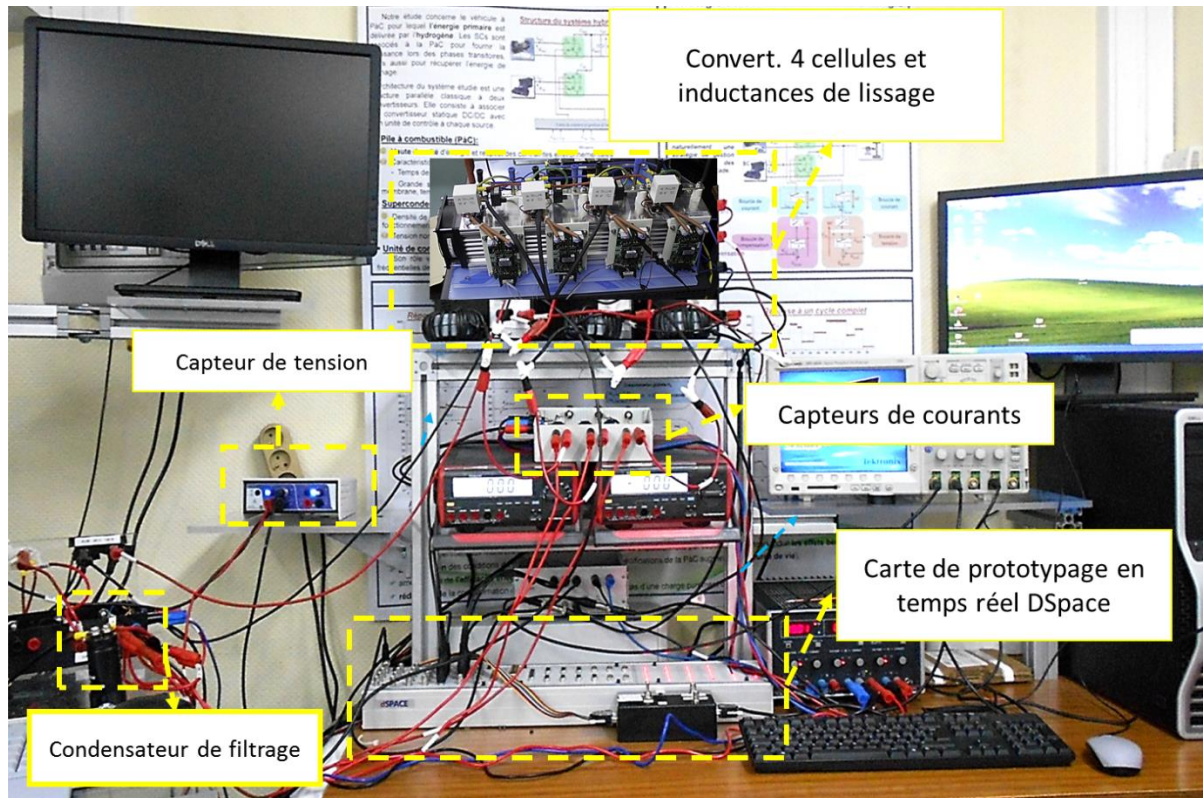


FIGURE II.8 : BANC EXPERIMENTAL

Pour réaliser le banc expérimental (Figure II.8), on a utilisé les principaux moyens suivants :

- Banc DSpace équipé d'une carte 11.03
- Charge Réversible ~ 40 A max (utilisée comme source)
- Alimentation 10 kW (utilisée comme charge)

Des tests ont été effectués pour un convertisseur d'une puissance nominale de 0.5 kW, une conversion 42/14 V, pour une ondulation maximale du courant et de la tension de sortie $\leq 10\%$ et un rendement minimal $\geq 80\%$.

Les résultats expérimentaux sont reportés dans la Figure II.9 ci-dessous qui présente les courants des cellules ainsi que le courant de sortie. La Figure II.10 représente la mesure de la tension à la sortie du convertisseur.

Ces résultats sont obtenus avec les paramètres suivants :

- Nombre de cellules : $q=3$
- Fréquence de découpage : $F = 4.5$ kHz
- Inductance de lissage : $L_i = 87$ μ H
- Condensateur de filtrage : $C = 0.56$ mF

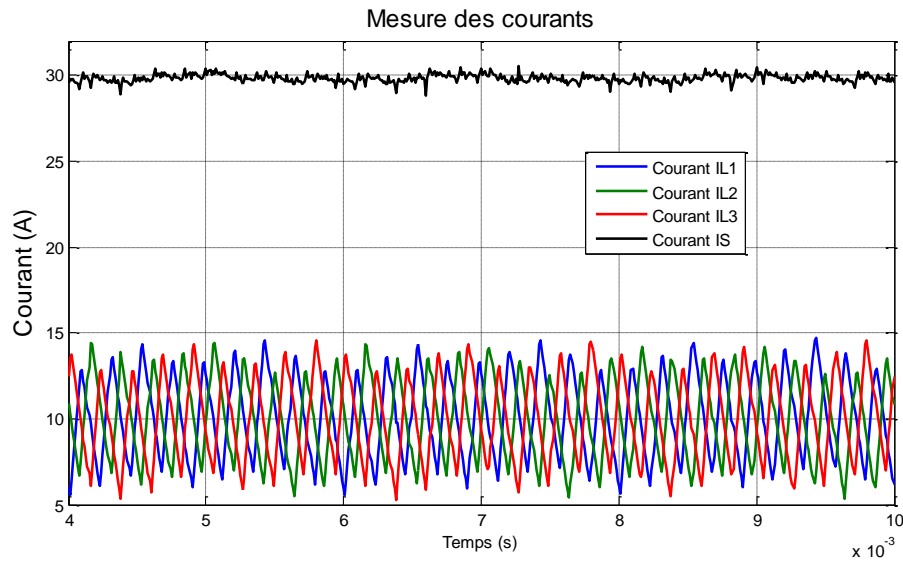


FIGURE II.9 : MESURES DES COURANTS DANS LES INDUCTANCES ET A LA SORTIE

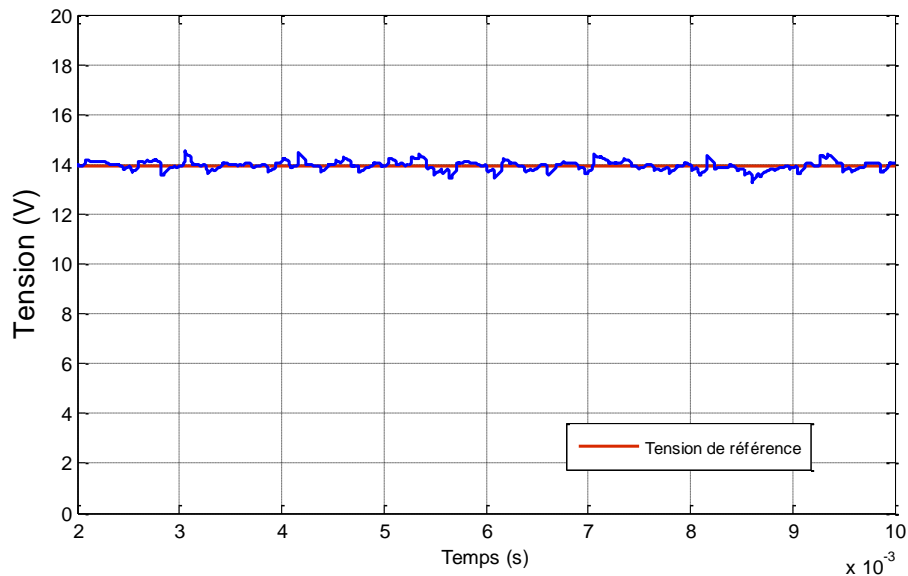


FIGURE II.10 : TENSION DE SORTIE

Ces résultats permettent de valider le fonctionnement du convertisseur. À la suite des mesures effectuées, les modèles analytiques des grandeurs électriques ont été validés avec un écart relatif maximal de 10%.

2.3.2.3 MODELISATION DES PERTES ET DU RENDEMENT :

Dans la majorité des cas, on cherche à maximiser le rendement d'une structure de conversion, ce qui revient à minimiser les pertes dissipées dans les différents composants utilisés. Plusieurs travaux se sont intéressés à améliorer le rendement des convertisseurs statiques en utilisant des composants présentant moins de pertes ou des architectures avec le moins de composants possibles[Cost07, Hela05, TWPN08].

Dans ces travaux, le modèle considère toutes les pertes de différentes natures accumulées dans chaque composant du convertisseur suivant plusieurs paramètres technologiques. Il ne s'agit pas ici d'utiliser des modèles sophistiqués mais des modèles simples qui nous permettent de calculer des tendances d'évolution des pertes en fonction du nombre de cellules mises en parallèle pour chaque type de composants actifs et passifs (composants semi-conducteurs, inductances et condensateurs).

a. MODELISATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS:

Dans les composants semi-conducteurs, on distingue les pertes par conduction (P_{cond_int}) et les pertes par commutation (P_{com_int}), d'où les pertes totales dissipées dans chaque interrupteur:

$$P_{int} = (P_{cond_int} + P_{com_int}) \quad (\text{Eq II.9})$$

Les interrupteurs considérés dans ces travaux de thèse sont des transistors de type MOSFET et des diodes de type Schottky.

○ PERTES PAR CONDUCTION :

Les pertes par conduction sont dues principalement aux énergies perdues quand le semi-conducteur est en état de conduction. Généralement, ces pertes peuvent être estimées en se basant sur un modèle linéaire présenté par la Figure II.11 ci-dessous :

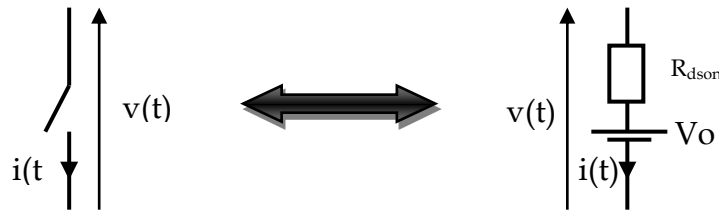


FIGURE II.11 : MODELE D'UN SEMI-CONDUCTEUR EN ETAT DE CONDUCTION

Les éléments : R_{dson} , V_0 sont respectivement la résistance dynamique et la tension de seuil de l'interrupteur. $v(t)$ et $i(t)$ sont respectivement la chute de tension aux bornes de l'interrupteur et le courant conduit.

A partir de cette représentation, on peut déduire que les pertes par conduction s'expriment comme suit :

$$P_{cond_int} = R_{dson}(T_j) \cdot I_{eff}^2 + V_0 \cdot I_{moy} \quad (\text{Eq II.10})$$

Avec I_{eff} et I_{moy} les valeurs efficace et moyenne des courants dans l'interrupteur.

Dans le cas d'un interrupteur MOSFET, la tension de seuil est négligeable et le modèle de pertes par conduction se simplifie comme suit :

$$P_{cond_int} = R_{dson}(T_j) \cdot I_{eff}^2 \quad (\text{Eq II.11})$$

Ce modèle prend en considération l'évolution de la résistance dynamique R_{dson} en fonction de la température de jonction T_j de l'interrupteur. Un modèle pour estimer les variations de

la résistance dynamique normalisée $R_{dson}(T_j)/R_{dson}(25^\circ\text{C})$ en fonction de la température de jonction est développé à partir des données constructeur.

○ PERTES PAR COMMUTATION DANS UN INTERRUPTEUR COMMANDABLE A L'AMORÇAGE ET AU BLOCAGE :

Les pertes par commutation sont dues principalement aux énergies perdues dans les phases d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur. Pour illustrer les phénomènes d'amorçage et de blocage, nous utilisons des formes d'ondes idéalisées du courant et de la tension en commutation (Figure II.12).

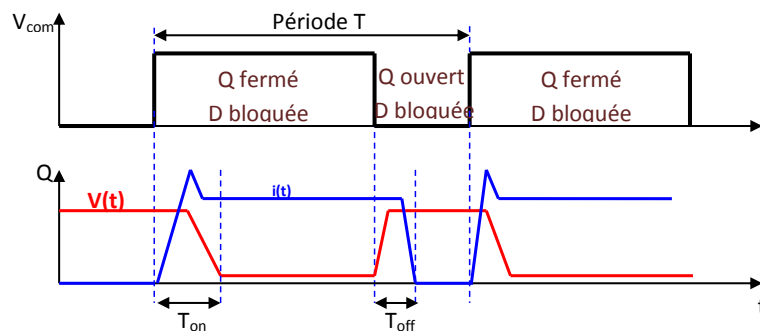


FIGURE II.12 : PHENOMENES D'AMORÇAGE ET DE BLOCAGE DANS L'INTERRUPTEUR Q AU SEIN D'UNE CELLULE DE COMMUTATION SUR CHARGE INDUCTIVE

Si on suppose que les variations des courants et des tensions sont linéaires, on exprime les pertes par commutation par la formule suivante :

$$P_{com_int} = \frac{1}{2} \cdot V_{Max} \cdot I_{Max} \cdot (T_{on} + T_{off}) \cdot F_d \quad (\text{Eq II.12})$$

Avec :

- V_{max}, I_{max} : les valeurs maximales de la tension et du courant de l'interrupteur,
- T_{on}, T_{off} : les durées des phases d'amorçage et de blocage,
- F_d : la fréquence de découpage.

○ DIODE (SCHOTTKY) :

Dans le cas des diodes, ici en l'occurrence des diodes Schottky, les pertes par commutation sont négligées. Les pertes par conduction quant à elles sont obtenues de la même manière que pour les interrupteurs MOSFET à une différence que la tension de seuil n'est plus négligeable dans ce cas de figure, ainsi le modèle des pertes par conduction (P_{cond_d}) est donné par la formule suivante :

$$P_{cond_d} = R_d \cdot I_{eff}^2 + V_d(T_j, I_{moy}) \cdot I_{moy} \quad (\text{Eq II.13})$$

Ce modèle considère l'évolution de la tension de seuil en fonction du courant moyen traversant la diode et de la température de jonction de celle-ci. Cette évolution est estimée analytiquement par le modèle suivant :

$$V_d = K_1(T_j) \cdot I_{moy}^{K_2(T_j)} \quad (\text{Eq II.14})$$

Les coefficients K_1 et K_2 dépendent de la référence de la diode utilisée. Ils sont identifiés à partir de données constructeurs.

- Pertes totales des semi-conducteurs

Les pertes totales pour tous les composants actifs dans le cas de notre convertisseur à q cellules s'expriment de la façon suivante:

$$P_{tot_actifs} = q \cdot (P_d + P_{int}) \quad (\text{Eq II.15})$$

Cette estimation servira à dimensionner le radiateur associé et à évaluer le rendement.

b. MODELISATION DES PERTES DANS LES CONDENSATEURS:

Pour évaluer les pertes dissipées dans un condensateur nous avons choisi d'utiliser un schéma équivalent simplifié d'un condensateur à base d'une résistance série équivalente (Figure II.13).

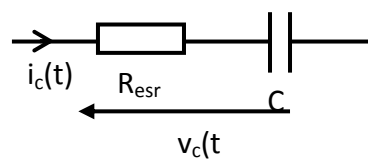


FIGURE II.13 : SCHEMA EQUIVALENT D'UN CONDENSATEUR

Dans la plupart des abaques, les constructeurs fournissent cette résistance série en fonction de la capacité, de la fréquence et de la température pour une tension utile donnée. Ainsi, afin d'évaluer les pertes dans le condensateur, un modèle est développé permettant d'estimer cette résistance interne maximale en fonction de la capacité pour une tension utile donnée. Ce modèle est donné par la formule suivante :

$$R_{esr} = K_1 \cdot C^{K_2} \quad (\text{Eq II.16})$$

Les coefficients K_1 et K_2 dépendent de la tension utile et de la technologie utilisée.

En connaissant la résistance série équivalente et le courant efficace dans le condensateur nous pouvons calculer les pertes (P_C) dans celui-ci en utilisant la formule suivante :

$$P_C = R_{esr} \cdot I_{Ceff}^2 \quad (\text{Eq II.17})$$

c. MODELISATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS MAGNETIQUES

Dans les composants magnétiques il existe deux types de pertes; les pertes cuivre dans le bobinage et les pertes fer dans le circuit magnétique.

○ PERTES CUIVRE :

Dans ce cas, nous distinguons trois phénomènes : pertes par effet de proximité, pertes dues à l'entrefer et pertes par effet de peau. Rappelons que les pertes par effet de proximité sont les pertes dissipées dans un conducteur sous l'effet du champ créé par les conducteurs voisins, que les pertes dues à l'entrefer sont celles dissipées dans le bobinage sous l'effet du champ créé par l'entrefer, et que les pertes par effet de peau sont dissipées dans le conducteur sous l'effet du champ créé par le conducteur lui-même.

Dans ces travaux de thèse, les pertes cuivre dans une inductance sont estimées avec le modèle suivant :

$$P_{cuiivre} = R_{AC} \cdot I_{Leff}^2 \quad (\text{Eq II.18})$$

Où I_{Leff} est le courant efficace traversant le bobinage et R_{AC} une résistance alternative apparente définit comme suit :

$$R_{AC} = F_R \cdot R_{DC} \quad (\text{Eq II.19})$$

La résistance R_{DC} d'un conducteur en régime continu est donnée par la formule suivante :

$$R_{DC} = \frac{\rho \cdot L_c}{S} \quad (\text{Eq II.20})$$

Avec :

- ρ : Résistivité du conducteur,
- L_c : longueur du conducteur,
- S : section du conducteur.

Le facteur F_R est évalué en utilisant la formule de Levasseur [FER99] pour les conducteurs cylindriques :

$$F_R = 0.25 + \sqrt[6]{0.18 + \left(\frac{S}{P_e \cdot \delta}\right)^2} \quad (\text{Eq II.21})$$

Avec :

- P_e : Périmètre du conducteur,
- δ : Epaisseur de peau $\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot \pi \cdot F_d \cdot \mu}}$
- σ : Conductivité électrique,
- F_d : Fréquence de découpage et μ : la perméabilité.

○ PERTES FER :

Ces pertes fer sont dues principalement aux courants de Foucault et au cycle d'hystérésis. Pour les évaluer analytiquement, la formule de Steinmetz est la plus utilisée. Cependant, elle n'est applicable qu'en régime alternatif sinusoïdal.

$$P(T) = C_m \cdot f^x B^y \cdot (K_1 \cdot T^2 - K_2 \cdot T + K_3) \quad (\text{Eq II.22})$$

Avec :

- P : Les pertes fer volumique en W/m³,
- f : La fréquence de fonctionnement en Hz,
- B : L'amplitude de l'induction magnétique en Tesla (T),
- T : La température de fonctionnement en °C.

Les coefficients C_m , x , y , K_1 , K_2 et K_3 dépendent du matériau magnétique utilisé et de la plage de variation de la fréquence de fonctionnement. Ils sont valables pour des types différents de noyaux de même matériau magnétique.

Le modèle de pertes fer considéré est inspiré de celui de Steinmetz avec des coefficients équivalents C_m , x , y identifiés à partir des données constructeurs à température de fonctionnement donnée :

$$P_{fer} = C_m \cdot F_d^x \cdot B_{max}^y \quad (\text{Eq II.23})$$

Avec F_d la fréquence de découpage et B_{max} la valeur maximale de l'induction magnétique.

Sachant que les pertes estimées à partir des abaques constructeurs correspondent au régime symétrique sinusoïdal, nous divisons par deux ces pertes afin de se rapprocher des pertes réelles en régime asymétrique non sinusoïdal [Laro02, Ejja10].

Ainsi, le modèle global de pertes dans les composants magnétiques est donné par la formule suivante :

$$P_L = R_{AC} \cdot I_{Leff}^2 + \frac{([C_m \cdot F_d^x \cdot B_{max}^y] \cdot V_e)}{2} \quad (\text{Eq II.24})$$

V_e est le volume effectif du circuit magnétique utilisé

d. RENDEMENT DU CONVERTISSEUR :

Le rendement tient compte des pertes globales dans le convertisseur en fonction du nombre de cellules. Il est défini comme suit :

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + \sum \text{pertes}} = \frac{P_s}{P_s + P_C + P_{Lf} + P_{Cf} + q \cdot (P_D + P_{int} + P_L)} \quad (\text{Eq II.25})$$

Avec : P_s la puissance en sortie du convertisseur.

2.3.2.4 MODELISATION THERMIQUE :

Les différents composants utilisés dans une architecture de conversion ne sont pas idéaux. Ils sont le siège de pertes qui conduisent à une élévation de leur propre température de fonctionnement ou de leur environnement et sont sensibles à cette variation. En effet, leurs performances se dégradent considérablement en dehors de certaines limites de température et peuvent être détruits si la température est largement en dehors de ce domaine de fonctionnement. Ainsi, le choix des composants pour un cahier des charges spécifique doit respecter les températures admissibles par les composants [LDAB03].

Dans notre cas et afin de se focaliser sur la validation de la démarche de pré-dimensionnement proposée, nous nous sommes contentés de ne considérer dans un premier temps que la contrainte thermique majeure liée aux semi-conducteurs.

Nous pouvons étendre cette étude pour intégrer la contrainte thermique des condensateurs et des composants magnétiques en enrichissant la base de données technologiques par les paramètres du modèle thermique lié à chaque composant passif.

Pour les semi-conducteurs, les pertes dissipées dans ces composants génèrent une élévation de température de jonction de ces semi-conducteurs. Pour construire un modèle thermique associé, nous considérons des combinaisons de deux semi-conducteurs (interrupteur et diode) pour chaque cellule, l'ensemble du convertisseur est disposé sur un seul dissipateur thermique.

Dans la plupart de données constructeur de composants, les caractéristiques thermiques des semi-conducteurs sont données par des résistances thermiques caractérisant chaque partie du composant. On distingue principalement, deux types de résistances thermiques : entre la jonction du semi-conducteur et le boîtier (Rth_{jb}) et la résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur thermique (Rth_{br}). Les dissipateurs thermiques sont également caractérisés par une résistance thermique équivalente (Rth_{ra}) donnée par le constructeur en fonction de la longueur du dissipateur. Cette résistance représente le transfert de chaleur entre le radiateur et l'environnement ambiant (transfert par conduction, par convection et par rayonnement).

Un modèle thermique des semi-conducteurs associés à un dissipateur commun peut être déduit en analysant l'écoulement du flux de chaleur (correspondant aux pertes dissipées dans les semi-conducteurs) des puces vers le dissipateur. Le schéma électrique équivalent du modèle thermique est donné par la Figure II.14 ci-dessous :

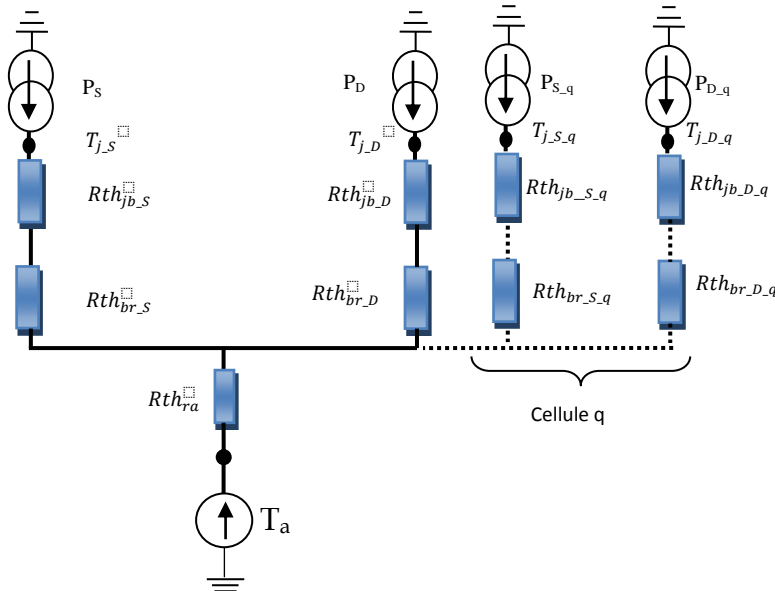


FIGURE II.14 : MODELE CIRCUIT THERMIQUE D'UN RADIATEUR ASSOCIANT LES SEMI-CONDUCTEURS

A partir de ce circuit, nous pouvons déduire les équations permettant de calculer la température de jonction des semi-conducteurs:

- Interrupteurs (int) :

$$T_{J_int} = T_a + (Rth_{jb_int} + Rth_{br_int})P_{int} + Rth_{ra} \cdot q \cdot (P_{int} + P_D) \quad (\text{Eq II.26})$$

- La diode (D):

$$T_{J_D} = T_a + (Rth_{jb_D} + Rth_{br_D})P_D + Rth_{ra} \cdot q \cdot (P_{int} + P_D) \quad (\text{Eq II.27})$$

Avec :

- Rth_{jb_S} et Rth_{jb_D} sont respectivement les résistances thermiques jonction-boîtier pour l'interrupteur (S) et la diode (D),
- Rth_{br_S} et Rth_{br_D} sont respectivement les résistances thermiques boîtier-radiateur pour l'interrupteur (S) et la diode (D),

- $R_{th,ra}$ est la résistance thermique du dissipateur thermique,
- P_s et P_D sont les pertes totales dissipées respectivement dans l'interrupteur (S) et la diode (D),
- T_a : température ambiante.

2.3.2.5 MODELISATION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE (CEM)

Les perturbations CEM sont principalement induites par les commutations des interrupteurs de puissance qui engendrent des variations brusques de tension et de courant. Ces variations interagissent avec des éléments parasites (inductances et capacités) dues aux interconnexions entre les différents composants (Ex : capacités parasites entre les interrupteurs et le dissipateur, les inductances parasites dans les pistes d'interconnexion)[Cuya00, FaJa07, TaMI13, VMIB07]. Ils nuisent au fonctionnement de la structure et aux systèmes voisins. Ainsi, chaque système peut être vu comme un récepteur ou un émetteur de perturbations.

Pour mesurer ces perturbations afin d'agir pour les réduire et de les limiter selon les normes en vigueur pour le domaine d'application, un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) est placé entre l'alimentation et l'équipement sous test [Breh05, Hela05, HeNK10, LaRC10, LaRC11]. Il permet à la fois d'autoriser le passage de la puissance en basse fréquence, d'isoler le convertisseur des perturbations hautes fréquence en provenance de l'extérieur via le réseau et d'assurer la canalisation des perturbations vers le lieu de mesure.

Des modèles analytiques sont nécessaires pour estimer les perturbations électromagnétiques en vue d'une intégration dans la démarche de pré-dimensionnement proposée. Pour développer le modèle électrique permettant d'étudier la CEM, nous avons choisi de ne traiter que le cas de la CEM conduite. Dans un premier temps, nous appliquons cette modélisation sur le cas d'un convertisseur Buck multicellulaire avec filtre d'entrée (Figure II.15). Ce filtre permet d'atténuer le bruit différentiel lié au découpage du courant d'entrée (notamment par sa composante haute fréquence).

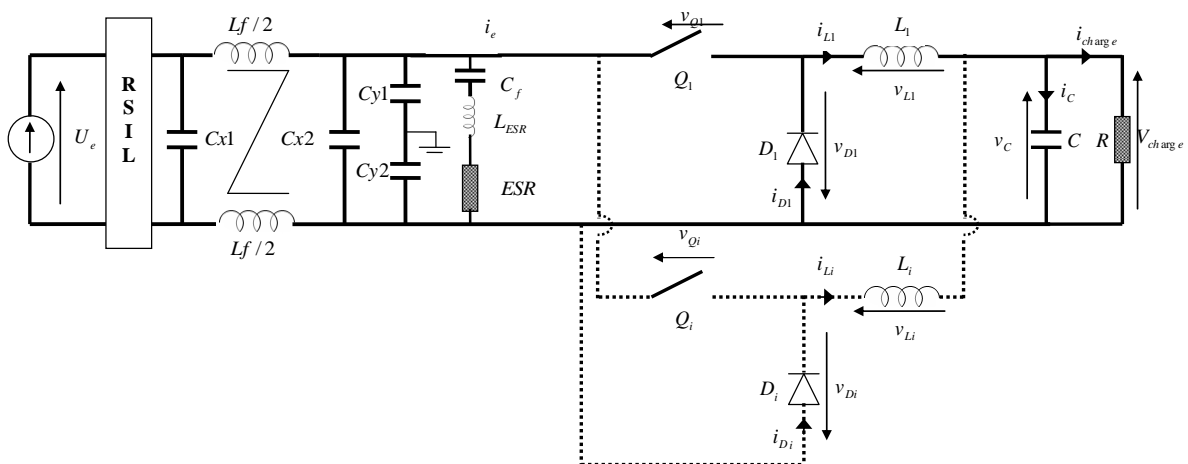


FIGURE II.15 : STRUCTURE BUCK AVEC LES DEUX FILTRES DU MODE COMMUN ET DIFFERENTIEL AINSI QUE LE RSIL

L'architecture du RSIL utilisée est donnée par la Figure II.16 ci-dessous :

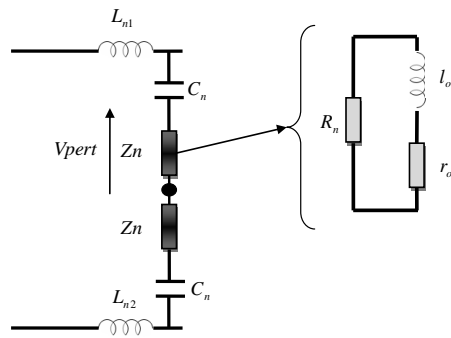


FIGURE II.16 : ARCHITECTURE DU RSIL

Afin de diminuer les amplitudes des différentes fréquences présentes dans le spectre CEM en mode commun, nous plaçons un filtre de mode commun à flux soustractif. Ce filtre est constitué de deux inductances bobinées sur le même tore. Ainsi lorsqu'un courant de mode commun circule dans le même sens dans les deux branches du filtre, le flux total est théoriquement nul du fait du couplage des deux bobines. Nous utilisons la bobine L_f déjà mise en place pour le filtre en mode différentiel afin de réaliser le filtre de mode commun en couplant deux bobines de $L_f/2$ (Figure II.15). Ce qui permettra de limiter le nombre de composants du circuit. Une valeur optimale sur l'inductance L_f permettra de vérifier les contraintes CEM des deux modes simultanément. Nous plaçons également un ensemble de condensateurs C_{x1} , C_{x2} , C_{y1} , C_{y2} (Figure II.15) ayant chacun une capacité de 220nF de sorte à réaliser une architecture de filtre couramment employé dans l'industrie [Breh05, Hela05].

Pour développer le modèle électrique permettant d'étudier la CEM, nous avons choisi de traiter les deux modes de la CEM conduite séparément, en établissant des schémas équivalents de chaque mode puis établir le modèle correspondant, ci-dessous le principe de développement de ces modèles.

La CEM en mode différentiel est essentiellement une conséquence de la commutation du courant ($\frac{di}{dt}$). La modélisation du convertisseur par une source de courant I_s , permet d'exprimer cette perturbation, le schéma équivalent est illustré dans la Figure II.17 :

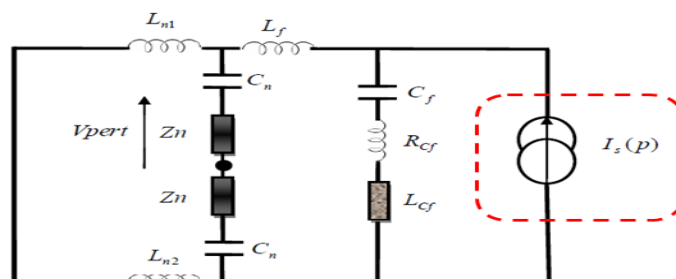


FIGURE II.17: MODELE EQUIVALENT EN MODE DIFFERENTIEL

Tous les interrupteurs sont modélisés par une unique source de courant équivalente. A partir du modèle équivalent, nous déduisons que V_{pert} s'exprime dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$V_{pert}(p) = \frac{Z_n(p)}{\left(1 + \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_3(p)}{Z_4(p)}\right) + \frac{Z_2(p)}{Z_4(p)}} \cdot I_s(p) \quad (\text{Eq II.28})$$

Avec les impédances :

$$- Z_1(p) = (L_{n1} + L_{n2}) \cdot p \quad (\text{Eq II.29})$$

$$- Z_2(p) = 2 \cdot Z_n(p) + \frac{2}{C_n \cdot p} \quad (\text{Eq II.30})$$

$$- Z_3(p) = L_f \cdot p \quad (\text{Eq II.31})$$

$$- Z_4(p) = R_{cf} + L_{cf} \cdot p + \frac{1}{C_f \cdot p} \quad (\text{Eq II.32})$$

$$- Z_n(p) = \frac{R_n \cdot (r_{on} + l_{on} \cdot p)}{R_n + r_{on} + l_{on} \cdot p} \quad (\text{Eq II.33})$$

Pour le courant équivalent $I_s(p)$, il est exprimé sous la forme suivante :

$$I_s(p) = \frac{1}{p} \cdot \left[-(\Delta I_{L1} \cdot e^{-p \cdot \alpha \cdot T_d}) + \left(\frac{1}{p} \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\alpha T_d} \right) \cdot (1 - e^{-p \cdot \alpha \cdot T_d}) \right] \quad (\text{Eq II.34})$$

Le plus souvent, le niveau des perturbations CEM est donné en dB.μV. On obtient:

$$V_{pert}(p) \Big|_{dB, \mu V} = 120 + 20 \cdot \log(|V_{pert}(p)|) \quad (\text{Eq II.35})$$

Afin de valider ce modèle nous avons procédé à une simulation temporelle du convertisseur et mesurer la perturbation CEM en mode différentiel avec le logiciel PSIM™ suivie d'une FFT (Fast Fourier Transformation). La superposition du spectre CEM simulé et estimé analytiquement avec le modèle est donnée dans la Figure II.18. Cette comparaison est effectuée avec les paramètres suivants :

- Puissance : 1 kW
- Nombre de cellule 2 et 4
- Conversion: 60V-14V
- Fréquence de découpage : 21kHz
- $L_f = 100 \mu\text{H}$ (inductance du filtre d'entrée)
- $L = 100 \mu\text{H}$ (inductance du filtre de sortie)
- $C_f = 834 \mu\text{F}$ (condensateur du filtre de sortie)
- $ESL = 10 \text{ nH}$ (inductance parasite série lié au condensateur C_f)
- $ESR = 30 \text{ m}\Omega$ (résistance série liée au condensateur C_f)

Les spectres obtenus sont pour une plage de fréquence de 150kHz à 1.6Mhz :

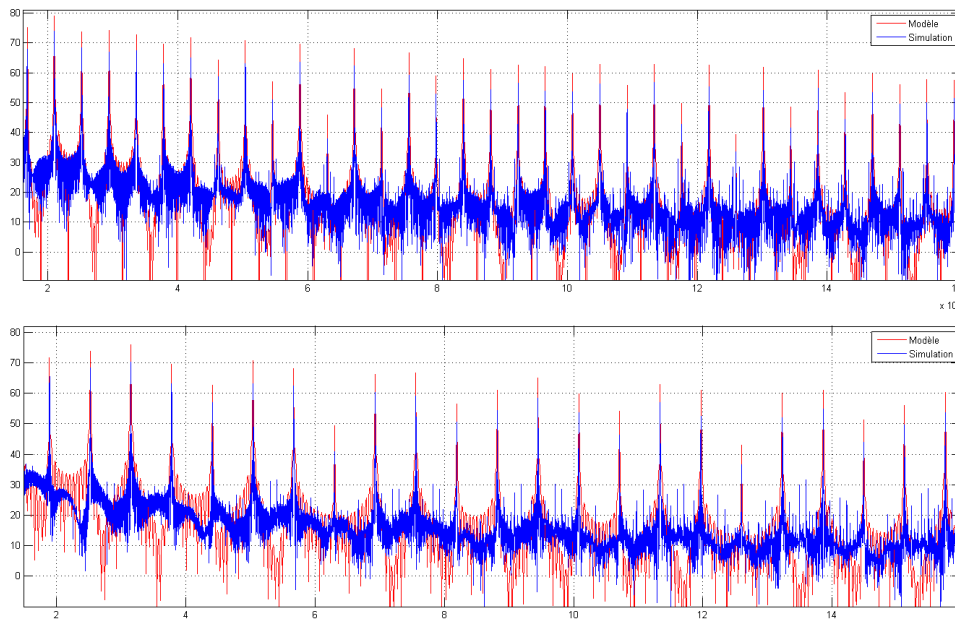


FIGURE II.18: SPECTRE CEM EN MODE DIFFERENTIEL, SIMULATION & CALCUL ANALYTIQUE (PREMIERE FIGURE : CONVERTISSEUR A 2 CELLULES, DEUXIEME FIGURE : CONVERTISSEUR A 4 CELLULES)

En ne considérant que les harmoniques contraignantes, nous remarquons que les résultats du modèle analytique et de simulations sont proches, l'erreur moyenne entre les deux modèles n'excède pas 10% ce qui permet de valider ce modèle CEM en mode différentiel en vue de sa considération dans la méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation.

Remarque :

Le même principe a été utilisé pour la modélisation de la CEM en mode commun avec un schéma équivalent du convertisseur et une source de tension équivalente comme générateur des perturbations en mode commun. Le détail de cette modélisation est donné dans l'annexe I.4.

2.3.2.6 MODELISATION DU VOLUME:

Le volume des systèmes mécatroniques et des convertisseurs en particulier dans les systèmes embarqués est une contrainte très importante.

Dans ces travaux, le volume total du convertisseur est la somme absolue du volume de chaque composant constituant le convertisseur : les inductances, les condensateurs, le radiateur (les volumes des composants semi-conducteurs sont négligés devant celui du radiateur). Le principe considéré pour établir ce modèle est une interpolation des volumes donnés par le constructeur pour chaque type et gamme de composant.

a. MODELISATION DU VOLUME DES COMPOSANTS PASSIFS:

o CONDENSATEURS :

Trois technologies sont considérées pour les condensateurs : électrolytique aluminium, tantale et film. Pour réaliser le choix technologique de ce composant, nous considérons le volume comme un critère majeur de conception. La technologie permettant d'avoir le

minimum de volume tout en respectant des contraintes d'ondulations est alors sélectionnée.

Ces modèles analytiques sont valables pour une tension donnée, pour une gamme des capacités disponibles dans la base de données et pour une plage donnée de température de fonctionnement. Ils sont développés par interpolation à partir des données des constructeurs.

Le modèle de volume est donné par la formule analytique suivante :

$$Vol_C = K_1 \cdot C^3 + K_2 \cdot C^2 + K_3 \cdot C + K_4 \quad (\text{Eq II.36})$$

Les coefficients K_i ($i = 1...4$) dépendent de la technologie et de la tension utile aux bornes du condensateur.

Cette modélisation permet d'avoir une estimation du volume des condensateurs avec une erreur moyenne de 10%.

○ INDUCTANCES :

Pour réaliser un composant magnétique, on dispose de deux principaux éléments : le circuit magnétique et le bobinage. Les circuits magnétiques sont réalisés sous plusieurs formes et avec différents matériaux magnétiques caractérisés par des performances magnétiques et électriques différentes selon la technologie utilisée.

Dans le cadre de ces travaux, nous considérons quatre principales technologies de matériaux magnétiques : ferrite, poudre de fer, MPP et High Flux. L'objectif est d'effectuer le choix technologique (noyau et matériau magnétique) à partir d'une base de données afin de réaliser un composant magnétique répondant aux spécifications du cahier des charges.

Le choix technologique des composants magnétiques peut être réalisé en considérant comme contrainte majeure le volume. Le modèle de volume est donné par la formule suivante [Laro02, LKFG03]:

$$Vol_L = K_v \cdot (S_e \cdot S_b)^{\frac{3}{4}} \quad (\text{Eq II.37})$$

Nous rappelons que K_v est un coefficient géométrique représentatif de la forme du circuit magnétique et il est calculé pour chaque forme de circuit magnétique disponible dans la base de données en considérant la fenêtre de bobinage entièrement pleine.

S_b et S_e représentent, respectivement, la section de bobinage et la section effective du circuit magnétique.

b. MODELISATION DU VOLUME DES COMPOSANTS ACTIFS:

○ RADIATEUR :

Après le choix technologique des composants semi-conducteurs réalisé dans la base de données, via une référence pour l'interrupteur et pour la diode qui permettent d'avoir le minimum de pertes (par conduction et par commutation) tout en respectant les contraintes électriques (V_{max} , I_{max} , I_{eff} , I_{moy}). Le dissipateur associé est choisi pour respecter une

température de jonction maximale des semi-conducteurs de 130°C et occuper un volume le plus faible possible.

Le modèle utilisé pour calculer le volume (Vol_{hs}) d'un dissipateur en fonction de la résistance thermique est développé à partir des abaques constructeurs (résistance thermique en fonction de la longueur du dissipateur). Il est donné par la formule suivante :

$$Vol_{hs} = (C_1 \cdot Rth_{hs}^{C_2}) \cdot Largeur \cdot Epaisseur \quad (\text{Eq II.38})$$

Les coefficients C_1 et C_2 sont identifiés pour une forme donnée de dissipateur.

L'écart relatif maximal obtenu entre le modèle analytique et les données constructeurs dans notre cas est de 14%. Cela valide ce modèle en vue de l'utilisation dans une phase de pré-dimensionnement.

2.4 INTEGRATION DANS L'OPTIMISATION

Nous proposons une approche de conception transposable à différentes structures électroniques de puissance. Elle permet d'optimiser plusieurs performances en même temps, en se basant sur les techniques multi-objectifs tout en respectant les contraintes de conception. Dans ce type de démarche de pré-dimensionnement, la formulation du problème d'optimisation est une étape importante, notamment dans le choix des paramètres du vecteur d'optimisation. Ces paramètres sont choisis et configurés pour permettre à l'algorithme de parcourir l'espace de solutions et de trouver un chemin plus cohérent pour garantir un fonctionnement respectueux au cahier des charges. La Figure II.19 illustre la formulation choisie pour le problème d'optimisation.

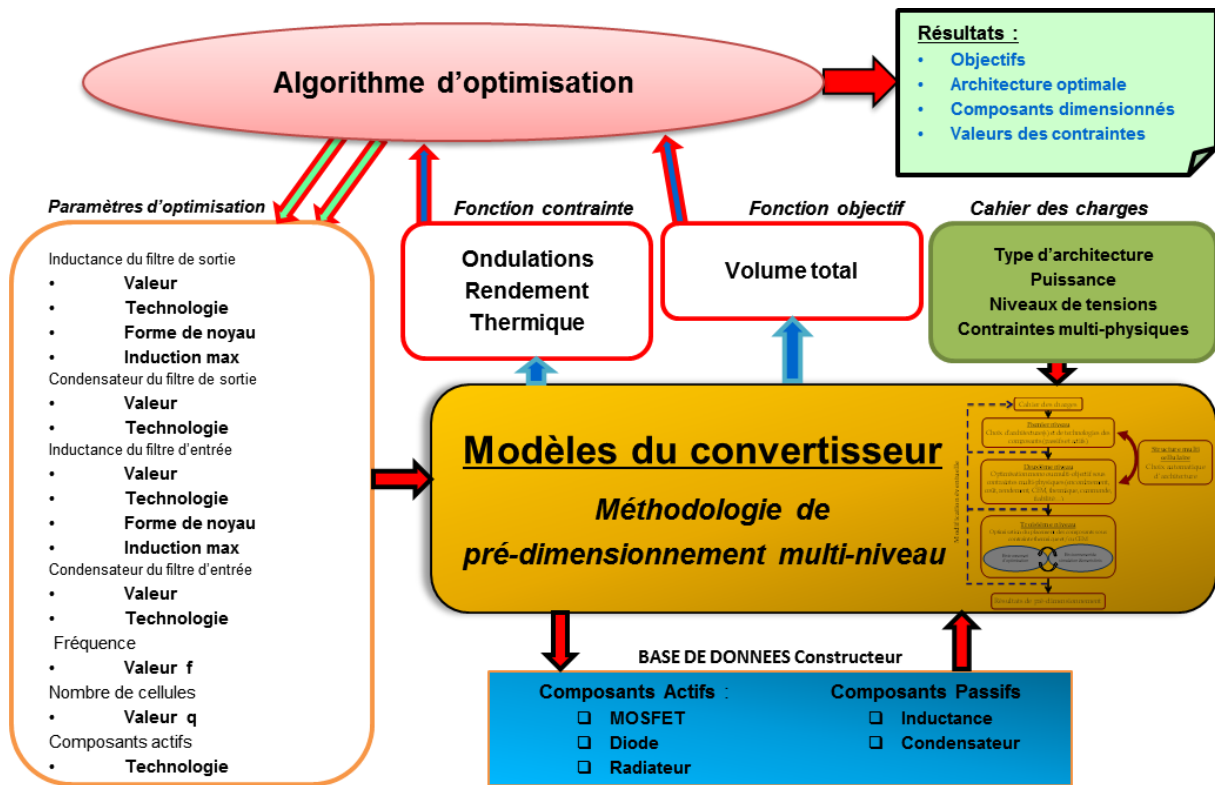


FIGURE II.19 : PRINCIPE DE LA METHODOLOGIE GLOBALE D'OPTIMISATION

La méthodologie globale d'optimisation est décrite sur la Figure II.19 et illustre les différentes parties du processus d'optimisation. On distingue :

- Le vecteur des paramètres d'optimisation, qui contient les paramètres à optimiser sur lesquels l'algorithme peut jouer pour atteindre l'objectif fixé et respecter les contraintes imposées. Ainsi on retrouve tous les composants passifs avec leurs technologies associées, les technologies des composants actifs, la fréquence de découpage et le nombre de cellules conduisant au choix d'une architecture optimale d'un convertisseur entrelacé.
- La base de données constructeur (des composants actifs et passifs) où sont choisis les composants à utiliser. L'interaction de l'algorithme avec cette base permet de choisir la combinaison des composants permettant de satisfaire au mieux les contraintes et améliorer l'objectif final.
- Le cahier des charges qui fixe toutes les contraintes à respecter pour le pré-dimensionnement.
- Les modèles multi-physiques du convertisseur et la démarche de pré-dimensionnement : cette partie est le cœur de la démarche d'optimisation globale. Elle regroupe l'ensemble des modèles multi-physiques développés ou adaptés permettant de prendre en compte les spécifications du cahier des charges ainsi que la façon de les incorporer et les utiliser dans la méthodologie de pré-dimensionnement multi-niveau présentée au début de ce chapitre.
- Partie algorithme d'optimisation, celui qui cherche les solutions optimales et les valeurs des paramètres associés afin d'atteindre un meilleur objectif en respectant au mieux les contraintes imposées. Le fait que certains paramètres

d'optimisation soient discrets, l'algorithme d'optimisation doit être capable de gérer en même temps des variables continues et des variables discrètes.

A noter que cette démarche globale d'optimisation intègre une sorte d'optimisations locales de façon à optimiser le choix technologiques des composants permettant ainsi une meilleure considération de ce choix dans l'optimisation globale.

Dans la suite de ce chapitre, cette méthodologie globale de pré-dimensionnement par optimisation est appliquée au convertisseur Buck entrelacé en considérant les contraintes d'encombrement, ondulations, rendement, thermique et CEM.

2.5 RESULTATS DE PRE-DIMENSIONNEMENT PAR OPTIMISATION

Après avoir présenté précédemment, les modèles développés pour le pré-dimensionnement et la démarche de conception dédiée, nous allons appliquer l'approche proposée sur un cahier des charges (convertisseur Buck Multicellulaire). Les résultats de pré-dimensionnement sont présentés et analysés dans cette partie.

A noter que ces résultats, concernent le deuxième niveau de pré-dimensionnement. L'architecture choisie est le convertisseur Buck multicellulaire et un ensemble de technologies (des composants actifs et passifs) sont sélectionnées dans la base de données pour satisfaire un cahier des charges donné.

Les principaux résultats obtenus en analysant l'apport d'une structure entrelacée et les avantages offerts par la méthodologie développée sont présentés. Dans un premier temps, ces résultats sont donnés pour des optimisations suivant un seul objectif, puis pour plusieurs objectifs dans un second temps. Une autre partie des résultats est dédiée à l'intégration de la contrainte CEM et l'analyse de son impact sur le pré-dimensionnement dans la démarche d'optimisation proposée. Un autre point important consiste en la reconfiguration «à iso-coût» d'une structure déjà optimisée. L'objectif est d'améliorer la contrainte de rendement dans le cas d'une variation de charge, en agissant sur le nombre de cellules et la fréquence de découpage.

2.5.1 RESULTATS D'OPTIMISATION MONO-OBJECTIF DU VOLUME SOUS CONTRAINTES ELECTRIQUES, THERMIQUES ET DE RENDEMENT

Nous avons réalisé des optimisations du convertisseur DC-DC Buck entrelacé choisi en utilisant la méthode stochastique (algorithme génétique) de la Toolbox de MATLABTM (ToolBox/Optimisation). Nous utilisons dans ce cas la fonction « GA » qui prend en argument la fonction objectif à minimiser (le volume total), un vecteur initial qui représente le point initial du calcul, les bornes inférieures et supérieures des paramètres d'optimisation, un vecteur de fonctions contraintes comprenant des variables discrètes et continues[BLAM13a, BLAM13b].

Pour l'optimisation mono-objectif, la Figure II.20 résume les contraintes considérées et la fonction objectif recherchée :

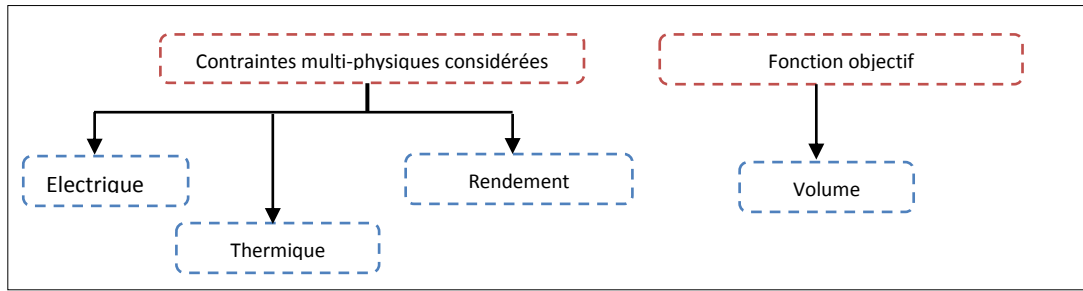


FIGURE II.20 : OBJECTIF ET CONTRAINTES DE L'OPTIMISATION

La fonction objectif à minimiser est le volume total :

$$Volume_{Total} = \sum \underbrace{Vol_{L_f}}_{\text{volume de l'inductance } L_f} + \underbrace{Vol_{C_f}}_{\text{volume du condensateur } C_f} + \underbrace{Vol_L}_{\text{volume de l'inductance } L} + \underbrace{Vol_C}_{\text{volume du condensateur } C} + \underbrace{Vol_{hs}}_{\text{volume du dissipateur thermique}} \quad (\text{Eq II.39})$$

Les contraintes multi-physiques sont issues du cahier des charges dont les caractéristiques sont choisies pour être celles d'un environnement de fonctionnement type dans un véhicule. Cependant, les valeurs choisies peuvent être modifiées aisément, ce qui représente un avantage de la méthode par le fait d'imposer facilement un cahier des charges pour chaque application cible. Le cahier des charges considéré pour cette première partie d'étude est le suivant:

- Tensions de conversion : 60V/14V,
- Puissance maximale de sortie: 1 kW,
- Nombre de cellules : entre 1 et 4.

Les contraintes multi physiques à satisfaire sont résumées dans le Tableau II.1 suivant :

TABLEAU II.1 : LIMITES DES CONTRAINTES MULTI PHYSIQUES

Contraintes	Valeurs maximales ou minimales
Ondulation en tension d'entrée [%]	≤ 10
Ondulation en tension de sortie [%]	≤ 10
Ondulation en courant d'entrée [%]	≤ 10
Ondulation en courant de sortie [%]	≤ 10
Ondulation en courant de cellule [%]	≤ 50
Rendement [%]	≥ 80
Température de jonction maximale de l'interrupteur Q [°C]	≤ 130
Température de jonction maximale de la diode D [°C]	≤ 130

Pour bien illustrer les résultats obtenus dans le cas mono objectif, deux types d'optimisation sont présentées, la première est effectuée pour une seule puissance de 1kW en respectant le cahier des charges défini. Puis la seconde pour plusieurs puissances maximales (de 0.25 à 1.75 kW) en considérant le nombre de cellules fixe puis comme paramètre d'optimisation.

2.5.1.1 OPTIMISATION MON OBJECTIF POUR UN CONVERTISSEUR DE 1kW

Dans cette optimisation, un convertisseur d'une puissance maximale de 1kW est considéré. Le nombre de cellules est fixé (imposé) de 1 à 4 cellules, ce qui se traduit par une optimisation pour chaque configuration (de 1 à 4 cellules). Il faut noter aussi que la contrainte CEM n'est pas considérée à ce niveau. Une section spéciale est dédiée à l'analyse des résultats en intégrant la CEM sera présentée par la suite.

Le vecteur initial des paramètres d'optimisation (Tableau II.2) est choisi de manière à avoir une solution faisable dès le lancement de l'optimisation. Dans cette optimisation il y a conjointement des paramètres continus et des paramètres discrets qui représentent principalement des paramètres technologiques (Technologie condensateur, technologie matériaux magnétiques, forme de noyau et le nombre de cellule) liés à la base de données constructeurs utilisée.

TABLEAU II.2 : PARAMETRES D'OPTIMISATION INITIAUX ET LIMITES

<i>Paramètres d'optimisation</i>			
<i>Paramètres</i>	<i>Vecteur Initial</i>	<i>Limite Min</i>	<i>Limite Max</i>
Lf (H)	4,52E-06	1,00E-06	1,00E-04
Technologie Matériau Lf	1	1	4
Forme Noyau Lf	3	1	4
Bmax Lf (T)	0,41	0,01	1,20
Cf (F)	3,26E-04	1,00E-06	1,00E-02
Technologie Cf	3	1	3
L (H)	3,58E-05	1,00E-06	1,00E-04
Technologie Matériau L	1	1	4
Forme Noyau L	1	1	4
Bmax L (T)	0,49	0,01	1,20
C (F)	3,17E-04	1,00E-06	1,00E-02
Technologie C	3	1	3
Fréquence (kHz)	179	20	200
Nombre de cellules (q)	1	1	4

Les plages de variations des paramètres d'optimisation (Tableau II.2) sont imposées par le contenu de la base de données et par la faisabilité des solutions (notamment en termes de fréquence et de nombre de cellules).

Les paramètres du vecteur d'optimisation sont discrets et imposés en tant que tel pour l'algorithme :

- Le nombre de cellule variant de 1 à 4,
- Les technologies des condensateurs contenues dans la base de données: technologie Film : indice '1', Tantale : indice '2', Aluminium (électrolytique) : indice '3',
- Les technologies de matériaux magnétiques pour les inductances: technologie Ferrite : indice '1', Poudre de fer : indice '2', MPP : indice '3', HighFlux : indice '4'.

A noter que les formes de noyau magnétiques des inductances contenues dans la base de données (Tore, E, D, U) sont également paramétrées avec un vecteur de variables discrètes. Ainsi la combinaison matériaux magnétiques/formes de noyaux est représentée par une matrice multi-dimension de variables discrètes.

a. EVOLUTION DE LA FONCTION OBJECTIF :

Les résultats du volume optimal obtenus pour chaque nombre de cellules sont illustrés sur la Figure II.21:

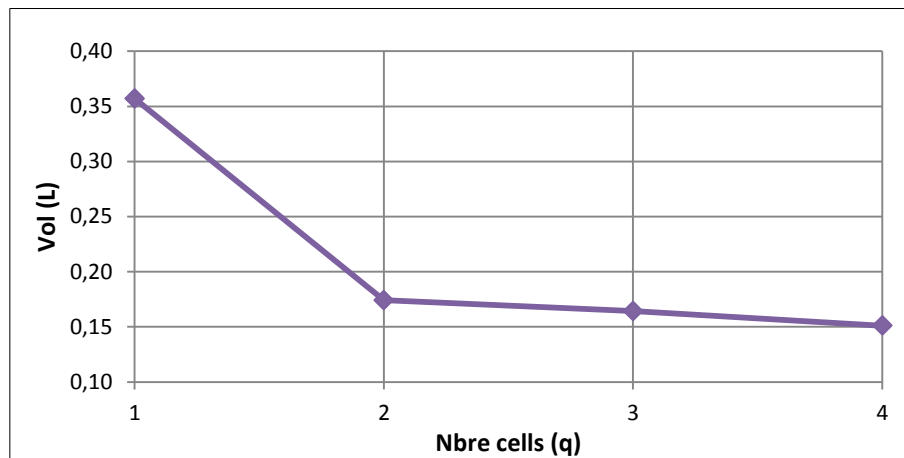


FIGURE II.21 : VOLUME OPTIMAL EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULES POUR UN CONVERTISSEUR 1KW

La diminution du volume montre nettement l'avantage offert par l'architecture multicellulaire en termes d'encombrement. Ce gain est notamment remarquable pour le cas à 2 cellules où le volume est pratiquement divisé par 2, puis il commence à s'atténuer pour 3 et 4 cellules.

b. VECTEUR DES PARAMETRES D'OPTIMISATION

Le Tableau II.1 suivant présente les résultats des paramètres d'optimisation après chaque optimisation:

TABLEAU II.3 : VALEURS DES PARAMETRES APRES OPTIMISATION

Convertisseur Buck multicellulaire 1 kW					
Paramètres	Vecteur Initial	1 cellule	2 cellules	3 cellules	4 cellules
$L_f (H)$	4,52E-06	2,46E-06	1,42E-06	1,91E-06	2,56E-06
Technologie Matériau L_f	Ferrite	Ferrite	Ferrite	Ferrite	Ferrite
Forme Noyau L_f	U	D	E	E	U
$B_{max} L_f (T)$	0,41	0,45	0,34	0,36	0,28
$C_f (F)$	3,26E-04	7,81E-04	5,11E-04	2,30E-03	2,57E-04
Technologie C_f	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Aluminium
$L (H)$	3,58E-05	2,39E-05	4,04E-05	3,84E-05	4,64E-05
Technologie Matériau L	Ferrite	Ferrite	Ferrite	Ferrite	Ferrite
Forme Noyau L	E	E	E	U	U
$B_{max} L (T)$	0,49	0,53	0,53	0,51	0,46
$C (F)$	3,17E-04	2,05E-05	2,18E-03	1,47E-03	2,69E-04
Technologie C	Aluminium	Tantale	Aluminium	Aluminium	Aluminium
Fréquence (kHz)	179,41	63,59	26,40	23,61	34,96
Nombre de cellules (q)	X	1	2	3	4

On remarque plus particulièrement que la fréquence de commutation diminue avec l'augmentation du nombre de cellules. En effet, l'augmentation du nombre de cellules est accompagné par une augmentation de la fréquence apparente ce qui permet de diminuer la

fréquence réelle afin de réduire les pertes par commutation dans les semi-conducteurs et les pertes fer dans les inductances. Cela se traduit par une amélioration du rendement comme confirmé ci-dessous. Par contre, le cas optimisé à 4 cellules, un changement de composant de faible calibre a induit une fréquence plus importante, cela est lié au contenu de la base de données composants.

C. CONTRAINTES MULTI PHYSIQUES :

En termes de contraintes multi-physiques, les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau II.4, pour chaque configuration (nombre de cellules) :

TABLEAU II.4 : VALEURS DES CONTRAINTES APRES OPTIMISATION

			1 cellule	2 cellules	3 cellules	4 cellules
		Contraintes imposées	Contraintes après optimisation			
Ondulations	Tension d'entrée ΔV_e (%)	<10	0,43	0,43	0,05	0,05
	Courant d'entrée ΔI_e (%)	<10	1,24	2,54	0,17	0,06
	Tension de sortie ΔV_s (%)	<10	2,20	0,05	0,04	0,01
	Courant de sortie ΔI_s (%)	<10	9,87	9,80	6,48	0,81
	Courant dans la cellule ΔI_L (%)	<50	9,87	28,18	49,67	37,10
Thermique	Température jonction MOSFET T_{j_s} (°C)	≤130	129,71	123,16	129,30	129,30
	Température jonction Diode T_{j_d} (°C)	≤130	128,76	129,54	127,10	127,10
	Résistance thermique Radiateur R_{th} Rad(°C/W)		0,90	2,20	2,20	2,20
Rendement (%)		≥80,00	81,51	90,07	93,52	93,69

Notons que les contraintes électriques sont principalement imposées par l'ondulation des courants dans les inductances des cellules. L'analyse des résultats montre que, d'un côté, l'ondulation du courant de sortie diminue avec l'augmentation du nombre de cellules, ce phénomène est en cohérence avec le modèle analytique (le rapport de l'ondulation entre la cellule et la sortie). La valeur des inductances de sortie varie peu, et du fait de l'augmentation de la fréquence apparente avec l'augmentation du nombre de cellules, l'ondulation du courant de sortie diminue et est largement respectée pour un nombre de cellules élevé (3 et 4). D'un autre côté, la résistance thermique du radiateur augmente grâce aux pertes par commutation qui se retrouvent plus faibles avec le convertisseur entrelacé, ce qui se traduit par un gain sur le volume du radiateur représentant la part la plus importante du volume global (Figure II.22)

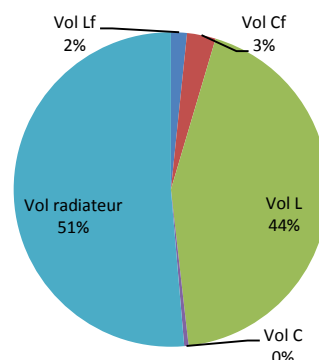


FIGURE II.22 : DISTRIBUTION DU VOLUME DANS LE CAS 4 CELLULES

Un autre critère important dans les performances est le rendement. A titre d'exemple, la Figure II.23 montre la répartition des pertes dans le cas d'un convertisseur avec 4 cellules. La majorité des pertes sont dissipées dans les éléments actifs ce qui représente 59% des pertes totales, le reste est partagé par les inductances de sortie (33%) et les autres composants passifs (8%). Cette répartition des pertes intègre les « économies » réalisées grâce à l'amélioration des performances du convertisseur avec l'entrelacement.

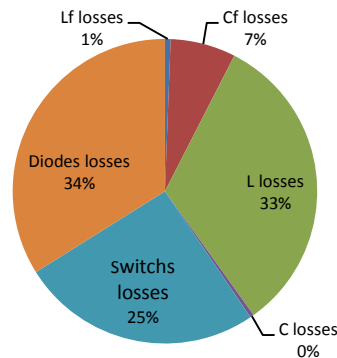


FIGURE II.23 : DISTRIBUTION DES PERTES DANS LE CAS 4 CELLULES

A noter qu'en plus du choix technologique des composants actifs et passifs, la méthodologie de pré-dimensionnement permet également de déterminer les caractéristiques du bobinage associé aux composants magnétiques (type de fil, nombre de spires, dimensions, nombre de mises en parallèle, niveau de remplissage de la surface de bobinage, ...).

D'autres résultats d'optimisation concernant le choix technologique et les caractéristiques liées aux inductances, condensateurs et dissipateur thermique sont donnés dans l'annexe I.5.

2.5.1.2 OPTIMISATION POUR DIFFERENTS NIVEAUX DE PUISSANCES

Des optimisations ont été effectuées pour plusieurs niveaux de puissance (de 0,25 à 1,75 kW) avec un nombre de cellules imposé de 1 à 4 comme dans la section précédente[BLAM13b]. La Figure II.24 montre l'évolution du volume optimal de chaque puissance en fonction du nombre de cellules :

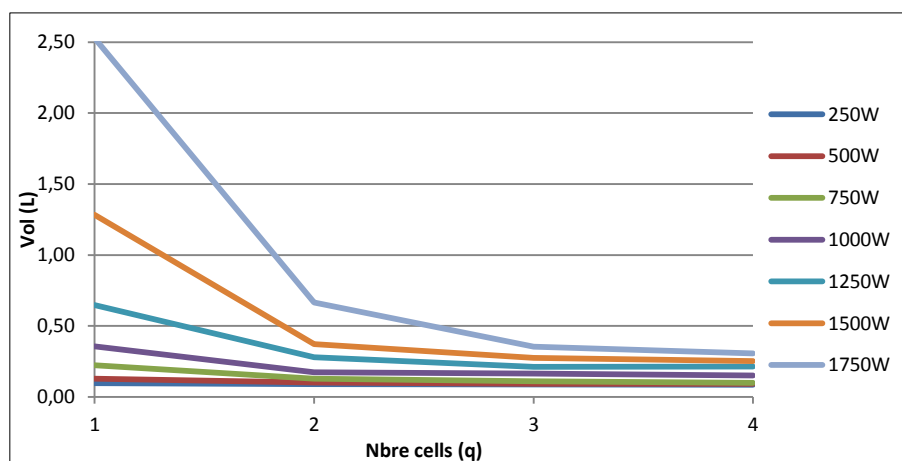


FIGURE II.24 : TENDANCE DU VOLUME POUR CHAQUE PUISSANCE DE SORTIE

Nous pouvons constater que pour chaque puissance, un nombre optimal de cellules existe conduisant à un volume minimal. Cependant, au-delà de 2 cellules, les variations de volume sont relativement faibles. Ainsi, un autre objectif (comme le rendement) peut être considéré afin de départager les solutions proches et déterminer le choix définitif du nombre optimal de cellules.

Nous constatons également que l'entrelacement apporte un gain remarquable en termes de volume pour les puissances $\geq 1\text{kW}$. Cependant, ce gain est quasi négligeable pour les faibles puissances ($\leq 0.5\text{kW}$). De ce fait, la méthodologie de pré-dimensionnement nous permet de déterminer la topologie optimale permettant de minimiser le volume ainsi que la puissance à partir de laquelle l'entrelacement devient intéressant.

Afin d'analyser la constitution du volume pour chaque puissance les Figure II.25 et Figure II.26 représentent respectivement les variations de volume du radiateur et des inductances en fonction du nombre de cellules pour différentes puissances. En effet pour ce cahier des charges et comme constaté dans la section précédente, la part la plus importante de volume est liée au radiateur de refroidissement et aux inductances des cellules.

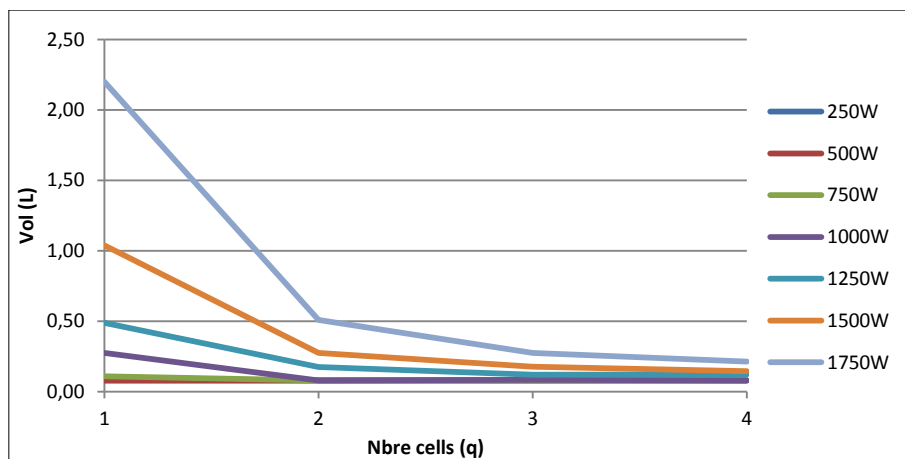


FIGURE II.25 : TENDANCE DU VOLUME DU RADIATEUR

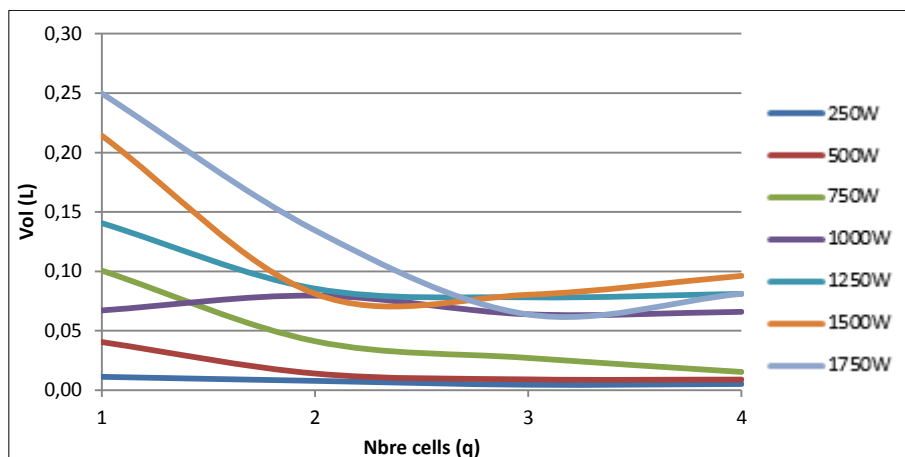


FIGURE II.26 : TENDANCE DU VOLUME DES INDUCTANCES DES CELLULES

Nous déduisons que c'est l'allure du volume optimal du radiateur de refroidissement qui impose celle du volume global. On constate donc que la contrainte thermique est prépondérante devant les contraintes d'ondulations. La contrainte CEM n'est pas considérée dans ce cas, le filtre d'entrée est ainsi dimensionné pour respecter des contraintes d'ondulations uniquement.

Un autre paramètre important dans l'analyse de ces résultats d'optimisation est celui de la fréquence de commutation, celle-ci est représentée dans la Figure II.27:

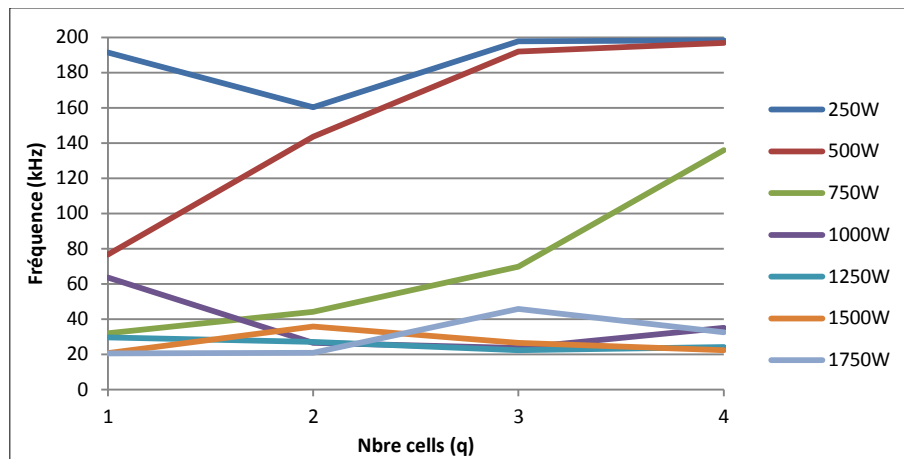


FIGURE II.27 : EVOLUTION DE LA FREQUENCE EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULES POUR DIFFERENTES CHARGES

Pour les faibles puissances, la fréquence de commutation est élevée pour réduire au maximum le volume des composants passifs. Inversement pour les plus fortes puissances la fréquence est plus faible pour réduire les pertes dans les semi-conducteurs impactant directement le volume du dissipateur thermique.

2.5.1.3 AUTOMATISATION DU CHOIX D'ARCHITECTURE PAR OPTIMISATION

Pour cette optimisation, on intègre le nombre de cellule (q) comme paramètre d'optimisation, tout en gardant le même cahier des charges que précédemment. On a choisi de représenter l'optimum en nombre de cellules pour chaque niveau de puissance, on obtient les résultats présentés sur la Figure II.28:

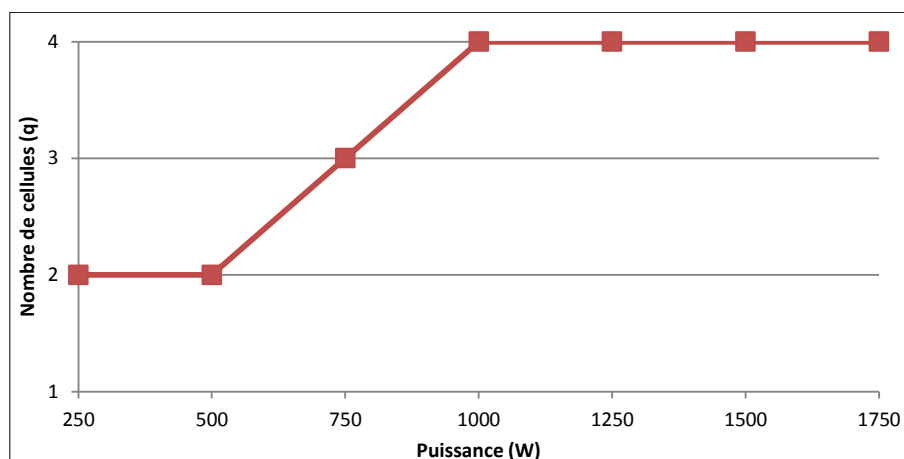


FIGURE II.28 : NOMBRE OPTIMAL DE CELLULES POUR CHAQUE NIVEAU DE PUISSANCE

Ces résultats confirment ceux obtenus par l'optimisation 'manuelle' présentée dans la section précédente. On note le nombre de cellules élevé pour les fortes puissances, ceci illustre nettement l'intérêt de l'architecture multicellulaire pour ces puissances. Pour les faibles puissances, cet intérêt est moindre mais toujours présent car le nombre optimal minimal est de 2 cellules.

Les contraintes associées sont respectées, leurs valeurs sont résumées dans le Tableau II.5:

TABLEAU II.5 : VALEURS DES CONTRAINTES APRES OPTIMISATION

Contraintes		Valeurs après optimisation						
Puissance (W)		1750	1500	1250	1000	750	500	250
Thermique	Température jonction MOSFET T_{j_s} (°C)	130,00	130,00	130,00	127,10	121,81	113,68	64,85
	Température jonction Diode T_{j_d} (°C)	130,00	130,00	130,00	127,10	121,81	113,68	64,85
Ondulations	Tension d'entrée ΔV_e (%)	0,24	0,071	0,12	0,05	0,55	0,06	0,05
	Courant d'entrée ΔI_e (%)	0,40	0,148	0,18	0,06	1,25	0,18	0,07
	Tension de sortie ΔV_s (%)	0,01	0,010	0,02	0,01	0,02	0,02	0,02
	Courant de sortie ΔI_s (%)	1,09	1,034	1,05	0,81	5,74	9,62	8,78
	Courant dans la cellule ΔI_L (%)	49,92	47,57	48,41	37,10	44,00	27,66	25,24
	Rendement (%)	91	93	92	94	82	83	84

On peut noter un rendement systématiquement supérieur à 90% pour les fortes puissances ($\geq 1\text{kW}$) alors que la contrainte est fixée à 80%. La contrainte thermique est largement respectée pour les faibles puissances. Cela est dû principalement au surdimensionnement du dissipateur lié à la non disponibilité de petits éléments dans la base de données constructeur.

Le volume optimal obtenu pour chaque puissance comparé au volume optimum optimisé dans le cas d'un convertisseur monocellulaire (Figure II.20) montre un gain en volume d'un rapport supérieur à 5 pour les fortes puissances ce qui confirme l'apport du convertisseur multicellulaire.

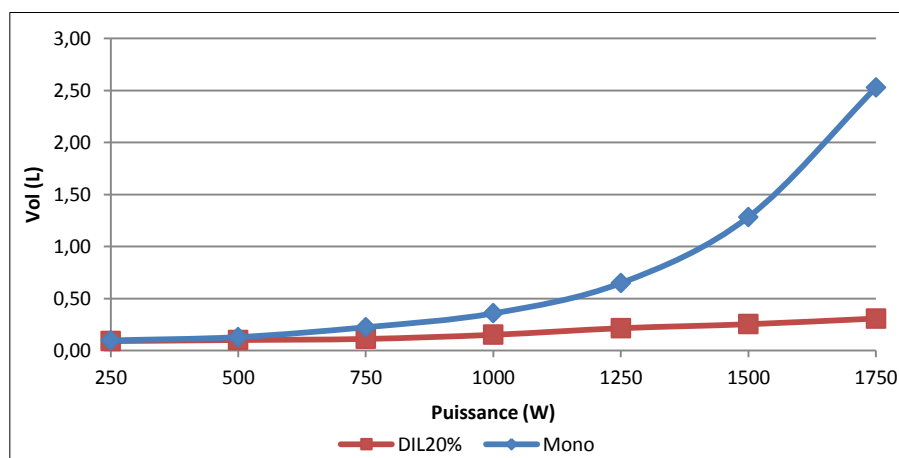


FIGURE II.29 : VOLUME OPTIMAL DU CONVERTISSEUR ENTRELACE COMPARE AU VOLUME D'UN CONVERTISSEUR MONOCELLULAIRE

Concernant la fréquence optimale, son évolution est présentée sur la Figure II.30 :

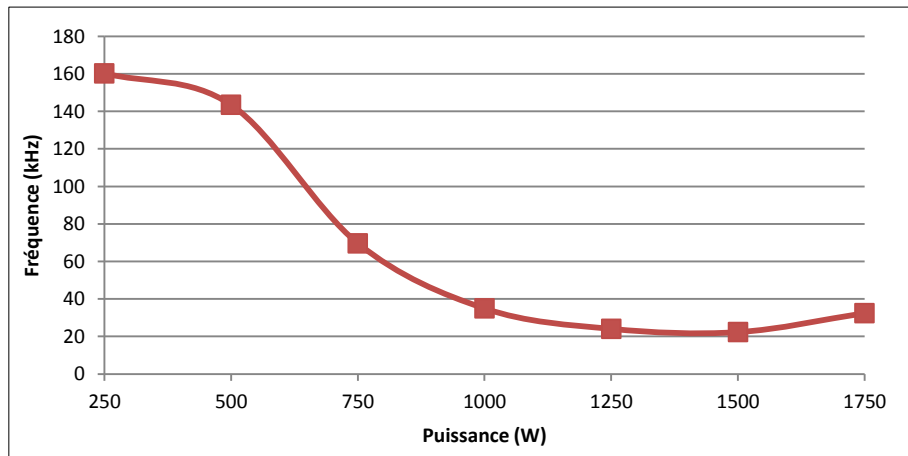


FIGURE II.30 : VARIATIONS DE LA FREQUENCE OPTIMALE EN FONCTION DU NIVEAU DE PUISSANCE

On remarque que les fréquences les plus élevées sont choisies pour les faibles puissances (pour minimiser le volume des composants passifs). Tandis que des fréquences plus faibles sont obtenues pour les fortes puissances afin de limiter les pertes par commutation dans les semi-conducteurs et optimiser de ce fait la taille du dissipateur thermique.

2.5.2 RESULTATS D'OPTIMISATION SOUS CONTRAINTE DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE (CEM)

Dans cette partie, on ajoute aux contraintes précédentes la contrainte CEM (Figure II.31) qui impacte directement le volume des composants passifs, notamment celui du filtre d'entrée et contraint ainsi le volume globale du convertisseur.

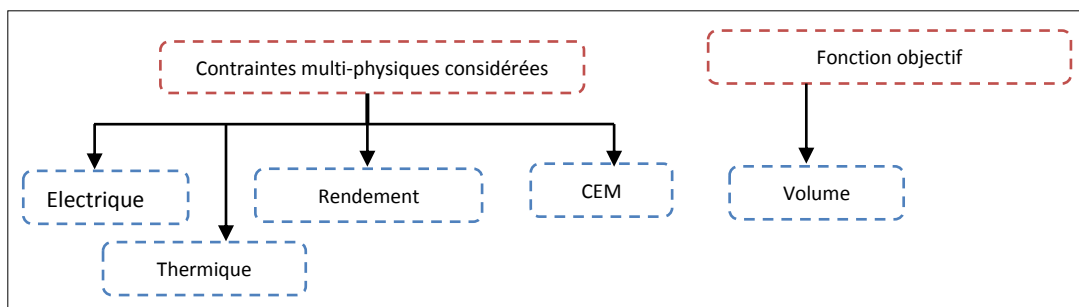


FIGURE II.31 : OBJECTIF ET CONTRAINTES DE L'OPTIMISATION

La prise en compte de l'aspect CEM dans cette étude est un prologue visant à démontrer la faisabilité de la méthode et la validation des résultats. En effet dans cette étude, on considère les aspects CEM les plus importants modélisés par des modèles analytiques, car les modèles CEM fins nécessitent des capacités et des temps de calculs trop importants. Pour cela on considère seulement la CEM conduite du convertisseur avec les deux modes, différentiel et commun.

Le cahier des charges est le même que précédemment, les valeurs des contraintes multi physiques restent inchangées, une nouvelle contrainte de CEM a simplement été ajoutée. A titre d'exemple d'application, les perturbations CEM doivent respecter dans notre cas la Norme ISM 55011, qui définit les plages de fréquences et le niveau de perturbations associé à respecter. Le Tableau II.6 suivant résume les valeurs des contraintes à respecter dans cette optimisation:

TABLEAU II.6 : CONTRAINTES D'OPTIMISATION AVEC CEM

Contraintes	Valeurs maximales ou minimales	
Ondulation en tension d'entrée [%]	≤ 10	
Ondulation en tension de sortie [%]	≤ 10	
Ondulation en courant d'entrée [%]	≤ 10	
Ondulation en courant de sortie [%]	≤ 10	
Ondulation en courant de cellule [%]	≤ 50	
Rendement [%]	≥ 80	
Température de jonction maximale de l'interrupteur Q [°C]	≤ 130	
Température de jonction maximale de la diode D [°C]	≤ 130	
CEM	Norme ISM 55011	
	Fréquence [MHz]	
	Tension [dB,µV]	
	0,15 à 0,5	79
	0,5 à 30	73

Des optimisations pour des puissances de 0,25 à 1,75kW ont été effectuées considérant la CEM comme contrainte au même niveau que toutes les autres contraintes[BLAM14]. Pour chacun des optima issus de la démarche, on a relevé le volume en le comparant avec les optima sans la contrainte CEM obtenus dans la section précédente, ces résultats sont présentés sur la Figure II.32:

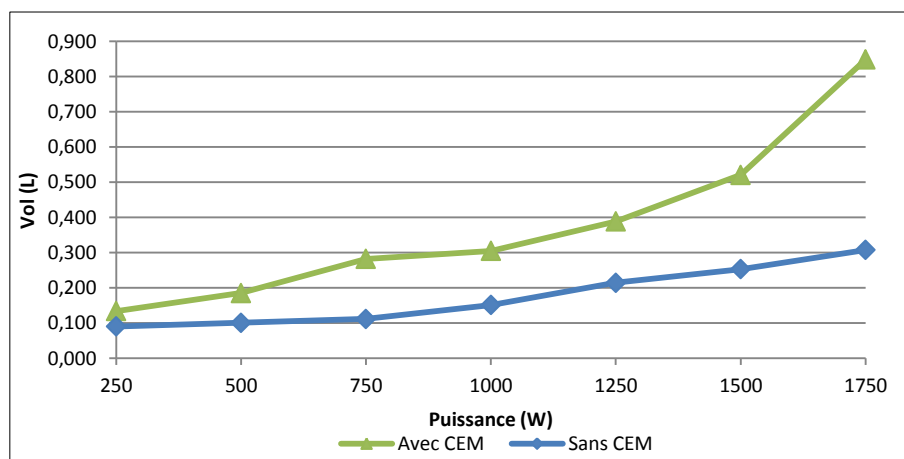


FIGURE II.32 : VARIATIONS DU VOLUME AVEC ET SANS CONTRAINTES CEM POUR DIFFERENTES CHARGES

Les optima obtenus de l'optimisation en termes de volume sont plus importants que ceux sans CEM, cela est prévisible puisque le filtre CEM impose un volume supplémentaire pour les composants passifs, mais l'intérêt ici est de maîtriser cette augmentation. Les puissances inférieures à 1 kW ont un volume sous 0,3 L, mais au-delà de 1 kW le volume du convertisseur augmente considérablement. Cela peut avoir plusieurs causes, les

perturbations générées sont plus importantes, le contenu de la base de données en termes de composants passifs disponibles et la limitation en fréquence (autour de 20 kHz) imposée par les autres contraintes du convertisseur (notamment la thermique).

Un autre aspect important à analyser dans le dimensionnement est la configuration du convertisseur optimisé en termes de nombre de cellules élémentaires. La Figure II.33 suivante, présente le nombre optimal de cellules obtenu pour chaque puissance:

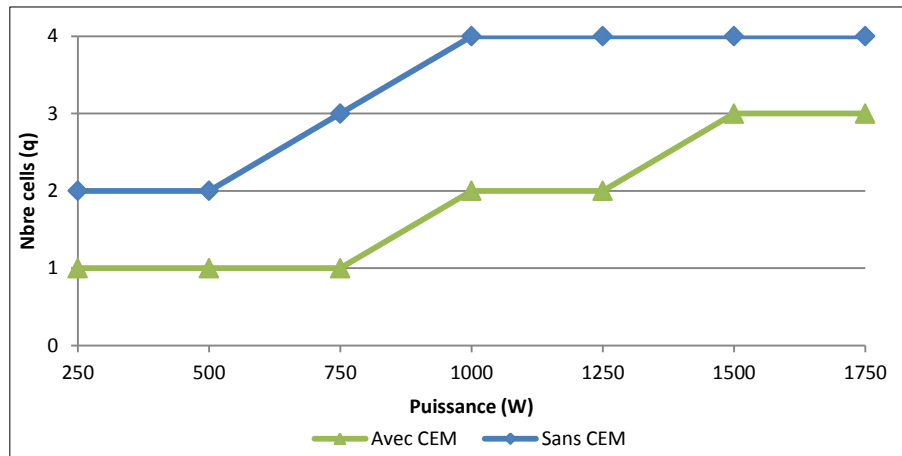


FIGURE II.33 : VARIATIONS DU NOMBRE OPTIMAL DE CELLULES AVEC ET SANS CONTRAINTTE CEM

La contrainte CEM a imposé un changement majeur sur le nombre de cellules et cela pour toutes les puissances. En effet le fait de contraindre la CEM limite directement le nombre de cellules du convertisseur, car avoir moins de cellules conduit à moins de perturbations générées par les commutations.

Ce paramètre déterminant pour l'architecture du convertisseur est lié entre autres à la fréquence de découpage qui impacte le dimensionnement de tous les composants actifs et passifs. La Figure II.34 montre les variations de la fréquence optimale dans les cas avec et sans considération de la contrainte CEM:

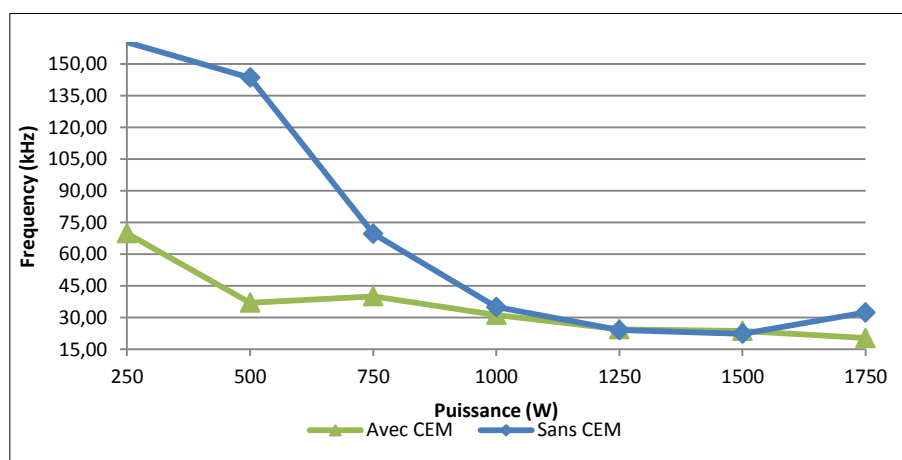


FIGURE II.34 : VARIATIONS DE LA FREQUENCE OPTIMALE AVEC ET SANS CONTRAINTTE CEM

Pour les faibles puissances, la prise en compte de la contrainte CEM a conduit à une diminution de la fréquence optimale pour satisfaire le gabarit de la norme en vigueur. Pour les puissances à partir de 1 kW la fréquence optimale reste pratiquement inchangée (avec et sans CEM) pour pouvoir respecter la notamment la contrainte thermique. Dans ce cas, le respect de la contrainte CEM pour ces puissances se fait en agissant sur les valeurs des composants passifs (filtre d'entrée notamment) au détriment du volume.

A ce niveau, l'optimisation du convertisseur a permis de déterminer un nombre optimal de cellule. Celui-ci dépend à la fois du niveau de puissance, des contraintes imposées et de la richesse de la base de données technologiques[BLAM13c, BLAM13a]. Cette méthodologie permet ainsi au concepteur de déterminer une architecture optimale pour un cahier des charges donné. Mais dans certains cas le choix optimal est difficile pour départager des solutions comparables. Pour cela, la suite de l'étude est consacrée à l'optimisation multi-objectif pour proposer un ensemble de solutions au concepteur et l'aider à effectuer son choix.

2.5.3 RESULTATS D'OPTIMISATION MULTI-OBJECTIF DU VOLUME ET DU RENDEMENT

Parmi les pistes envisageables pour améliorer la méthodologie d'optimisation du convertisseur, nous pouvons tenir compte des contraintes plus fortes afin d'influencer la configuration du convertisseur comme vu précédemment avec l'ajout de la contrainte CEM, ou fixer plusieurs objectifs à atteindre lors de la conception. Dans le cas des systèmes embarqués automobiles, d'un côté les dimensions sont un aspect très important pour intégrer les convertisseurs de puissance dans leur environnement, et d'un autre côté, d'autres aspects sont également considérés comme l'efficacité énergétique et le coût dans un environnement automobile concurrentiel.

Dans le but de considérer l'aspect efficacité énergétique, on considère le rendement du convertisseur comme un second objectif à maximiser en même temps avec la minimisation du volume[Mben14]. L'optimisation est réalisée sous Matlab environnement® à l'aide de l'algorithme NSGA II (Nondominated Sorting Genetic Algorithm II)[DPAM02a, DSUC06] qui est un algorithme génétique multi objectifs. En plus, il permet de considérer des types de variables discrètes et continues ce qui est très important dans notre cas.

La Figure II.35 résume l'ensemble des objectifs et contraintes prises en compte dans cette partie :

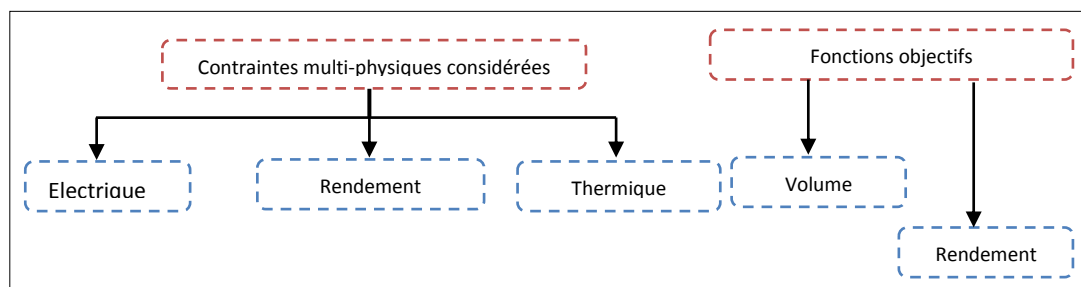


FIGURE II.35 : OBJECTIF ET CONTRAINTES DE L'OPTIMISATION

Les objectifs considérés pour l'optimisation sont exprimés par :

- Minimisation du volume total :

$$Volume_{Total} = \sum \underbrace{Vol_{Lf}}_{\text{volume de l'inductance } Lf} + \underbrace{Vol_{Cf}}_{\text{volume du condensateur } Cf} + \underbrace{Vol_L}_{\text{volume de l'inductance } L} + \underbrace{Vol_C}_{\text{volume du condensateur } C} + \underbrace{Vol_{hs}}_{\text{volume du dissipateur thermique}} \quad (EQ II.40)$$

- Et maximisation du rendement du convertisseur :

$$\eta = \frac{Puissance\ de\ sortie}{Puissance\ de\ sortie + \sum Pertes} \quad (EQ II.41)$$

Les paramètres d'optimisation choisis dans la configuration sont les mêmes que précédemment, les valeurs des contraintes à respecter sont aussi identiques.

Les optimisations sont effectuées pour plusieurs puissances allant de 0,25 à 1,75 kW. Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus après un temps de calcul d'environ 30 minutes pour chaque optimisation, avec une machine équipé d'un processeur : Intel(R) Xeon(R) CPU E5-1650, Nombre de cœurs 6, Nombre de threads 12, Fréquence 3.2 GHz. et d'une mémoire vive de 8Go (RAM).

La Figure II.36 présente les fronts de Pareto (volume, rendement) ainsi que les projections en termes du nombre optimal de cellules correspondant à chaque solution.

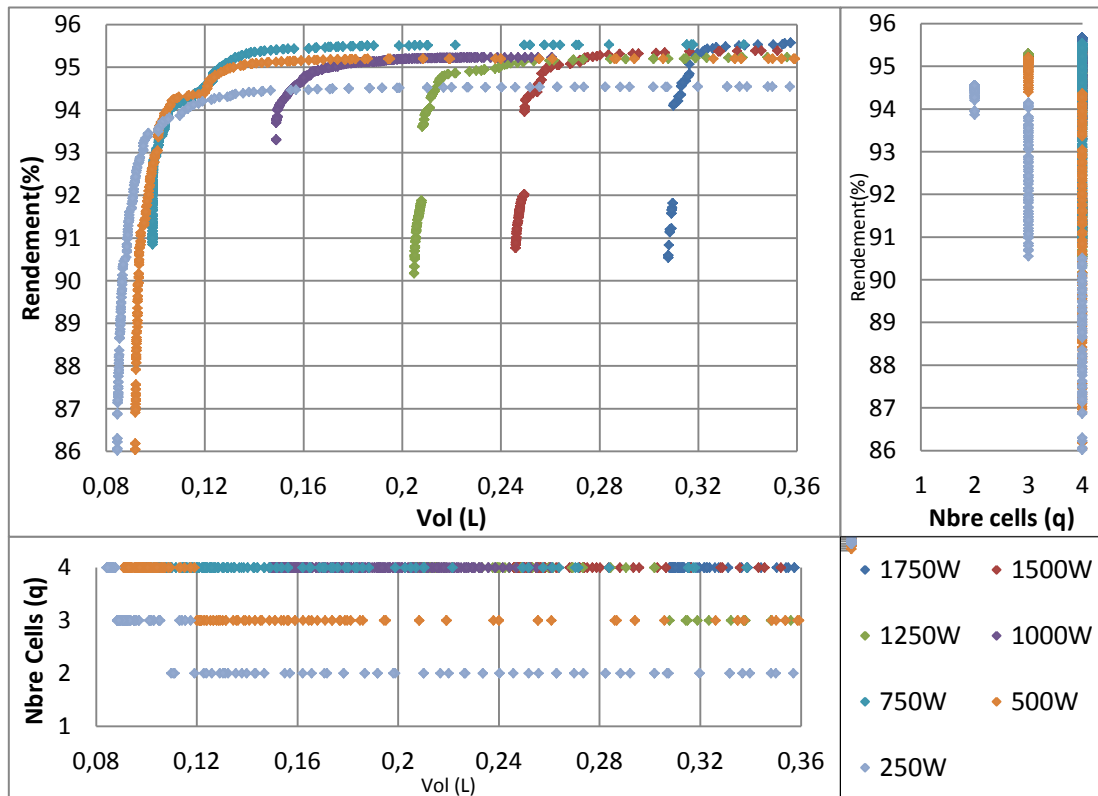


FIGURE II.36 : FRONTS DE PARETO DU VOLUME ET DU RENDEMENT

L'existence d'un front de Pareto pour chaque puissance est justifiée, d'une part par le fait que l'augmentation des pertes dans les semi-conducteurs (c.-à-d. diminution du rendement)

correspond à une augmentation du volume du radiateur pour respecter la contrainte thermique, et que les pertes dans les inductances sont proportionnelles à leur volume, d'autre part. Sachant comme constaté précédemment, que la part la plus importante de volume dans notre cas revient au radiateur de refroidissement puis aux inductances des cellules.

Nous constatons également que l'augmentation de la puissance de charge conduit à une augmentation du volume ce qui est traduit par des translations des fronts de Pareto le long de l'axe volume. Cependant des croisements des Pareto sont observés par rapport à l'axe rendement mais ce dernier reste pour ses valeurs les plus élevées autour de 95,5%. Ces croisements peuvent être expliqués par les choix technologiques des composants et le contenu de la base de données constructeurs. A noter également que certaines discontinuités dans les fronts de Pareto sont liées aux paramètres discrets de l'optimisation en relation notamment avec les technologies contenues dans cette base de données.

Concernant le nombre optimal de cellules, une tendance vers un nombre plus élevé est observée lorsque le volume est privilégié, cependant ce nombre est plus faible lorsque le rendement est privilégié. En outre et comme indiqué précédemment, le nombre optimal de cellules augmente avec l'augmentation de la puissance de charge.

A titre d'exemple, le Tableau II.7 illustre 3 solutions (3 points sur le front de Pareto) et les valeurs correspondantes de certaines contraintes dans le cas d'un convertisseur 1 kW.

TABLEAU II.7 : DES SOLUTIONS POUR UN CONVERTISSEUR 1 KW

	Vol (L)	η (%)	F (kHz)	ΔI_L (%)	ΔV_s (%)	T_{jD} (°C)	T_{js} (°C)
Solution avec le meilleur volume	0.149	93.3	31.8	0.84	0.281	127	127
Solution avec le meilleur rendement	0.261	95.2	20.0	1.09	0.001	119	119
Solution intermédiaire (compromis volume- rendement)	0.163	94.7	25.0	1.07	0.361	123	123

Lorsque le volume est préféré, le volume total du convertisseur est inférieure à 0,15 L, le rendement reste à un niveau élevé (93%); la fréquence est d'environ 32 kHz, ce qui permet de réduire le volume des composants passifs. Les ondulations d'entrée et de sortie (tableau 1) sont très satisfaisantes. La contrainte thermique est respectée aussi.

Inversement, lorsque le rendement est privilégié, le meilleur rendement est de 95% suivi d'une augmentation du volume d'environ 80% par rapport au volume minimal. La fréquence prend sa valeur minimale pour réduire les pertes au détriment du volume des composants passifs.

Grace à cette méthodologie de pré-dimensionnement, des architectures optimales du convertisseur avec un nombre optimal de cellules en considérant une optimisation bi-

objectif (volume & rendement) et en respectant les spécifications sont proposées pour le concepteur[Mben14]. Cet ensemble de solutions offre à ce dernier un levier supplémentaire lui permettant d'affiner son pré-dimensionnement en se positionnant aisément sur un point optimal, en fonction des besoins et des exigences de la conception du convertisseur de puissance embarqué.

2.5.4 RESULTATS D'OPTIMISATION AVEC LA RECONFIGURATION DU CONVERTISSEUR

La reconfiguration proposée ici vise à optimiser le fonctionnement du convertisseur sur une large plage de puissance. En effet, les convertisseurs sont souvent dimensionnés pour une puissance donnée, mais l'environnement réel du convertisseur notamment dans l'automobile implique rarement un fonctionnement durable autour de cette puissance. Par conséquent, le fonctionnement à faible puissance risque d'induire des pertes considérables ce qui pourrait détériorer les performances de ces convertisseurs.

Pour remédier à cela, nous avons envisagé d'optimiser le fonctionnement à faible puissance par l'adaptation de la fréquence de commutation et le nombre de cellules du convertisseur, donc l'architecture du convertisseur. Cela afin de s'adapter à l'application tout en gardant les meilleures performances sur tout le profil de mission. Une autre finalité de la reconfiguration peut concerner la sûreté de fonctionnement et la fiabilité du convertisseur qui seront abordées dans les deux prochains chapitres.

Une étude a été effectuée à titre d'exemple pour montrer la faisabilité et les avantages offerts par une telle stratégie de reconfiguration. Un convertisseur déjà optimisé sous contraintes multi-physiques pour une puissance maximale de 1 kW. La solution optimale obtenue a été figée (le convertisseur supposé déjà réalisé) et l'objectif étant de chercher à optimiser son fonctionnement pour les faibles puissances. Pour ce faire, on a procédé à une optimisation en considérant le rendement comme objectif à maximiser. Les paramètres d'optimisation quant à eux sont la fréquence de découpage et le nombre de cellules du convertisseur. Ainsi cette reconfiguration est effectuée en adaptant la commande rapprochée du convertisseur (pour activer et désactiver les cellules) sans rajout d'une partie matérielle (c'est ce qu'on appelle une reconfiguration à iso-coût).

Les principaux résultats de cette étude sont résumés dans le tableau ci-dessous :

TABLEAU II.8 : RESUME DE LA RECONFIGURATION D'ARCHITECTURE

	Nbre cells (q)	Volume (L)	Rendement (%)	Fréquence (kHz)	T _j _Diode (°C)	T _j _MOSFET (°C)	Ondulation du Courant (%)	
Puissance (W)	1000	4	0,200	92	61,54	125,06	130,00	18,97
	750	2	0,200	92	38,92	117,75	121,91	10,00
	500	2	0,200	92	58,38	80,49	85,10	10,00
	250	1	0,200	85	116,75	65,33	76,12	10,00

Le volume est constant et correspond à celui du convertisseur optimisé à la base pour une puissance de 1kW (architecture à 4 cellules). Pour les puissances inférieures, l'optimisation du rendement sous contraintes thermiques et électriques se fait par diminution du nombre de cellules utilisées et augmentation de la fréquence de découpage. La diminution du nombre de cellules permet d'utiliser les composants dans leur gamme de puissance pour préserver leurs performances en termes de pertes et rendement. L'augmentation de la fréquence permet surtout de satisfaire les contraintes d'ondulations sans impacter la contrainte thermique car le dissipateur thermique se trouve surdimensionné pour ces faibles puissances. A noter que le meilleur rendement obtenu pour la puissance 0.25 kW est de 85%, cela est principalement lié à la pauvreté de la base de données en termes de composants adaptés à ce niveau de puissance.

Ces résultats montrent la faisabilité de la reconfiguration afin de fonctionner de manière optimale sur une large gamme de puissance tout en respectant les contraintes imposées. Cet aspect de reconfiguration sera abordé plus en détail dans les chapitres suivants afin d'améliorer la fiabilité du convertisseur et augmenter sa disponibilité.

2.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthodologie de conception par optimisation, par son principe et sa configuration, les méthodes d'optimisation mobilisées, les modèles multi-physiques développés et les principaux résultats obtenus pour des optimisations mono et multi-objectifs. Cette méthodologie considère le choix technologique des composants et le choix d'architecture du convertisseur comme critères importants dans l'optimisation. Les modèles multi-physiques (électriques, thermiques, volumes, pertes, CEM) ont été élaborés en intégrant le nombre de cellules comme paramètre clé dans l'optimisation.

Cette méthodologie a été appliquée à un convertisseur entrelacé pour un cahier des charges défini pour plusieurs niveaux de puissance. Elle a permis de déterminer un nombre optimal de cellules, dépendant à la fois du niveau de puissance, des contraintes imposées et de la richesse de la base de données technologiques. Cette méthodologie permet ainsi au concepteur de déterminer une architecture optimale pour un cahier des charges donné. En outre, elle lui offre la possibilité d'intégrer d'une manière progressive plusieurs contraintes multi-physiques et de considérer un ou plusieurs objectifs pour effectuer un choix systématique d'architecture. Elle lui donne également la possibilité de reconfigurer une architecture déjà optimisée pour répondre à de nouvelles exigences 'en post réalisation physique' et en cours d'utilisation du convertisseur (nouveau profil de mission, nouvelles considération dans les priorités ou les niveaux de contraintes, perte d'une cellule,...).

Les résultats obtenus démontrent l'intérêt de ce type de convertisseurs pour des applications de type réseau de bord dans le cadre de l'électrification véhicule. En effet, en plus de leur prédisposition à une reconfiguration matérielle, ces convertisseurs présentent

de bonnes performances d'un point de vue encombrement, qualité des signaux, thermique et rendement par rapport à un convertisseur monocellulaire.

Dans la continuité de la méthodologie de conception développée afin de lever les risques de faisabilité dès la phase de pré-dimensionnement sur les applications embarquées, un autre aspect très important est étudié à la suite de ce chapitre, celui de la fiabilité. Ainsi le chapitre suivant est consacré à la prise en compte et l'intégration de la fiabilité dès la première phase de conception dans la méthodologie de pré-dimensionnement développée.

CHAPITRE III :

FIABILISATION PAR CONCEPTION DE CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES EMBARQUES

CHAPITRE III : FIABILISATION PAR CONCEPTION DE CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES EMBARQUES

3.1 INTRODUCTION :

Les enjeux du développement de l'énergie électrique dans les systèmes embarqués reposent notamment sur l'efficacité énergétique, la maîtrise des coûts et sur l'assurance de leur fiabilité en rapport avec les contraintes applicatives et législatives. Les performances des systèmes à énergie électrique, basés sur l'emploi de l'électronique de puissance, sont directement liées à l'adéquation de la technologie, de la topologie et des lois de commandes permettant d'associer efficacement le convertisseur et sa charge.

Le développement important de l'électronique de puissance et notamment pour des domaines d'application contraignants, nécessitant soit une très grande fiabilité (aéronautique ferroviaire) ou de très faibles taux de défaillance (automobile) rend indispensable l'étude de la fiabilité de ces dispositifs, et cela, dès la phase de conception.

En effet, dans l'automobile, la sécurité est l'une des questions clés du développement futur. La multiplication des convertisseurs de puissance au sein du véhicule impose la prise en compte de leurs fiabilités, particulièrement pour des fonctions critiques où il faut assurer une continuité de service. A l'opposé de l'évolution marquée des structures de conversions et des technologies des composants, la fiabilité de ces convertisseurs reste une contrainte importante à considérer pour la sécurité et le fonctionnement du véhicule.

Après avoir présenté, dans le chapitre précédent, la méthodologie de conception par optimisation sous contraintes électriques, thermiques, de rendement et de volume d'un convertisseur entrelacé en offrant un choix systématique de technologies et d'une architecture optimale [BLAM13a, BLAM13c, ELLM12], l'objectif du présent chapitre est de considérer la fiabilité parmi les contraintes de conception au plus tôt, dès la phase de pré-dimensionnement.

De nombreux travaux traitent de l'évaluation de la fiabilité des convertisseurs de puissance une fois conçus [Ciap05, Ciap08, CiFi00, JCBS12, SSMC07, VaCM11], l'originalité de notre approche est d'intégrer cette contrainte pendant les premières phases de conception au même niveau que les contraintes habituelles.

Ainsi, la première partie de ce troisième chapitre introduit la fiabilité par des définitions et les métriques utilisées. Par la suite, des modes de dégradations entraînant des défaillances dans les composants et modules de puissance sont synthétisés et deux méthodes d'évaluation de la fiabilité sont présentées avec tous les éléments nécessaires pour leur compréhension et leurs mises en œuvre. La seconde partie de ce chapitre est consacrée à l'intégration de ces deux méthodes dans la méthodologie de conception par optimisation. Un profil de mission a été défini pour une application cible d'une direction assistée électrique ce qui permet de reproduire des contraintes réelles d'utilisation. Les résultats de

l'optimisation en considérant la fiabilité du convertisseur multicellulaire étudié sont présentés et analysés.

3.2 DEFINITIONS ET METRIQUES LIEES A LA FIABILITE

La fiabilité est définie comme la probabilité qu'un système accomplisse une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné. La fiabilité des composants de puissance, plus spécifiquement le taux de défaillances des équipements ou de composants électroniques, suit un modèle sous forme d'une baignoire, représenté sur la Figure III.1 .

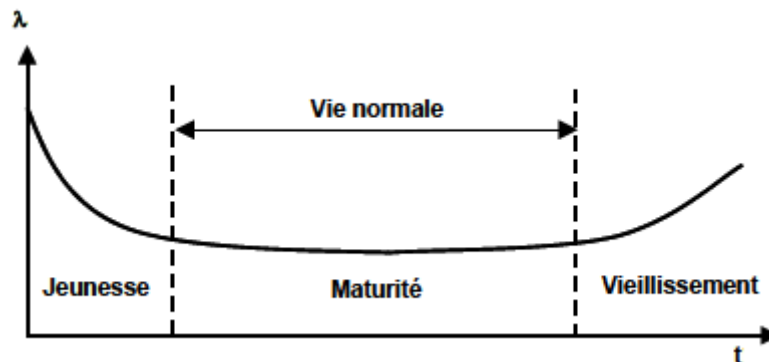


FIGURE III.1 : COURBE EN BAIGNOIRE DU TAUX DE DEFAILLANCE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Ce modèle illustre le taux de défaillance d'un large échantillon de systèmes statistiquement identiques [Gira05, GoGr06]:

- La région des défaillances précoces (jeunesse), caractérisée par une décroissance du taux de défaillance, due à des défauts matériels, composants ou au processus de fabrication. Cette région est sans cesse améliorée par les constructeurs en évoluant les processus de fabrication validés par des tests sur les composants neufs.
- La région des défaillances aléatoires (maturité) caractérisée par un taux de défaillance constant symbolisant la maturité du composant. Ces défaillances sont dues à des phénomènes externes au système, telles que l'usage incorrect, les contraintes environnementales inhabituelles, les chocs ou les accidents. Généralement les calculs de fiabilité sont effectués sur cette région de défaillances aléatoires dans la vie effective des composants.
- La région des défaillances d'usures (vieillesse) représente l'usure des composants à leur fin de vie après une période de fonctionnement donnée. Cette région est spécifique à certaines applications où les composants fonctionnent à la limite de leurs caractéristiques, ce qui produit un vieillissement rapide.

Dans la suite, les méthodes, les mécanismes de défaillances et les modèles présentés se rapportent plus aux deux dernières régions (défaillances aléatoires et d'usures).

La fiabilité d'un convertisseur de puissance est construite à partir de l'analyse des défaillances des composants et du système complet. La durée de vie de ces composants non

réparables est définie comme le temps entre le fonctionnement initial et l'apparition de la condition de défaillance pour laquelle le critère de défaillance est clairement identifié.

La fiabilité peut être calculée comme suit :

$$R(t) = \frac{N(t)}{N_0} \quad (\text{Eq III.1})$$

Avec:

- N_0 : entités mises en fonctionnement.
- $N(t)$: entités restantes opérationnelles au temps t .

Dans le domaine de l'ingénierie, la métrique principale et le taux de défaillance $\lambda(t)$.

$$\lambda(t) = -\frac{dR(t)}{R(t)dt} \quad (\text{Eq III.2})$$

Ce taux se rapporte à la première et unique défaillance pour les composants et entités non réparables, ou à chaque intervalle entre défaillances pour les systèmes réparés. Il est extrait à partir des distributions statistiques issues des données de tests ou récoltées des retours d'expériences. L'unité de mesure du taux de défaillance est le FIT (1 défaillance par 10^9 heures de fonctionnement).

La fiabilité est également quantifiée en évaluant le temps moyen avant défaillance (MTTF, mean time to failure). Dans un système tel qu'un convertisseur de puissance, sa fiabilité est calculée à partir des taux de défaillances des composants le constituant sans considérer la redondance. Par conséquent, on peut supposer que le convertisseur est défaillant si un de ses composants est défaillant. La fiabilité globale $R_{tot}(t)$ du convertisseur est déterminée comme étant le produit des fiabilités $R_i(t)$ de chaque composant [Ciap05, HTSD07].

$$R_{tot}(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t) \quad (\text{Eq III.3})$$

Avec : n le nombre de composants

Avec cette hypothèse, le taux de défaillance a une valeur constante. Le taux de défaillance totale du système (λ_{tot}) est la somme de tous les taux de défaillance (λ_i) des composants :

$$\lambda_{tot} = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (\text{Eq III.4})$$

Le temps moyen jusqu'à défaillance (MTTF) est utilisé dans notre cas pour indiquer la durée de vie du système. Il est calculé comme suit :

$$MTTF = \frac{1}{\lambda_{tot}} \quad (\text{Eq III.5})$$

Les métriques utilisées dans les méthodologies d'évaluation de la fiabilité peuvent varier selon les données sources, ainsi certaines sont sous forme de nombre de cycles avant

défaillance ou nombre de profils de mission avant défaillance, ce qui est le cas pour les méthodes s'appuyant sur les données de tests accélérés.

3.3 FIABILITE D'UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

Les convertisseurs de puissance sont constitués à base d'une cellule élémentaire de commutation. L'étude de la fiabilité s'appuie beaucoup sur cette cellule constituée d'un interrupteur et d'une diode. Les composants passifs sont aussi critiques, notamment les condensateurs qui sont très sensibles aux variations thermiques et aux niveaux des tensions appliquées. En électronique de puissance, les mécanismes à considérer pour les composants sont de type :

- Extrinsèque: lié au processus de fabrication et de conception.
- Intrinsèque: lié à la dégradation des composants lors de leur fonctionnement.

Les défaillances produites aux seins des composants sont dues généralement à l'usure des matériaux lors du fonctionnement ou à des sur-contraintes subies pendant le fonctionnement.

3.3.1 CONTRAINTES PHYSIQUES ET MECANISMES DE DEFAILLANCE

Les mécanismes conduisant aux défaillances d'un convertisseur de puissance résultent des contraintes multi-physiques subies par les composants constituant le convertisseur. Ces mécanismes sont résumés dans le Tableau III.1 ci-dessous [Pech08, BoDu14]:

TABLEAU III.1 : MECANISMES DE DEFAILLANCE DES COMPOSANTS DE PUISSANCE

Mécanisme de défaillance	Lieux de défaillance	Charge correspondante
Fatigue	Fixation de la puce, fil de Bonding, soudure, connexion	ΔT , T_{moy} , dT/dt , ΔH , ΔV
Corrosion	Partie métallique	$M, \Delta V, T$
Electro migration	Partie métallique	T, J
Formation de filament conducteur	Entre les parties métalliques	M , gradient V
Formation et diffusion des vides	Traces de métal	S, T
Rupture du dielectrique (Time dependent dielectric breakdown)	Couche diélectrique	V, T
Avec : T : Température, H : Humidité, V : Tension, J : Densité de courant, S : Stress, M : Moisissure Δ : plage cyclique		

Les mécanismes de défaillance critiques et récurrents dans les semi-conducteurs et les composants discrets sont l'usure des:

- **METALLISATION DES PUCES :**

L'apparition de contraintes de compression et de dilatation au niveau de la métallisation en aluminium déposée sur les puces, suite aux variations de température à la surface supérieure des puces, conduit à l'apparition de fissures qui se propagent dans l'épaisseur de la métallisation. Ces dégradations de la métallisation peuvent entraîner une variation de la résistivité superficielle de cette couche dans un facteur de l'ordre de 10. Cette variation a des effets sur les pertes dans la métallisation et donc sur la température maximale au niveau

de la puce, mais aussi sur la répartition du courant dans l'ensemble des cellules constituant la puce[LePK12, KLTD07, Ciap02, PLPB11].

- **FILS DE BONDING :**

Les fils sont reportés sur la surface supérieure des puces, les différences de coefficient de dilatation thermique entre silicium et aluminium sont responsables, après vieillissement, du «détachement» de ces fils après initiation puis propagation cycle à cycle d'une fissure dans l'aluminium. La fracture au niveau des pieds de fils de Bonding résulte quant à elle de la flexion répétée à chaque cycle d'échauffement/refroidissement liée aux phases de dilatation/compression du fil. De nombreux travaux ont été effectués pour relier ces défaillances aux cycles de température[Ciap02, LePK12].

- **SUBSTRATS CERAMIQUES METALLISES**

Le détachement des métallisations de cuivre du substrat céramique se produit sous des cycles de variations de température de fortes amplitudes. Ces fissures s'initient dans le cuivre à l'interface cuivre céramique. Il a été montré que la durée de vie de l'assemblage augmente avec la diminution de l'épaisseur de la métallisation et l'augmentation des contraintes à rupture du matériau céramique [LePK12, PPLK09].

- **BRASURES**

Le cyclage thermique est responsable de contraintes dans les brasures liées aux différences de coefficients de dilatation thermique entre les matériaux. Deux types de brasures sont utilisés dans les modules de puissance (puce/substrat et substrat/semelle). La brasure puce/substrat est de surface plus réduite que celle entre substrat/semelle mais elle est soumise à des niveaux et des variations de température plus élevés. La fatigue se traduit généralement par l'apparition d'une fissure qui, en se propageant, a pour effet de réduire la section du flux thermique ce qui entraîne une élévation de température qui a terme détruit la puce.

Les brasures comptent parmi les matériaux les plus susceptibles d'entraîner la défaillance des modules de puissance. De très nombreuses études ont été menées afin de chercher à modéliser la durée de vie de ces brasures pour des contraintes thermiques données[BKOL08, LePK12, RDWB07].

Remarque :

A noter que dans le cadre de cette étude, la fiabilité des composants passifs n'est pas prise en compte. Par contre dans la méthodologie de conception, les spécifications liées à ces composants en termes de pertes, de valeurs maximales et efficaces ainsi que les ondulations en courants et en tensions sont considérées.

3.4 METHODOLOGIES D'ESTIMATION DE LA FIABILITE PREVISIONNELLE

La fiabilité prévisionnelle est l'estimation de la fiabilité avant la conception. Elle se fait avec des modèles préétablis soit sur la base des données de tests, des retours d'expériences ou suivant les lois physiques des matériaux et de défaillance des composants.

Les principaux modes de défaillance étant d'origine thermomécanique, les études développées cherchant à prédire la durée de vie d'un assemblage dans des conditions d'utilisation données nécessitent ainsi une bonne connaissance des propriétés mécaniques des matériaux (lois de comportement) ainsi que des modes de défaillance associés (en termes d'analyse et de modélisation) [DLBK07, LePK12, RBML13, SFHR11]

Dans la pratique, plusieurs méthodologies sont proposées pour estimer la fiabilité des composants de puissance. Ces méthodes peuvent être classées en trois grandes familles : des méthodes basées sur des données issues de tests accélérés, des méthodes qui s'appuient sur les modèles issus des recueils de fiabilité et des méthodes basées sur la physique des composants en considérant les efforts subis. Cette dernière famille s'appuie sur les lois physiques des matériaux pour construire des modèles souvent numériques, permettant de prédire les défaillances et d'estimer la durée de vie.

Dans le cadre de nos travaux de thèse, on explore les deux premières méthodes (recueils de fiabilité et tests accélérés) avec comme objectif principal l'intégration de la fiabilité parmi les contraintes de conception dès la phase de pré-dimensionnement et l'impact de cela sur la méthodologie de conception par optimisation développée.

3.4.1 RECUEILS DE FIABILITE

Plusieurs recueils de fiabilité existent au travers le monde, Mil-Hdbk-217, Telcordia, CENT RDF 2000, Siemens SN29500, PRISM, FIDES...etc [Ieee03, Ieee10]. Ces recueils ont été établis pour des domaines très critiques tels le militaire, l'aéronautique et les télécommunications. Les modèles sont issus des statistiques sur des composants et des systèmes à partir des données de tests et des retours d'expériences [GoGr06].

Le prédécesseur et le plus anciens recueil est le MIL-HDBK 217, une norme de prédiction militaire, développé en 1961, qui a subi depuis plusieurs révisions, la dernière date de 1995. Cette méthodologie a été conçue afin de permettre au gouvernement américain de comparer la fiabilité des systèmes concurrents basés sur la conception plutôt que la méthode de prédiction.

Les développements technologiques, les nouveaux processus de fabrication et la nécessité d'intégrer les facteurs environnementaux dans l'évaluation de la fiabilité ont rendu ce recueil désuet. D'autres recueils ont été développés depuis dont certains se prêtent bien pour plusieurs applications et sont très utilisés aujourd'hui, parmi eux le recueil FIDES.

3.4.1.1 LE RECUEIL FIDES

Un consortium de la défense et d'entreprises aéronautiques françaises a développé l'approche FIDES. Ce recueil est plus récent, il prend en compte la plus part des facteurs d'application et d'environnement influant sur le convertisseur (électrique, thermique, humidité, mécanique et chimique). Les données sur les composants et les technologies récentes sont mises à jour pour couvrir différentes applications industrielles.

Les modèles fournis pour les composants semi-conducteurs sont donnés pour deux catégories : les composants dont la puissance est inférieure à 5W et les composants de puissance supérieure à 5W. Les taux de défaillances de base associés à chaque catégorie sont différents. En outre pour chaque boîtier (Package), des taux de défaillances spécifiques sont appliqués.

Parmi les avantages de ce recueil est qu'il propose : un modèle global (considérant un ensemble de données : essais, retours d'expériences, ...), une évaluation de tous les composants constituant le système et une utilisation facile.

Le modèle de durée de vie utilisé est décrit dans le recueil de fiabilité FIDES [HeFr09]. Le modèle global du taux de défaillance est composé de trois facteurs principaux :

$$\lambda = \lambda_{\text{physique}} \cdot \pi_{\text{PM}} \cdot \pi_{\text{Process}} \quad (\text{Eq III.6})$$

- Un facteur processus (π_{Process}) lié à la qualité et la maîtrise technique du processus de développement, de fabrication et d'utilisation du composant,
- Un facteur lié à la fabrication (π_{PM}) caractérisant la qualité et la maîtrise technique de fabrication du composant,
- Un facteur physique ($\lambda_{\text{physique}}$) lié aux sollicitations des composants, leurs technologies et l'application considérée.

Pour la gamme de moyenne puissance, la fabrication et l'utilisation sont généralement bien maîtrisées notamment pour les technologies matures. Ainsi les facteurs liés au processus et à la fabrication peuvent être fixés à leurs valeurs par défaut.

La contribution physique dans FIDES repose sur le principe d'un taux de défaillance constant de base associé à chaque composant pondéré par des facteurs d'accélération qui dépendent de l'application (voir annexe II.2). Cette partie de contribution physique traduit les sollicitations et les contraintes de fonctionnement et d'environnement. Le taux de défaillance associé à la contribution physique s'exprime comme suit:

$$\lambda_{\text{physique}} = \sum_i^{\text{phases}} \left(\frac{t_{\text{annuel}}}{8760} \right) * \left\{ \begin{array}{l} \lambda_{0th} * \pi_{\text{thermique}} \\ + \lambda_{0TCyBoitier} * \pi_{TCyBoitier} \\ + \lambda_{0TCyJoint brasés} * \pi_{TCyJoints brasés} \\ + \lambda_{0RH} * \pi_{RH} \\ + \lambda_{0Méca} * \pi_{Méca} \end{array} \right\} * (\pi_{\text{Induit}})_i \quad (\text{Eq III.7})$$

Cette contribution physique est calculée pour chaque phase de fonctionnement sur une durée d'une année calendaire (l'unité des paramètres de durée est l'heure calendaire et le profil de mission est annuel).

Le facteur induit représente la contribution des surcharges accidentelles. Ce facteur est déterminé selon l'emplacement et l'utilisation des composants. Le calcul des facteurs d'accélération physiques est réalisé suivant les tables et les modèles de calcul fournis dans le recueil pour chaque type de contribution. Les contributions physiques prises en compte sont : la thermique, le cyclage thermique du boîtier, le cyclage thermique des joints brasés, l'humidité et la contribution des vibrations mécaniques.

A titre d'exemple, le Tableau III.2 ci-dessous donne les taux de défaillances de base d'un composant MOSFET avec un boîtier type TO220 :

TABLEAU III.2 : EXEMPLE DE TAUX DE DEFAILLANCES DE BASE POUR UN BOITIER TO220

Taux de défaillances de base - Boîtier TO220 (en FIT)				
Thermique	Cyclage Boîtier	Cyclage Joints brasures	Humidité	Mécanique
$\lambda_{0\text{ th}}$	$\lambda_{0\text{ TCy Boîtier}}$	$\lambda_{0\text{ CyJoint brasés}}$	$\lambda_{0\text{ RH}}$	$\lambda_{0\text{ Méca}}$
0.0202	0.00303	0.01515	0.0589	0.0003

Les facteurs d'accélération liés à l'application sont calculés selon les données des tables fournies dans le recueil en liens avec les paramètres des sollicitations multi-physiques du convertisseur.

A noter que ce recueil est adopté dans la seconde partie de ce chapitre pour l'intégration de la fiabilité dans la démarche de conception.

3.4.1.2 LIMITATIONS DES RECUEILS

Les modèles de recueils représentent une grande partie des composants utilisés et permettent une utilisation facile pour évaluer la fiabilité d'un système complexe multi-composant et d'identifier de ce fait rapidement les composants critiques au sein de ce système. Cependant, chaque recueil considère l'environnement de fonctionnement différemment. Les données des modèles utilisés dans les recueils sont issues de champs d'applications différents (télécom, militaire, civil, aéronautique, automobile), ce qui nécessite d'utiliser le recueil le mieux adapté au domaine d'application considéré. Parmi les autres difficultés posées par les méthodes de recueils, on peut citer :

- Pour établir ces modèles il est nécessaire d'avoir un large éventail de données afin d'extraire des modèles représentatifs.
- Les modèles des recueils deviennent avec le temps 'pessimistes' à cause des améliorations de la fiabilité et des évolutions technologiques.
- Les nouvelles technologies sont traitées de façon conservatrice, et les facteurs des modèles ne sont pas systématiquement actualisés.

- L'influence de la température est simplifiée par le modèle d'Arrhenius. Ainsi l'influence des gradients et des rampes de température est minimisée.
- Les défaillances intrinsèques et extrinsèques sont mélangées pour obtenir un résultat (un taux de défaillance moyen) sans justification physique. Les mécanismes de défaillance ne sont pas ainsi identifiés.

3.4.2 METHODE BASEE SUR LES TESTS ACCELERES

La fin de vie des composants et des modules de puissances est due à des mécanismes de défaillances liés à des fatigues thermomécaniques. La durée de vie de ces composants peut être estimée avec des modèles déterministes qui sont calibrés avec des données issues des essais accélérés de cyclage thermique. L'estimation de la durée de vie est liée au profil de mission caractérisant l'application cible (véhicule électrique ou hybride, ferroviaire...etc.).

Le principe de cette méthode exploitant les données des tests accélérés, se base sur des modèles simples de prédiction et considère l'hypothèse de l'accumulation linéaire des dommages liés à la fatigue thermomécanique subie par les matériaux.

Sous cette hypothèse, les dommages accumulés par le composant sont définis par :

$$Q(\Delta T) = \frac{N(\Delta T)}{N_f(\Delta T)} \quad (\text{Eq III.8})$$

Avec :

- N : le nombre de cycles effectués à ΔT ,
- N_f : le nombre de cycles avant défaillance avec le même ΔT ,
- ΔT : Amplitude (crête à crête) de la température. On l'appelle également ondulation ou écart de température.

Le calcul de la durée de vie d'un système pour un profil de mission donné, est possible par l'intégration de la quantité de dommages Q sur le profil de mission complet [Ciap08]:

$$Q(\text{sur un profil de mission}) = \frac{1}{a} \int_{\Delta T_{MIN}}^{\Delta T_{MAX}} \frac{g(\Delta T)}{\Delta T^{-q}} d(\Delta T) \quad (\text{Eq III.9})$$

Avec :

- $g(\Delta T)$: représente la distribution fréquentielle des cycles thermiques dans le profil de mission,
- a et q : coefficients à déterminer expérimentalement avec des essais accélérés,

Au final le rapport $1/Q$ représentent la durée de vie du système étudié exprimée en nombre de profils de mission.

Pour calculer le nombre de cycles avant défaillance pour chaque amplitude de température, on utilise les modèles établis à partir de ces tests accélérés :

3.4.2.1 MODELES DES DUREES DE VIE

La plupart des mécanismes de dégradation sont de type lent qui produisent des défaillances en usant les matériaux. Durant le cyclage thermique des composants de puissance, les contraintes thermomécaniques subies sont assez élevées pour produire des déformations plastiques dans les matériaux de la plupart des packages des composants de puissance. Le nombre de cycles N pour une température ΔT avant que se produit une défaillance, peut être exprimé par la déformation maximale subie et avec la relation de Coffin-Manson.

- *Contrainte de déformation maximale :*

A titre d'illustration pour un système bimétallique de joint entre deux plaques de cuivre et d'aluminium, l'estimation de la déformation est exprimée par [Ciap08]:

$$\varepsilon_{tot} \approx L(\alpha_{Cu} - \alpha_{Alu}) \Delta T \quad (\text{Eq III.10})$$

Avec :

- α_{Cu} et α_{Alu} : coefficients de dilatation thermique de la partie cuivre et aluminium respectivement,
- L : longueur du matériau soumis à l'amplitude de température ΔT .

En considérant la longueur des plaques très grande, on peut négliger les déformations élastiques :

$$\varepsilon_{tot} = \varepsilon_{elastique} + \varepsilon_{plastique} \approx \varepsilon_{plastique} \quad (\text{Eq III.11})$$

- *Loi de Coffin-Manson :*

La loi de Coffin-Manson pour exprimer le nombre de cycles avant l'apparition de la défaillance est exprimée par :

$$Nf \approx \varepsilon_{plastique}^{-n} \quad (\text{Eq III.12})$$

Avec :

- N_f : le nombre total de cycles avant défaillance,
- n : constante qui dépend du matériau.

Par combinaison des deux précédentes expressions, nous trouvons la forme la plus simple pour exprimer le nombre de cycles avant défaillance :

$$Nf \approx a(\Delta T)^{-n} \quad (\text{Eq III.13})$$

Ce modèle générique peut être adapté pour des modes de défaillance spécifiques :

- Décollage des fils de Bonding (Bondwire lift off)

Le même modèle précédent est utilisé en considérant les variations de la température de jonction ΔT_j :

$$Nf = a(\Delta T_j)^{-n} \quad (\text{Eq III.14})$$

- Délamination d'interfaces critiques (e.g. DCB-base plate, puce-DCB):

Pour ce mode le nombre de cycles avant défaillance est exprimé par :

$$Nf = 0,5 \left(\frac{L \Delta\alpha \Delta T_{sub}}{\gamma x} \right)^{\frac{1}{c}} \quad (\text{Eq III.15})$$

Avec :

- L : la longueur du système
- $\Delta\alpha$: disparité thermomécanique ente l'Aluminium et le matériau de DCB.
- ΔT_{sub} : Amplitude de la température à l'interface
- x et γ : épaisseur et ductilité de la soudure
- c : paramètre pour corrélérer avec les données de test

- Fissure du fil de Bonding :

Le nombre de cycles avant défaillance est exprimé dans ce cas par le modèle de Schaft :

$$Nf = A \left(\frac{r}{\rho_0} \frac{\arccos(\cos \psi_0 (1 - \Delta\alpha \Delta T))}{\psi_0} \right)^n \quad (\text{Eq III.16})$$

Avec :

- A et n : paramètres d'ajustement (de corrélation avec les résultats des tests)
- $\Delta\alpha$: disparité thermomécanique ente l'Aluminium et le matériau du DCB.
- r : rayon des fils de Bonding
- ρ_0 : le rayon de courbure au talon
- Ψ_0 : Angle entre le plan de puce et un fil de connexion

A noter que ces modèles considèrent les variations de températures (ΔT) et ne tiennent pas compte de la température maximale. D'autres modèles plus évolués apportent des corrections et tiennent compte de ce paramètre important surtout quand la température max se rapproche de la température de fusion des matériaux utilisés dans le composant (comme la brasure par exemple). D'autres modèles prennent en compte également la fréquence des cycles, les temps de montée des cycles mais les données pour calibrer ses modèles sont très complexes, ce qui rend ces modèles peu utilisés [Ciap08].

3.4.2.2 LES DONNEES DE CYCLAGE :

La calibration des modèles présentés ci-dessus nécessite des données issues des tests accélérés de cyclage thermique. Cependant la difficulté pour récolter ces données est grande car elles sont soit confidentielles soit inexistantes notamment pour des applications « automobiles ». Dans d'autres domaines, certaines données ont été rendues publiques. A titre d'exemple, la Figure III.2 ci-dessous présente des résultats issus du projet LESIT [HJNS97, ScHe02] où des composants standards ont été testés et leurs données publiées.

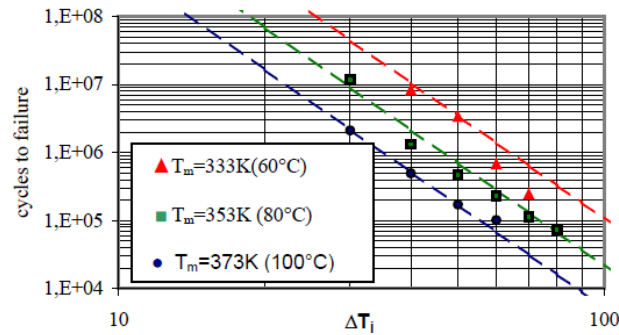


FIGURE III.2 : RESULTATS PROJET LESIT (NOMBRE DE CYCLES AVANT DEFAILLANCE EN FONCTION DE L'ONDULATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION ET SA VALEUR MAXIMALE)

Ces résultats ont donné lieu à de nombreux travaux, notamment pour prédire la durée de vie et établir des méthodologies et techniques nécessaires pour estimer la fiabilité des composants de puissance [AMLL04, BHLL08].

D'autres données sont disponibles publiquement, communiquées à des fins spécifiques. Parmi celles qui sont complètes et bien documentées on trouve une note d'ABB [ÖHDK12] portant sur le cyclage accéléré des modules de puissances destinés à des applications ferroviaires. Les données sont fournies pour évaluer et améliorer la fiabilité d'un système sous des conditions différentes. Cela concerne trois mécanismes de défaillance : les joints de brasure des fils et du substrat, les joints de brasure de la puce et les fils de Bonding.

La Figure III.3 [ÖHDK12] suivante montre les données fournies pour les fils de Bonding. Les variations sont exprimées en nombre de cycles en fonction de l'amplitude ΔT pour différentes valeurs maximales de la température de jonction :

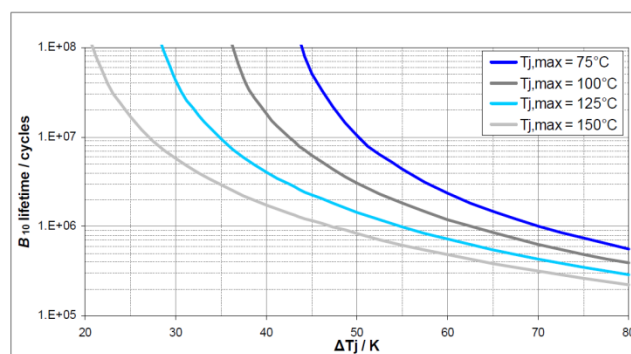


Figure 12 The B_{10} lifetime curves of the wire bonds for various cycling conditions.

FIGURE III.3 : EXEMPLE DE DONNEES DE CYCLAGE ABB

Les critères de défaillance considérés sont l'augmentation de 5% de la tension V_{ce} ou l'augmentation de 20% de la valeur de R_{th} . Ces données sont exprimées sous forme de durée de vie B_{10} qui représente le nombre de cycles effectués avant la défaillance de 10% des échantillons testés. Avec deux types de cycles : court (2 s) ou lent (2 mn).

Plusieurs travaux ont été effectués à base de ces données pour estimer la fiabilité de certaines applications [KAMH13, WaZB13], en appliquant des profils de mission différents.

3.4.2.3 COMPTAGE DES CYCLES :

L'exploitation des données issues des tests accélérés nécessite d'extraire, pour un profil de mission donné, les cycles de température suivant leur ondulation et leur valeur maximale. Parmi les outils efficaces utilisés pour l'extraction des cycles, on trouve l'algorithme Rainflow. Il permet le comptage des cycles et demi-cycles avec différentes amplitudes et valeurs moyennes, en traduisant le chargement des contraintes en fonction du temps en cycles de contraintes simples caractérisés par une contrainte minimum et une contrainte maximum. La méthode utilisée définit le cycle de contrainte comme une boucle d'hystérésis fermée dans un diagramme contrainte/déformation. Cette méthode est appelée "méthode de la goutte d'eau" (Rain Flow) car un parallèle a été fait entre une boucle d'hystérésis fermée et le chemin que parcourt une goutte sur une séquence matérialisée.

Cette algorithme est issu de l'étude de la fatigue mécanique, reposant sur la détection des max et min [DoSo82]. Des travaux ont proposé des implémentations pour des outils de calcul comme Matlab, [Nies09]. La Figure III.4 ci-dessous, illustre le principe de comptage et détection des cycles.

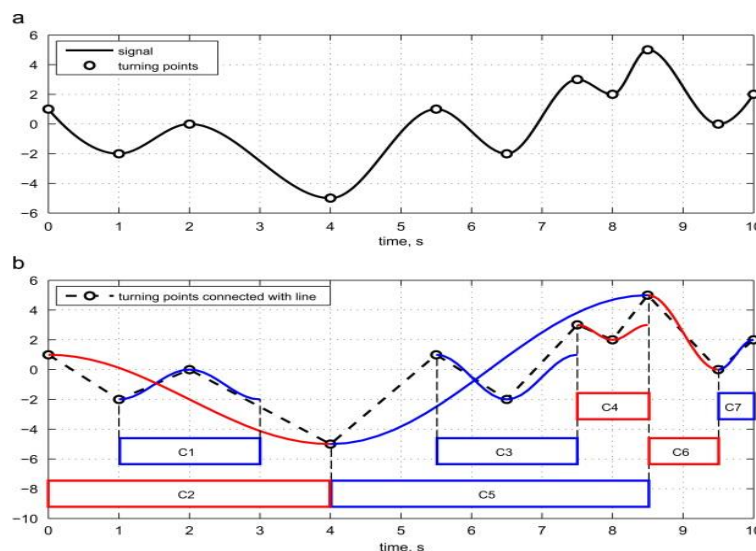


FIGURE III.4 : PRINCIPE D'EXTRACTION DES CYCLES AVEC LA METHODE RAINFLOW (LES CYCLES SONT DIFFERENCIES PAR LEUR AMPLITUDE ET LEUR DUREE ET LES CYCLES IMBRIQUES SONT SEPARES)

3.4.2.4 LIMITATIONS DES METHODES BASEES SUR LES TESTS ACCELERES

La méthode basée sur les tests accélérés fournit un nombre de cycles avant défaillance ce qui permet de calculer une durée de vie. Les résultats issus de cette méthode demandent des connaissances et des informations sur les composants qui sont souvent détenues que par le constructeur. Par ailleurs, une connaissance préalable des mécanismes de défaillances est requise pour bien choisir les modèles à utiliser. De même, les données d'entrée sur les matériaux, la géométrie et l'environnement doivent être fournies et permettent de calculer un niveau de confiance sur les résultats. A noter également que les surcharges accidentelles ne peuvent pas être considérées avec ce type de méthodes.

Remarque :

D'autres méthodes se basant sur la physique des composants ont été développées, telles que les méthodes des contraintes thermomécaniques [CiCF03, BKSD10, SWDM01, Siev97]. Elles proposent de modéliser les mécanismes de fluages des différents matériaux soumis à des cycles thermiques. Ces méthodes sont basées sur la connaissance des caractéristiques des matériaux utilisés pour construire des modèles en supposant les déformations plastiques irréversibles (boucle d'hystérésis dans le plan contrainte-déformation).

L'hypothèse considérée est que le système atteint sa fin de vie dès qu'une quantité totale de travail de déformation a été accumulée.

3.4.3 COMPARAISON DES METHODES D'ESTIMATION DE LA FIABILITE :

Le Tableau III.3 [FBMD02] ci-dessous dresse une comparaison de certaines caractéristiques entre les méthodes de recueils et à base de tests accélérés :

TABLEAU III.3 : COMPARAISON METHODES DES RECUEILS ET A BASE DES TESTS PHYSIQUES

Critères de comparaison	Méthode à base des recueils	Méthode à base des tests
Précision	Relative	Absolue
Echange de données	Facile	Facile
Ressources nécessaires	Peu	Beaucoup
Estimation de la fiabilité	Rapide	Lente
Traçabilité	Non	Oui
Répétabilité	Grande	Faible
habilité à l'évolution	Difficile	Plus facile

En résumé, la méthode se basant sur les recueils de fiabilité a l'avantage de fournir un modèle global sur les composants avec des données de divers sources (Essais, retours d'expériences ...etc). Elle permet d'évaluer la fiabilité de tous les composants dans le système. Les modèles sont facilement utilisables et très utiles pour des comparaisons et des analyses rapides sur le système étudié. Par contre, les multitudes de modèles fournis et le non accès aux données utilisées pour les établir constituent un frein dans la phase de conception notamment pour retrouver les causes de défaillance.

D'un autre coté les méthodes basées sur les données de tests accélérés et sur la physique des composants offrent l'avantage d'utiliser des modèles plus adaptés et plus précis afin de reproduire de manière adéquate le vieillissement des composants. Les modèles utilisés permettent d'effectuer des études globales ou spécifiques au sein des composants ou systèmes et cibler des mécanismes de défaillances particuliers. Cependant, la difficulté de récolter des données spécifiques aux composants en fonction de leurs technologies demeure le frein majeur en plus d'un temps plus important nécessaire à des calculs plus complexes.

Après avoir introduit, dans cette première partie, la problématique de la fiabilité des convertisseurs de puissance, les principaux mécanismes de défaillance et deux principales

méthodes d'évaluation de la fiabilité, la deuxième partie de ce chapitre s'intéresse à l'intégration de ces deux méthodes dans une démarche de conception par optimisation.

3.5 INTEGRATION DE LA FIABILITE DANS UNE METHODOLOGIE DE CONCEPTION

De nombreux travaux traitent de l'évaluation de la fiabilité des convertisseurs de puissance tard dans la conception [Ciap05, CiFi00, SSMC07]. L'originalité de notre méthodologie est d'intégrer cet aspect de fiabilité dès la phase de pré-dimensionnement dans un contexte de conception couplant plusieurs contraintes multi-physiques.

En effet, la méthodologie de pré-dimensionnement permettant de formaliser un choix d'architecture et intégrant progressivement des contraintes multi-physiques avec différents niveaux d'exigences sur la précision des réponses apportées en termes de faisabilité de conception a été développée dans le chapitre II [BLAM13a, BLAM13c, BLAM14, Mben14]. Celle-ci intégrera aussi au même niveau cette contrainte de fiabilité. Pour ce faire, des éléments sont présentés dans cette section pour élaborer d'abord la démarche d'évaluation de la durée de vie issue de l'étude de la fiabilité, avant son intégration dans la méthodologie de conception globale et la présentation des principaux résultats d'optimisation obtenus.

Rappelons que notre méthodologie de conception consiste à partir d'un cahier des charges de l'application cible, de traduire ses impératives en contraintes multi-physiques pour les intégrer ensuite dans le processus d'optimisation. Un re-bouclage automatique est réalisé sur le choix du nombre de cellules du convertisseur entrelacé étudié (Figure III.5).

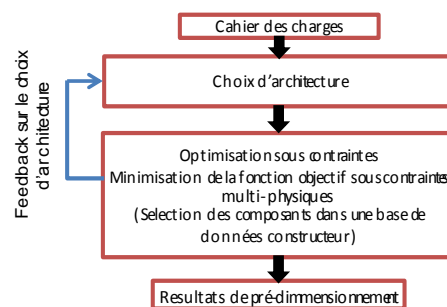


FIGURE III.5 : PRINCIPE DE LA METHODOLOGIE DE CONCEPTION PAR OPTIMISATION

Dans cette démarche de conception, les contraintes multi-physiques sont évaluées à chaque configuration candidate [BLAM13a, ELLM12, BLAM13c]. La nouvelle contrainte de fiabilité est intégrée à la deuxième étape au même niveau que les autres contraintes, dans le but d'estimer le taux de défaillance ou la durée de vie de chacune des configurations de pré-dimensionnement proposées.

L'estimation de la fiabilité est faite sur la base des composants choisis auxquels est appliqué un profil de mission pour calculer les contraintes subies (particulièrement les contraintes thermiques générées par les sollicitations en puissance du convertisseur). Cette

transformation du profil de mission en contraintes résultantes sur les composants alimente les modèles de fiabilité qui évaluent un taux de défaillance voir une durée de vie.

Dans ce cadre, on peut s'appuyer sur les deux méthodes présentées précédemment basées sur des données issues de tests accélérés sur les composants [Ciap05, KAMH13] ou sur des recueils de fiabilité (le recueil FIDES dans le cadre de cette étude [Guid09]) [HTSD07, MaPo05].

Dans notre étude, l'estimation de la fiabilité est effectuée sur une cellule de commutation et s'intéresse plus particulièrement aux composants semi-conducteurs. En effet, une étude simplifiée et compréhensive est nécessaire dans un premier temps pour montrer la faisabilité. Les autres composants (notamment passifs) et autres aspects de fiabilité touchant à l'ensemble du convertisseur peuvent être facilement intégrables dans la démarche par la suite. Donc, cette étude cherche à apporter des éléments de réponses à plusieurs questions:

- Comment intégrer la fiabilité dans une méthodologie de conception par optimisation?
- C'est quoi la sensibilité de la fiabilité par rapport à la conception et à l'architecture du convertisseur (nombre de cellules) ?
- Peut-on identifier des paramètres de conception liés directement à la fiabilité ?...

Dans cette section est présenté le cahier des charges et les profils de mission associés, les modèles électrothermiques adoptés, le traitement du profil pour extraire les données alimentant les modèles de fiabilité et en dernier la synthèse de la démarche d'évaluation de la fiabilité.

3.5.1 CAHIER DES CHARGES

En termes de fiabilité, le cahier des charges diffère selon le domaine d'application, ainsi dans le domaine automobile, la durée de vie exigée est autour de 15 ans sur les véhicules grand public [Sche09, Zvei13]. Néanmoins pour chaque application au sein du véhicule, le profil de mission et l'environnement peuvent varier considérablement et affecter totalement les résultats. Le cahier des charges adopté dans notre cas est le même que celui défini dans le chapitre II, par contre le profil de charge (ou de mission) est spécifique à chaque application cible.

3.5.2 PROFILS DE MISSIONS

Le profil de mission est une donnée fondamentale dans l'estimation de la fiabilité des convertisseurs de puissance. Il permet de déterminer les contraintes subies par les composants constituant le convertisseur pendant toutes les phases de leurs fonctionnements [Ciap05, HTSD05]. Pour un véhicule à usage privé (particulier) on peut distinguer les phases résumées dans le Tableau III.4 suivant [Sia13] :

TABLEAU III.4 : PHASES DE FONCTIONNEMENT D'UN VEHICULE

Phases		Temps calendaire (Heure/an)	Températures Ambiante (°C)	Humidité (%)	Vibrations aléatoires (Grms)	Nombre Marches- Arrêts	Amplitude Thermiques (°C)	Durée du cycle (min)	Nombre de cycles annuels
Parking	Arrêt	6690	20	90	0	0	15	690	582
Parking Long.	Arrêt	1560	20	90	0	0	15	1440	65
Conduite Do-Tr.	Marche	255	33	35	1	560	calculs	111	300
Conduite Tr-Do	Marche	255	46	35	1	560	calculs	111	300

Avec: Parking: phase parking courte durée - Parking Long: Phase parking longue durée:
Conduite Do-Tr : Phase conduit domicile travail

Dans le cadre de ces travaux deux applications cibles ont été adoptées : alimentation de la direction assistée électrique (DAE) et alimentation du réseau de bord automobile (RBA).

3.5.2.1 DIRECTION ASSISTEE ELECTRIQUE (DAE)

Le profil de mission d'une DAE est composé de deux principales phases de fonctionnement : la phase de roulage ou de conduite et la phase des manœuvres parking à faible vitesse voire à vitesse de déplacement nulle.

- PHASE DE CONDUITE (ROULAGE) :

La phase de conduite est évaluée selon la vitesse du véhicule. En effet, l'effort à fournir pour faire tourner les roues diffère selon la vitesse de roulage [MDSP12, SZLZ11]. Pour cela on a utilisé un cycle normalisé ARTEMIS [Euro00] (type urbain) pour calculer la puissance électrique à fournir à la DAE.

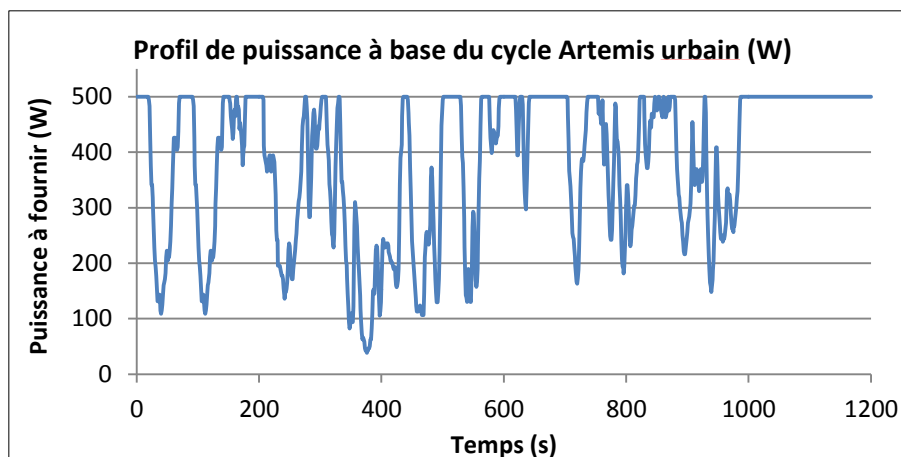


FIGURE III.6 : PUISSANCE A FOURNIR LORS DE LA PHASE DE CONDUITE

Un tel profil peut être approximé analytiquement par le modèle suivant :

$$P = P_{max} - 8 * v \quad (\text{Eq III.17})$$

Avec :

- P_{max} : la puissance maximale à fournir (à l'arrêt)
- v : vitesse en km/h

- P : puissance à fournir en W (variant entre 0 et 1000 dans notre cas)

A faible vitesse, l'alimentation doit donc fournir le maximum de sa puissance.

- **PHASE PARKING :**

La phase parking reflète les manœuvres parking effectuées par le véhicule. Pendant cette phase, la vitesse du véhicule est très faible voir nulle, ce qui se traduit par des appels de puissance maximale de la DAE pour faire tourner les roues. Cette phase peut être représentée par une succession de phases marche-arrêt et de rampes sur le niveau de puissance (Figure III.7).

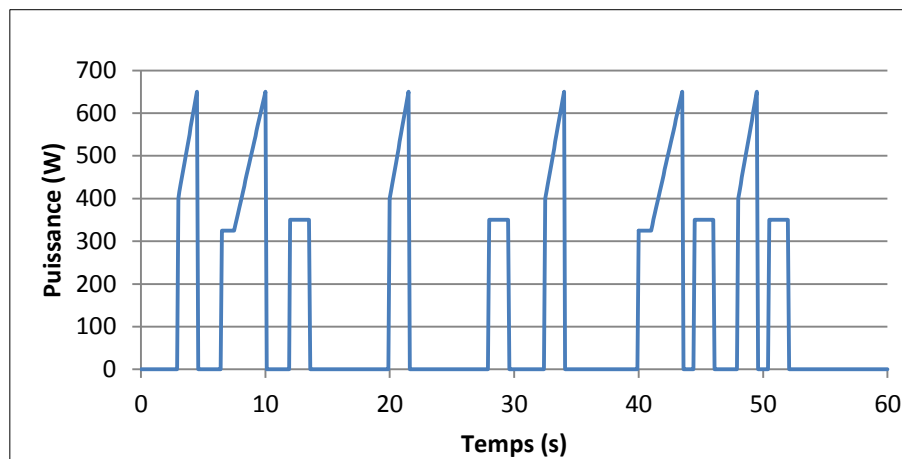


FIGURE III.7 : PUISSANCE A FOURNIR LORS DE LA PHASE PARKING

- **LE PROFIL GLOBAL:**

Le profil de mission global de la DAE inclut la phase de conduite et la phase parking. Dans notre étude, ce profil est d'une durée de 30 minutes et est constitué de :

- 10 fois le profil de parking,
- 1 fois le profil de conduite ARTEMIS (1200s).

Ce profil global est reproduit plusieurs fois pour couvrir un fonctionnement d'une DAE.

3.5.2.2 RESEAU DE BORD AUTOMOBILE (RBA)

Le réseau de bord automobile est indépendant des phases de sollicitations de conduite du véhicule, il dépend plus de l'utilisation demandée du conducteur et/ou des passagers. Les fonctions concernées par cette alimentation mutualisée, sont des équipements de la partie habitacle du véhicule, qui comprend des fonctions systèmes de commandes et d'affichages sur le tableau de bord (alimentées en continu) et d'autres fonctions de confort qui sont activées par les occupants du véhicule tels que les éclairages, les systèmes audio et navigation, les actionneurs électriques de l'habitacle ...etc.

Dans notre cas, un profil de mission en puissance pour une application réseau de bord d'un véhicule électrique/hybride a été défini (Figure III.8).

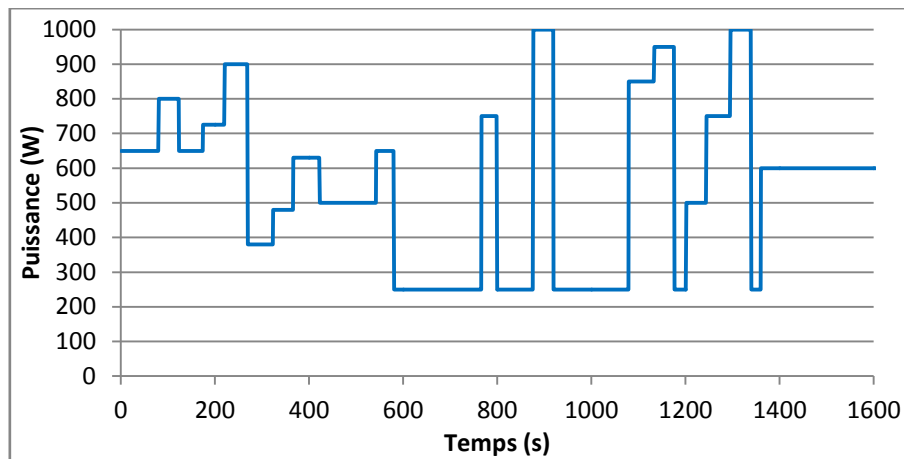


FIGURE III.8 : PROFIL DE MISSION EN PUISSANCE D'UN RESEAU DE BORD AUTOMOBILE

Ces profils de mission sont utilisés pour calculer les contraintes thermiques sur la cellule de commutation, de manière à estimer les variations de température sur les semi-conducteurs. Ces variations sont ensuite utilisées pour évaluer la fiabilité des composants et du convertisseur.

3.5.3 MODELES ELECTROTHERMIQUES :

Pour évaluer la fiabilité et calculer l'influence des profils de mission, les modèles électrothermiques servent à traduire les puissances du profil de mission en un profil de température. Ces modèles électrothermiques sont déjà intégrés dans notre méthodologie de conception, puisque les contraintes de pertes (rendement) et de température de jonction sont déjà considérées. Ainsi on utilise les modèles déjà développés de pertes et thermiques des composants MOSFETs et diodes constituant la cellule de commutation.

L'approche actuelle de calcul des températures et des cycles correspondant se fait en régime permanent. En effet, on utilise les cycles de puissance pour calculer les cycles de température. Pour améliorer la précision, il faut prévoir l'intégration de l'inertie du système en utilisant un modèle thermique transitoire plus complet pour les composants, ainsi les cycles résultants seront plus représentatifs.

3.5.4 COMPTAGE DES CYCLES/TRANSPOSITION DES PROFIL DE MISSION

Les profils de mission présentés précédemment servent à alimenter les modèles de fiabilité pour évaluer la durée de vie ou le taux de défaillance des composants et du convertisseur. Pour que ces données soient prises en compte, elles sont traduites en cycles de températures et classées suivant leurs amplitudes, leurs durées et leurs moyennes à l'aide de la méthode Rainflow présentée en début de ce chapitre [DoSo82, Nies09].

3.5.4.1 TRANSPOSITION DU PROFIL DAE :

Pour le profil de la direction assistée électrique, les résultats d'extraction des cycles en puissance sont présentés sur la Figure III.9.

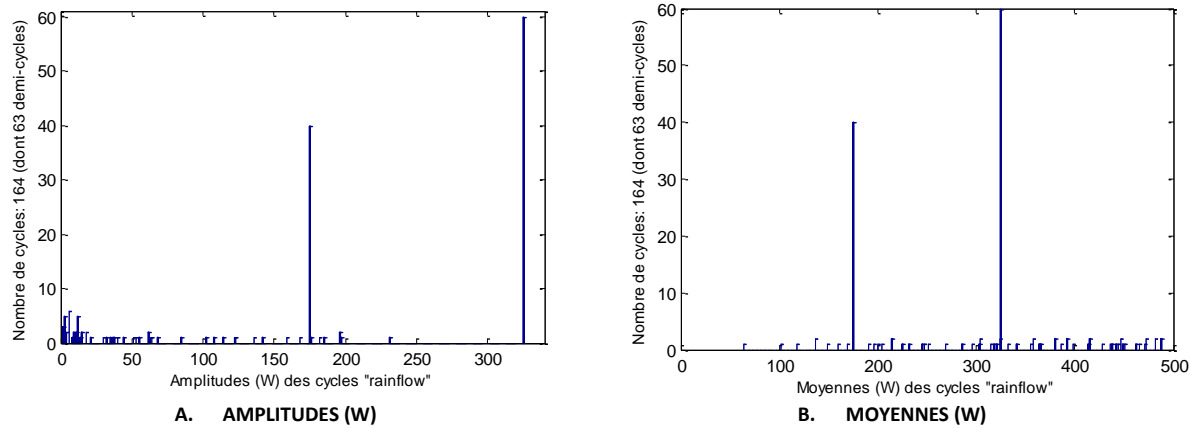


FIGURE III.9 : HISTOGRAMME DES AMPLITUDES ET MOYENNES DES CYCLES DE PUISSANCE (DAE)

On constate que ce profil est composé de plusieurs cycles de faibles amplitudes et de quelques cycles de d’amplitudes plus importantes. Pour cela, les contributions des deux phases constituant le profil global de la DAE sont présentés séparément : phase parking et phase roulage (Figure III.9).

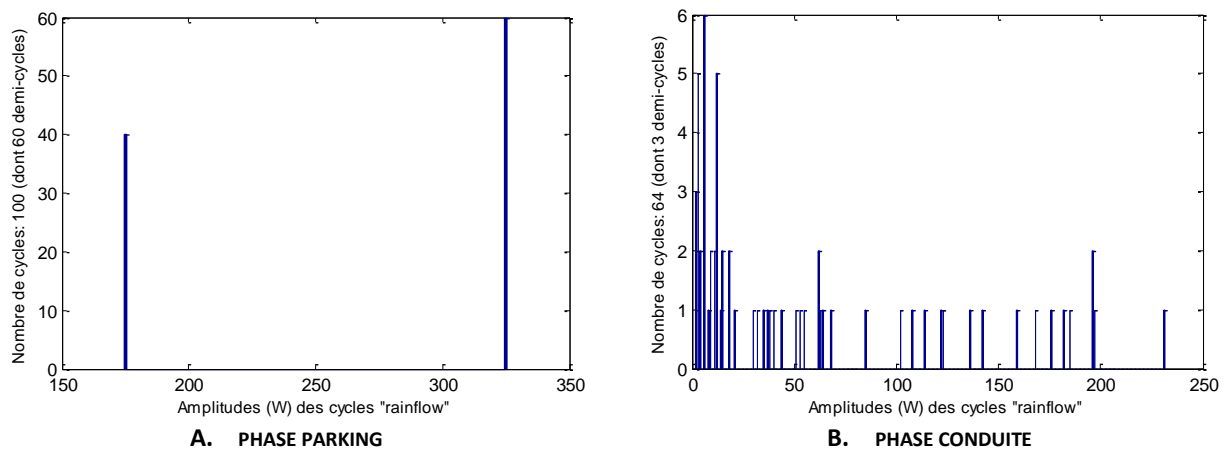


FIGURE III.10 : HISTOGRAMME DES CYCLES EN PUISSANCE DE LA DAE : PHASE PARKING - CONDUITE

Comme peut être attendu, ces résultats montrent que les amplitudes fortes sont issues de la phase parking. Ainsi, cette phase va beaucoup influencer l’évaluation de la fiabilité et va générer plus de dégradations.

3.5.4.2 TRANSDUCTION DU PROFIL RBA :

Pour le profil de mission du réseau de bord automobile (RBA), le calcul de nombre de cycles composant ce profil est représenté dans la Figure III.11 suivante :

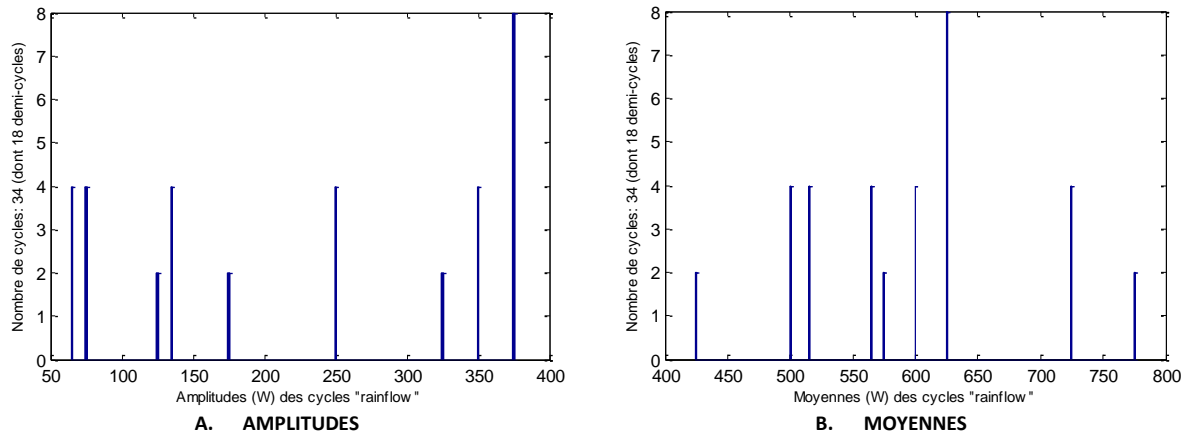


FIGURE III.11 : HISTOGRAMME DES CYCLES EN PUISSANCE DU PROFIL DE MISSION RBA

Ce profil de mission génère des cycles de grandes amplitudes variant de 50W à 370W. A titre d'exemple, le tableau suivant présente les informations associées à dix cycles identifiés:

TABEAU III.5 : EXEMPLE DE DONNEES APRES EXTRACTION DES CYCLES

Amplitude (W)	75	75	125	65	135	250	325	375	350	375
Moyenne (W)	725	725	775	565	515	500	575	625	600	625
Cycle ou demi-cycle	0,5	0,5	0,5	1	1	1	0,5	0,5	1	0,5
Temps de début (s)	39,5	101	148	393,5	295,5	672,5	244	837	998,5	897
Période du cycle (s)	123	94	192	176	530	219	1186	120	311	582

Comme indiqué précédemment, les cycles et demi-cycles sont différenciés par leur amplitude, leur moyenne et leur période.

3.5.5 SYNTHÈSE DES ÉTAPES D'ÉVALUATION DE LA FIABILITÉ

La Figure III.12 résume les étapes nécessaires à l'évaluation de la fiabilité d'un convertisseur de puissance, du cahier des charges jusqu'aux résultats, donnés en durée de vie dans notre cas. Ces étapes sont les mêmes pour chaque méthode d'évaluation, la différence principale est dans les modèles de fiabilité utilisés.

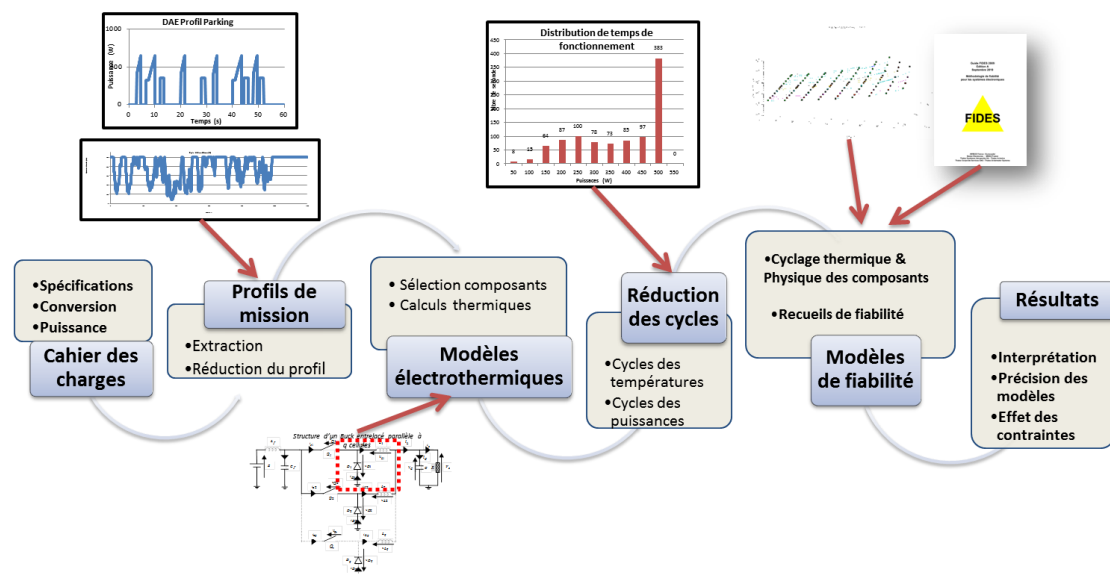


FIGURE III.12 : SYNTHÈSE DES ÉTAPES D'ÉVALUATION DE LA FIABILITÉ

Après avoir présenté les étapes d'évaluation de la fiabilité, ces étapes sont intégrées dans la démarche de conception présentée dans le chapitre II de deux manières : d'un côté pour évaluer la durée de vie d'un convertisseur déjà optimisé sans considération de la fiabilité (intégration indirecte) et de l'autre côté pour optimiser le convertisseur avec la fiabilité comme contrainte ou objectif au même niveau que les autres aspects (volume, rendement, ondulations,...). Les résultats obtenus sont présentés dans la suite de ce chapitre.

3.6 RESULTATS D'ÉVALUATION DE LA FIABILITÉ

Rappelons que l'objectif global de cette étude est l'établissement d'une méthodologie pour évaluer et améliorer la fiabilité des convertisseurs de puissance. Ainsi on propose de se focaliser uniquement sur la cellule de commutation par l'étude des composants actifs les constituant. Pour fournir des résultats compréhensifs, ces derniers sont normalisés avec un facteur 10 et donnés sous forme de durées de vie. En effet, dans le contexte de notre étude, où l'objectif est d'intégrer la fiabilité dans la méthodologie de conception, l'idée est de s'intéresser aux tendances des résultats et non pas à leurs valeurs absolues. En outre, d'autres composants du convertisseur (passifs, divers et connectiques associées) ne sont pas pris en compte pour arriver à une durée de vie représentative du système global.

3.6.1 FIABILITÉ SELON LES DONNÉES DES TESTS ACCÉLÉRÉS

L'estimation de la fiabilité à base des données de tests accélérés nécessite la génération de modèles de dégradation des composants à partir des données disponibles. La génération de ces modèles est donnée dans l'annexe II.1. Ces modèles sont intégrés dans la démarche d'évaluation de la fiabilité présentée précédemment.

Les données exploitables auxquelles nous avons pu accéder sont issues de [ÖHDK12]. Ces données indiquent le nombre de cycles avant défaillance en fonction des cycles thermiques pour trois modes de défaillance (fils de Bonding, brasure de la puce et brasure sur le substrat cf. Annexe II.1).

A noter que ces données ne sont pas adéquates pour la gamme de composants utilisés dans le domaine automobile, pour les applications ciblées dans notre cas. Les optimisations ne sont pas effectuées avec ces modèles, néanmoins ils permettent d'avoir rapidement des premiers résultats d'évaluation directe de la fiabilité.

La fiabilité a été évaluée pour différents niveaux de puissance afin d'analyser l'évolution et la tendance de la durée de vie.

Pour cela les profils de mission (DAE, RBA) ont été modulés pour des puissances max de 1 et 1.5 kW mais appliqués pour un convertisseur déjà optimisé pour une puissance de 1 kW. Ainsi, on peut voir si un convertisseur sous dimensionné par rapport à la puissance max du profil de mission peut supporter des éventuelles surcharges. Les résultats sont donnés sur la Figure III.13 suivante :

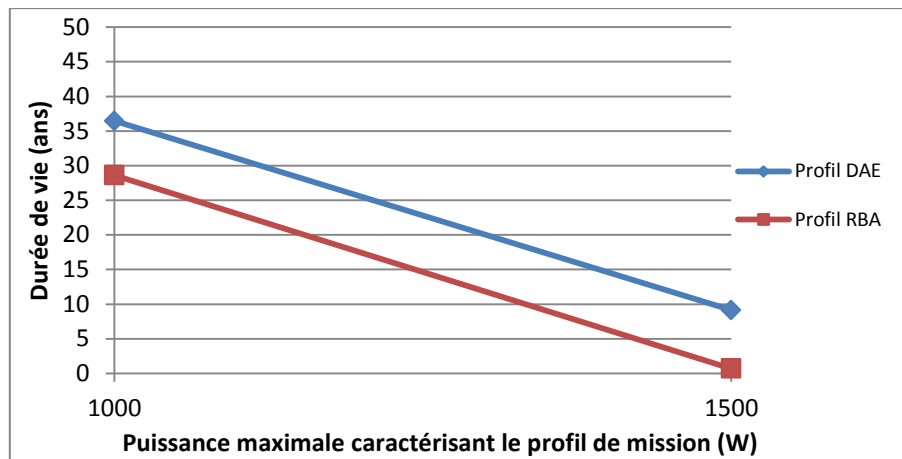


FIGURE III.13 : EVALUATION DE LA DUREE DE VIE AVEC DEUX PROFILS DE MISSIONS (TESTS ACCELERES)

La durée de vie résultante du profil de mission RBA est relativement plus faible que celle du profil DAE. Le profil RBA est plus contraignant sur la fiabilité, cela est dû au fonctionnement continu de cette application dans le véhicule et aux cycles de grandes amplitudes qui composent ce profil. D'un autre côté, la durée de vie qui régresse selon que la puissance augmente car le convertisseur est optimisé pour une puissance max de 1 kW.

La Figure III.14 suivante, présente l'effet de l'entrelacement sur la fiabilité. Elle est obtenue à partir des évaluations directes pour le convertisseur optimisé en fonction du nombre de cellules.

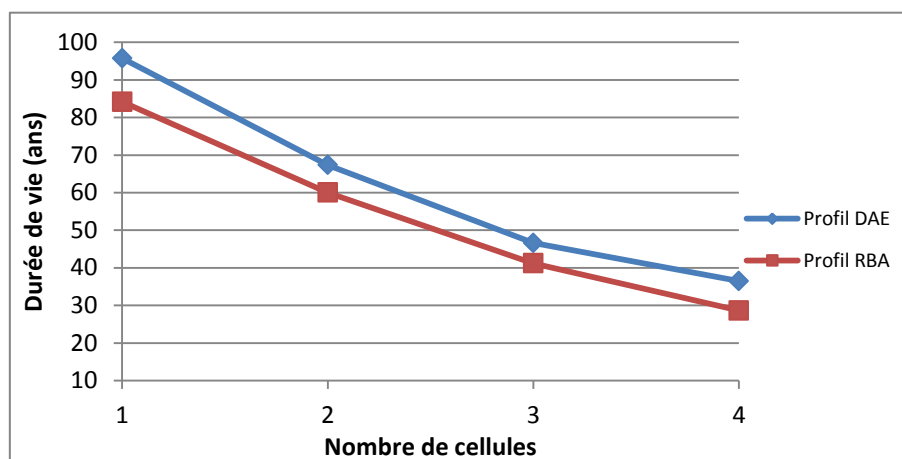


FIGURE III.14 : EVALUATION DE LA DUREE DE VIE EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULES (CONVERTISSEUR 1 KW, TESTS ACCELERES)

On constate que l'entrelacement a un effet négatif sur la durée de vie puisque plus de composants sont utilisés en augmentant le nombre de cellules. Cela est en contradiction avec le gain en volume observé précédemment (chapitre II), ce qui montre l'intérêt de la prise en compte d'un tel aspect, et par conséquent, la pertinence de l'intégration de la fiabilité dans la démarche d'optimisation globale.

3.6.2 FIABILITE SELON UN RECUEIL

La méthode recueil utilisée dans cette étude est issue du recueil FIDES dont les modèles ont été présentés précédemment. Les résultats de pré-dimensionnement du convertisseur étudié sont présentés en deux étapes : dans un premier temps, la fiabilité est évaluée pour un convertisseur optimisé sans la contrainte de fiabilité. Dans un second temps, la fiabilité est intégrée dans la méthodologie de conception par optimisation comme contrainte au même niveau que les autres contraintes puis comme objectif.

3.6.2.1 EVALUATION DE LA FIABILITE DU CONVERTISSEUR OPTIMISE

Le même convertisseur optimisé sous contraintes multi physiques issu des résultats du chapitre II est utilisé pour évaluer la fiabilité selon la méthode recueil. Les profils de mission appliqués sont caractérisés par des puissances max de 0.5, 1 et 1.5 kW. Le convertisseur optimisé est d'une puissance de 1 kW. Les résultats d'évaluation sont donnés dans la Figure III.15 pour les deux profils (DAE et RBA) :

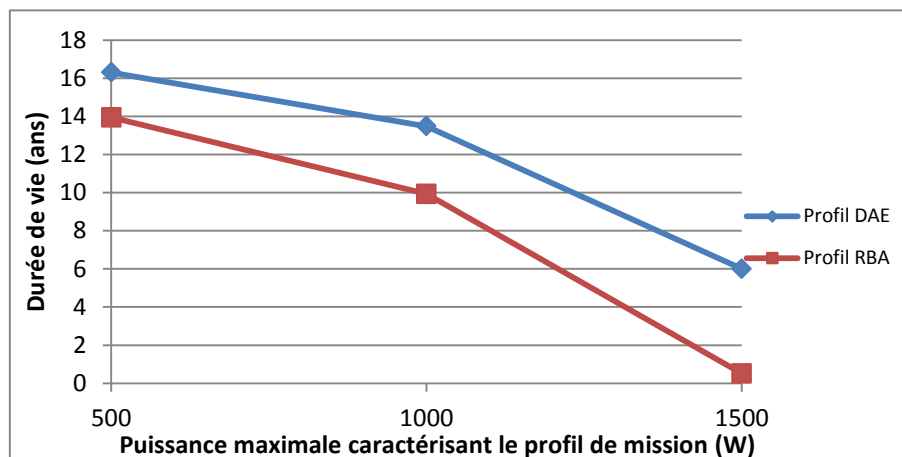


FIGURE III.15 : EVALUATION DE LA DUREE DE VIE EN FONCTION DU PROFIL DE MISSION (RECUEIL)

Les résultats montrent l'effet de la puissance pour laquelle le convertisseur a été optimisé sur la durée de vie. En effet, comme le convertisseur a été pré-dimensionné pour une puissance maximale de 1 kW, la durée de vie se retrouve fortement réduite quand le convertisseur est sur sollicité (profil caractérisé par une puissance maximale de 1.5 kW). Inversement, quand le convertisseur est sous sollicité (profil 0.5 kW), la durée de vie est meilleure.

Des calculs directs ont été également effectués pour le convertisseur 1 kW en fonction du nombre de cellules. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure suivante :

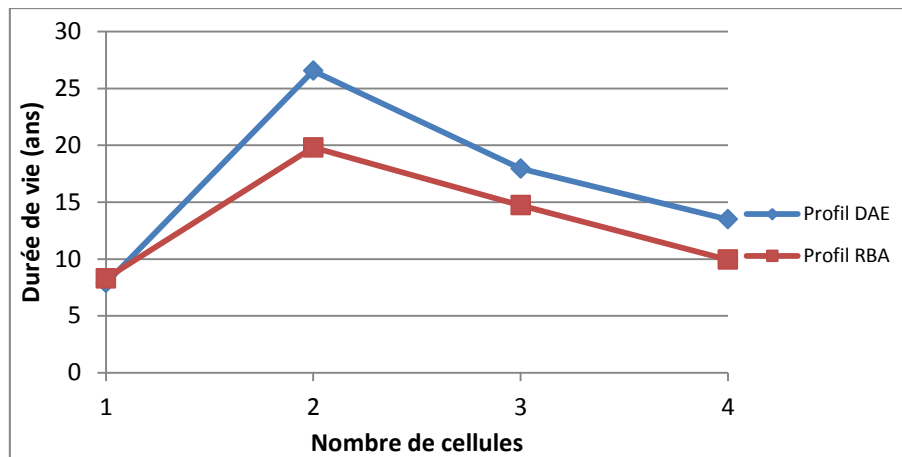


FIGURE III.16 : EVALUATION DE LA DUREE DE VIE EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULES (RECUEIL)

Ces résultats ont la même tendance que les précédents dans le cas de la méthode à base des tests accélérés. Un cas particulier, le convertisseur monocellulaire (1 cellule) dont la durée de vie est très réduite. Cela est dû au choix technologique des composants actifs (effectué pour minimiser le volume) qui ne se trouve pas adapté à la fiabilité. Ce point n'a pas apparu dans les résultats précédents puisque les données associées ne sont pas compatibles avec les composants choisis. C'est pour cette raison également que la méthode recueil (FIDES) conduit à des durées de vie plus représentatives. Ainsi, elle se prête mieux à notre étude notamment pour le niveau de puissance visé (autour de 1 kW).

Les résultats présentés par la suite sont donc basés sur les modèles du recueil FIDES.

3.6.2.2 EVALUATION DE LA FIABILITE DU CONVERTISSEUR OPTIMISE POUR DU MULTI-OBJECTIF

Une évaluation directe a été effectuée pour un convertisseur de 1 kW issu de l'optimisation multi-objectif (volume, rendement) sous contraintes multi-physiques. Le profil de mission appliqué est celui d'une direction assistée électrique. Il est caractérisé par une puissance maximale de 1 kW. Les résultats sont présentés sur la Figure III.17 suivante :

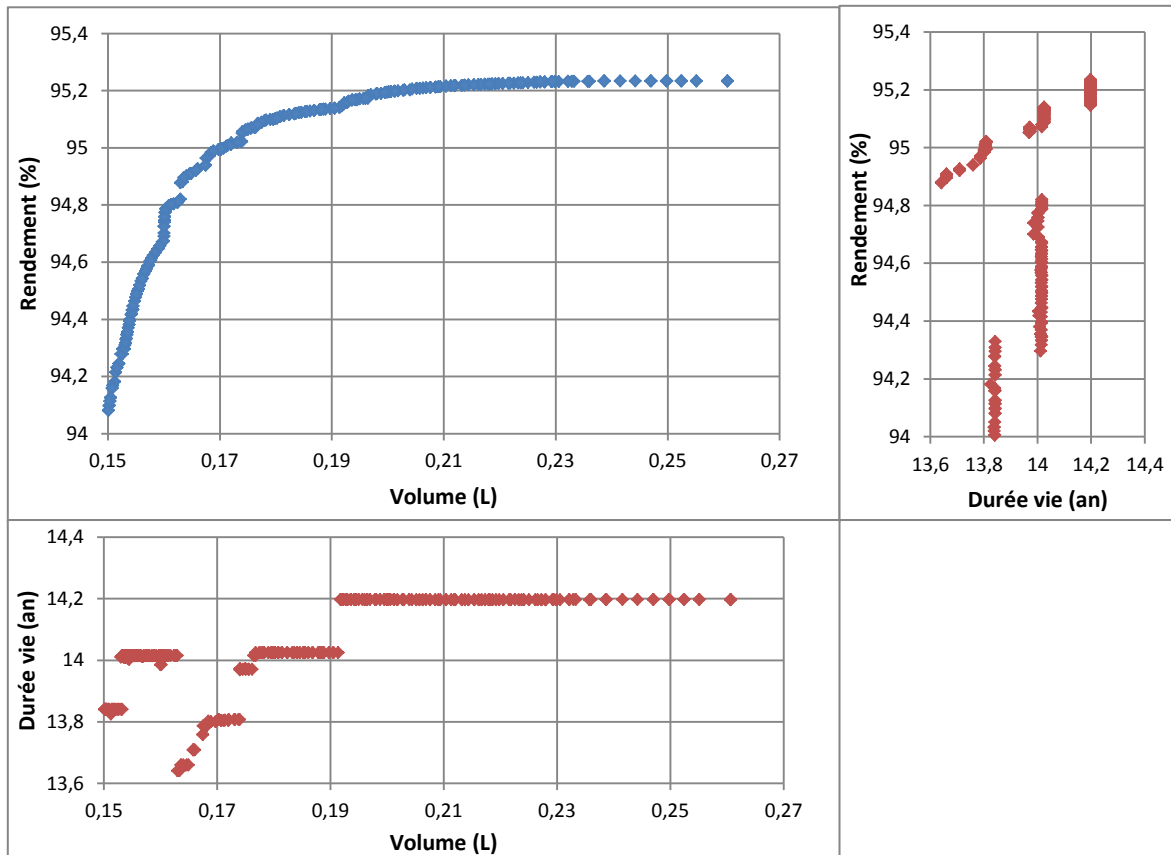


FIGURE III.17 : EVALUATION DIRECTE DE LA FIABILITE POUR LE CONVERTISSEUR PRE-DIMENSIONNE AVEC UNE OPTIMISATION BI-OBJECTIF (VOLUME, RENDEMENT), PROFIL DAE (MODELE RECUEIL)

Ces résultats montrent l'effet relatif du volume et du rendement sur la fiabilité. En effet comme constaté dans le chapitre II, la part la plus importante du volume est issue du radiateur associé aux composants actifs. Pour cela quand le volume augmente, les cycles de température sont diminués par un radiateur plus important. En outre, un rendement plus élevé est associé à une durée de vie plus importante.

La discontinuité observée dans le calcul de la durée de vie est liée aux choix technologiques des composants actifs lors du pré-dimensionnement. Ainsi, deux composants différents peuvent conduire à un volume comparable voire identique mais à des durées de vie différentes. Cela montre que si la fiabilité est intégrée dans l'optimisation, ce choix de composants peut être fait de manière adéquate pour respecter cette contrainte.

Ainsi, la suite de ce chapitre est consacrée à l'optimisation en intégrant la fiabilité dans la démarche d'optimisation soit comme contrainte ou comme objectif.

3.6.3 INTEGRATION DE LA FIABILITE DU CONVERTISSEUR DANS LA METHODOLOGIE DE CONCEPTION PAR OPTIMISATION

L'intégration de l'aspect fiabilité dans la méthodologie de conception par optimisation sous contraintes multi-physiques du convertisseur multicellulaire étudié a été effectuée d'une manière progressive pour des optimisations mono-objectif puis multi-objectif.

3.6.3.1 OPTIMISATION MONO OBJECTIF

Pour illustrer les apports de la méthodologie de conception par optimisation en termes de fiabilité, on a procédé à plusieurs optimisations. Les valeurs initiales pour ces optimisations sont issues du convertisseur optimisé sous contraintes multi-physiques sans fiabilité [BLAM13b] (cf. chapitre II). Cette dernière a été ajoutée à ce stade comme contrainte supplémentaire pour respecter une durée de vie supérieure ou égale à 15 ans. Les autres contraintes sont restées les mêmes que celle définies précédemment. Le profil de mission appliqué est d'une puissance maximale de 1 kW. Les optimisations ont été effectuées avec une méthode stochastique (algorithme génétique) dans l'environnement MATLABTM.

- OPTIMISATION POUR UNE GAMME DE PUISSANCE ET UN PROFIL DE MISSION RESEAU DE BORD AUTOMOBILE (RBA):

Pour cette optimisation, on a considéré un profil de mission RBA caractérisé par une puissance maximale de 1 kW. Des optimisations sont effectuées pour différentes puissances du convertisseur (de 0.5 à 1.5 kW). Les durées de vie optimisées obtenues sont présentées sur la Figure III.18. Ces durées de vie sont comparées à celles obtenues par calcul direct sur le convertisseur précédemment optimisé sans la contrainte de fiabilité.

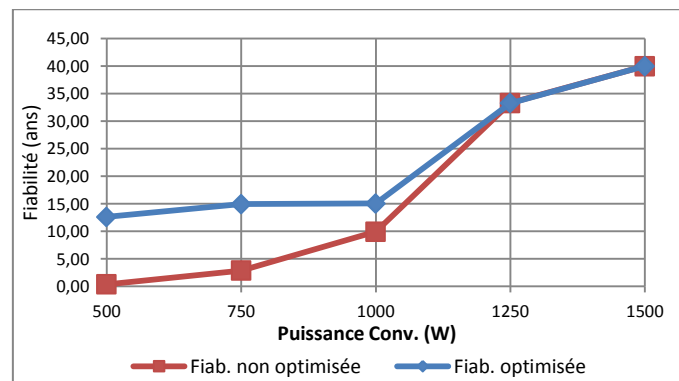


FIGURE III.18 : DUREES DE VIE DU CONVERTISSEUR AVEC ET SANS OPTIMISATION DE LA FIABILITE (PROFIL DE MISSION RBA CARACTERISE PAR UNE PUISSANCE MAX DE 1 KW)

On constate que la contrainte de fiabilité a été respectée au-dessus de 15 ans sauf pour la puissance de 0.5 kW (point non faisable car le convertisseur est beaucoup sur sollicité : convertisseur dimensionné pour un point de fonctionnement de 0.5 kW mais soumis à un profil de mission caractérisé par une puissance maximale de 1 kW). Inversement, le convertisseur est sous sollicité pour les puissances 1.25 et 1.5 kW, ainsi la contrainte de fiabilité est largement respecté pour ces puissances.

A noter par ailleurs que les comparaisons des durées de vie avec et sans considération de la fiabilité montrent que l'intégration de cette dernière comme contrainte permet d'améliorer la durée de vie du convertisseur et cela très tôt dans la conception.

Cette amélioration de la fiabilité se fait au détriment du volume global du convertisseur comme le montre la Figure III.19 ci-dessous.

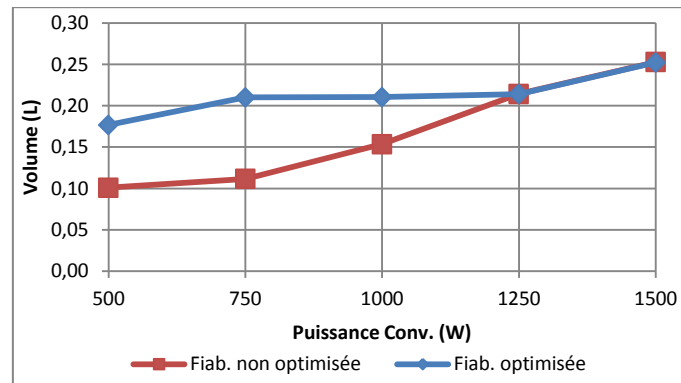


FIGURE III.19 : VOLUMES AVEC ET SANS OPTIMISATION DE LA FIABILITE

La Figure III.20 présente l'évolution du nombre optimal de cellules en fonction de la puissance du convertisseur dans les deux cas : avec et sans optimisation de la fiabilité.

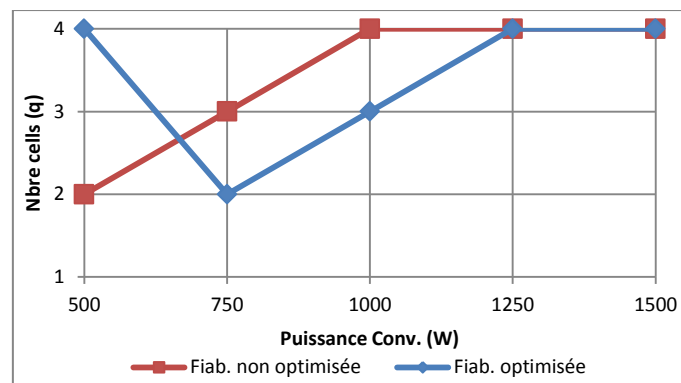


FIGURE III.20 : VARIATION DU NOMBRE OPTIMAL DE CELLULES AVEC ET SANS OPTIMISATION DE LA FIABILITE

Pour les puissances supérieures à 1 kW, la contrainte de fiabilité est largement respectée, ainsi les résultats obtenus précédemment restent inchangés après introduction de cette contrainte. Pour les autres puissances 0.75 et 1 kW, le nombre de cellules a été réduit pour diminuer le nombre de composants et de ce fait diminuer le taux de défaillance du convertisseur. Un cas particulier cependant pour la puissance de 5 kW où le nombre de cellules prend également sa valeur maximum, cela est dû au fait que le convertisseur, avec le profil imposé, doit supporter une puissance double à celle pour laquelle il a été dimensionné. Donc le nombre de cellules a été augmenté pour que les composants supportent ce profil et améliorent la durée de vie mais sans que cela satisfasse la contrainte de fiabilité.

Remarque :

- Des optimisations équivalentes ont été effectuées pour le profil de mission d'une direction assistée électrique (DAE). Les principaux résultats sont résumés dans l'annexe II.3.
- En termes de temps de calcul, l'intégration de la fiabilité comme contrainte dans la conception a multiplié par 100 le temps de calcul nécessaire pour l'optimisation mono-objectif (passage d'une heure de calcul à une centaine d'heures).

3.6.3.2 OPTIMISATION MULTI OBJECTIVE INDIRECT DE LA FIABILITE

Pour l'optimisation multi-objectif, le temps de calcul est généralement plus important qu'une optimisation mono-objectif. De ce fait, pour éviter des temps de calcul trop lents et permettre de réaliser une pré-étude sur les tendances des résultats, une première optimisation bi-objectif a été effectuée en considérant comme objectifs à minimiser le volume et la température de jonction des semi-conducteurs. Les résultats de cette optimisation (optimums trouvés) sont suivis par un calcul direct pour évaluer la durée de vie de chaque point optimum.

Le choix de la température de jonction comme second objectif avec le volume est justifié par le fait que la durée de vie est très impactée par la température. La Figure III.21 suivante illustre cette démarche :

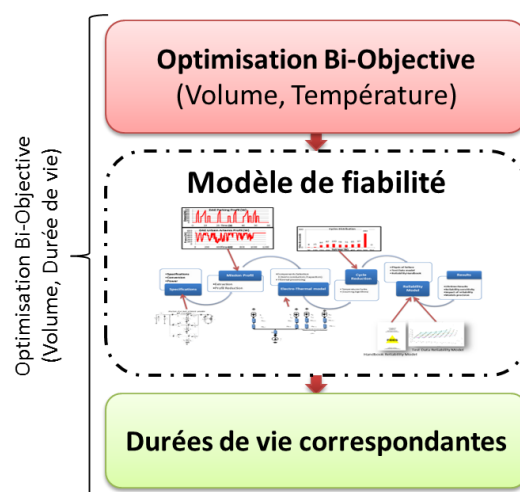


FIGURE III.21 : SCHEMA DE L'OPTIMISATION INDIRECTE

L'optimisation a été réalisée dans l'environnement Matlab[®] à l'aide de l'algorithme NSGA II (Nondominated Sorting Genetic Algorithm II) [DPAM02b, DSUC06] qui est un algorithme génétique mis au point pour assurer des optimisations avec plusieurs objectifs. Les contraintes considérées restent les mêmes que celle définies précédemment.

Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure III.22, ils sont présentés sous forme d'un front Pareto Volume-Température ainsi que la projection des durées de vie correspondantes. Ces résultats sont liés à un convertisseur de 1 kW avec un profil de mission de type DAE.

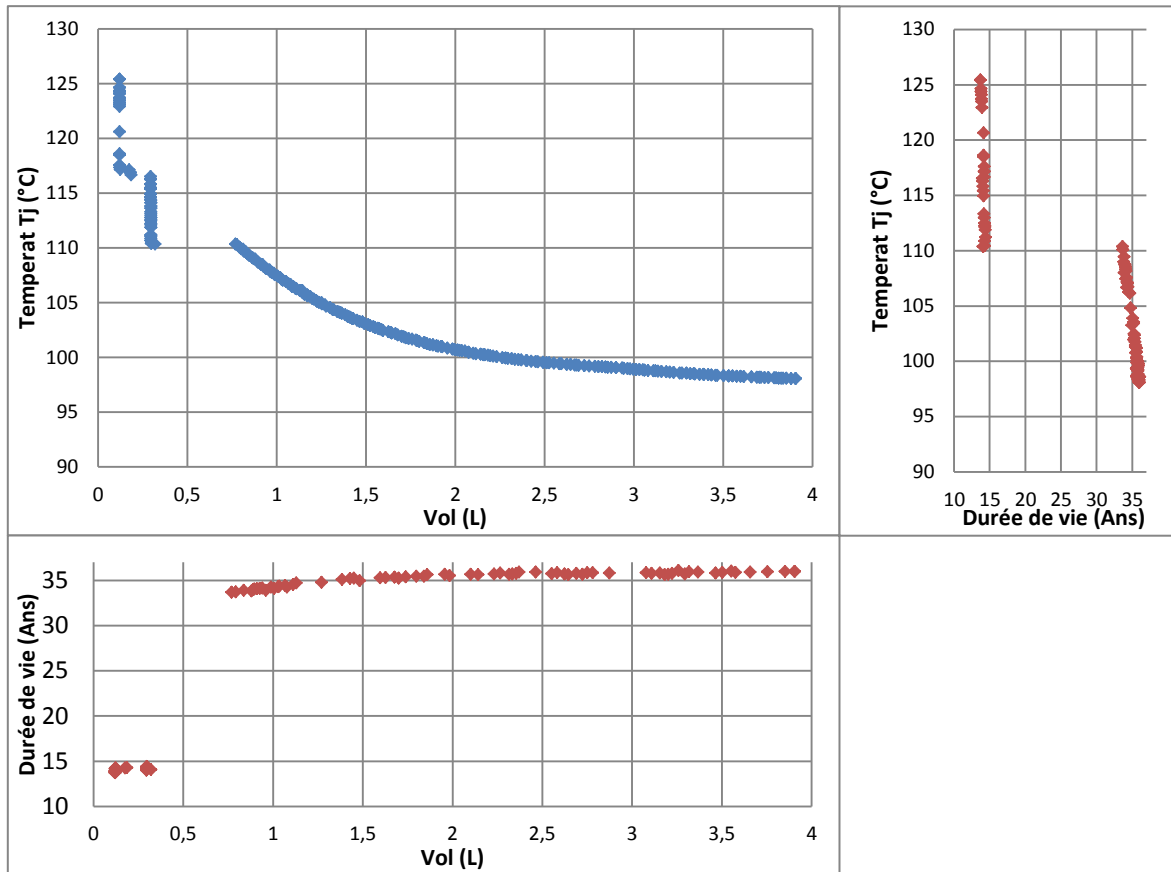


FIGURE III.22 : RESULTATS D'OPTIMISATION BI-OBJECTIF INDIRECTE (VOLUME, TEMPERATURE-DUREE DE VIE)

On constate que l'augmentation du volume permet d'améliorer la fiabilité et ce grâce au choix du radiateur qui permet de réduire les contraintes de températures sur les composants. Inversement, la diminution du volume se fait au détriment de l'augmentation de la température de jonction et par conséquent la diminution de la durée de vie. La discontinuité visible sur la courbe de front de Pareto est due quant à elle au changement du nombre de cellules. En effet, dans la première partie (durée de vie inférieure à 15 ans et volume inférieur 0.5L) c'est un convertisseur avec 4 cellules qui est choisi permettant un gain sur le volume. Cependant, c'est un convertisseur avec 2 cellules qui est sélectionné dans la deuxième partie (durée de vie de l'ordre de 35 ans) offrant un saut d'amélioration de la durée de vie mais en dépit du volume.

Un ensemble de paramètres parfois antagonistes intervient donc dans le calcul de la fiabilité et influence la durée de vie résultante. Ce premier résultat permet de voir l'influence de la température de jonction, mais comme le profil de mission n'est appliqué qu'à la phase d'évaluation, donc après optimisation, la fiabilité n'est pas correctement optimisée. Ainsi, dans la suite sont présentés les résultats d'optimisation bi-objectif (volume, durée de vie) mais avec une intégration directe de la fiabilité dans la méthodologie de conception.

3.6.3.3 INTEGRATION DIRECTE DE LA FIABILITE DANS UNE OPTIMISATION MULTI- OBJECTIF

Dans le but d’optimiser directement la fiabilité comme second objectif, des optimisations bi-objectif (volume, durée de vie) du convertisseur ont été effectuées. La Figure III.23 rappelle la méthodologie globale d’optimisation et l’intégration de l’aspect fiabilité :

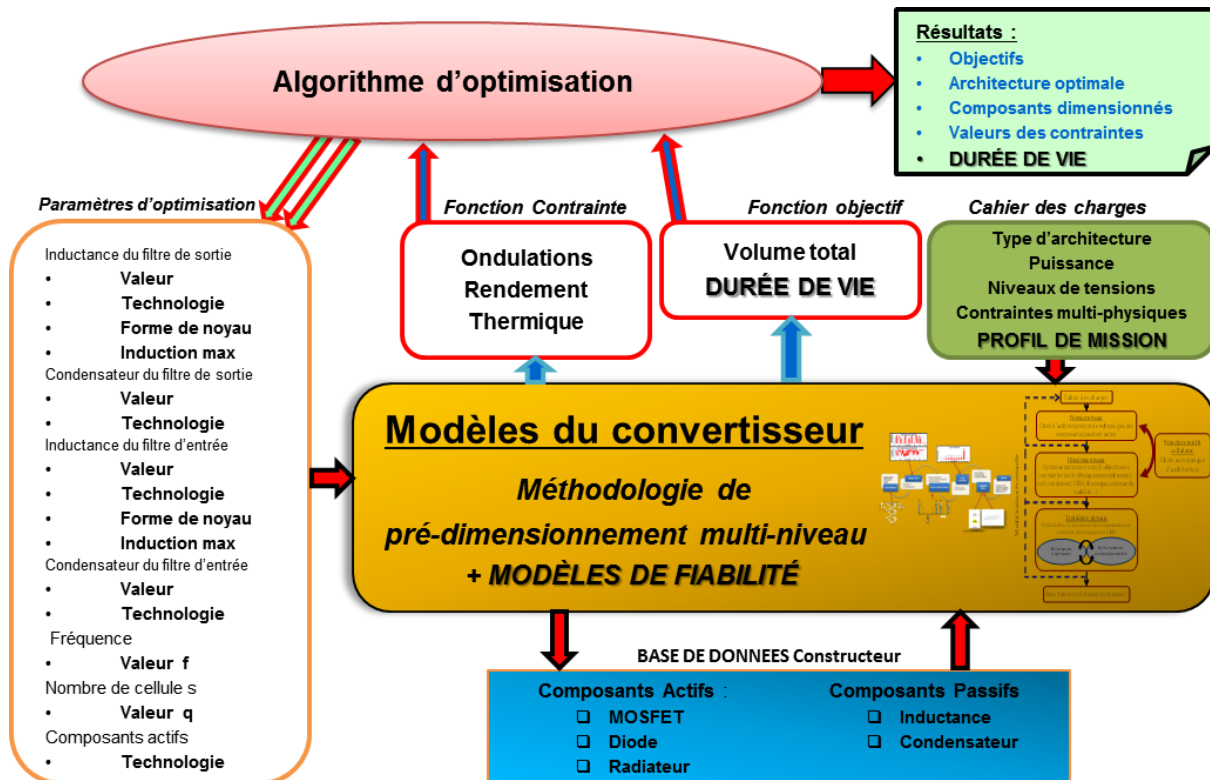


FIGURE III.23 : METHODOLOGIE GLOBALE D’OPTIMISATION AVEC FIABILITE

Concernant le cahier des charges, le convertisseur à optimiser est d’une puissance de 1 kW, les mêmes contraintes : thermiques, ondulations et rendement ont été imposées. Les objectifs sont le volume à minimiser et la durée de vie à maximiser, pour un profil de mission de type DAE de trois niveaux de puissance max (0.5-1-1.5 kW). L’optimisation a été réalisée dans l’environnement Matlab[®] à l’aide de l’algorithme NSGA II. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure III.24 sous forme de fronts de Pareto. Les nombres optimums de cellules correspondants sont présentés dans les projections :

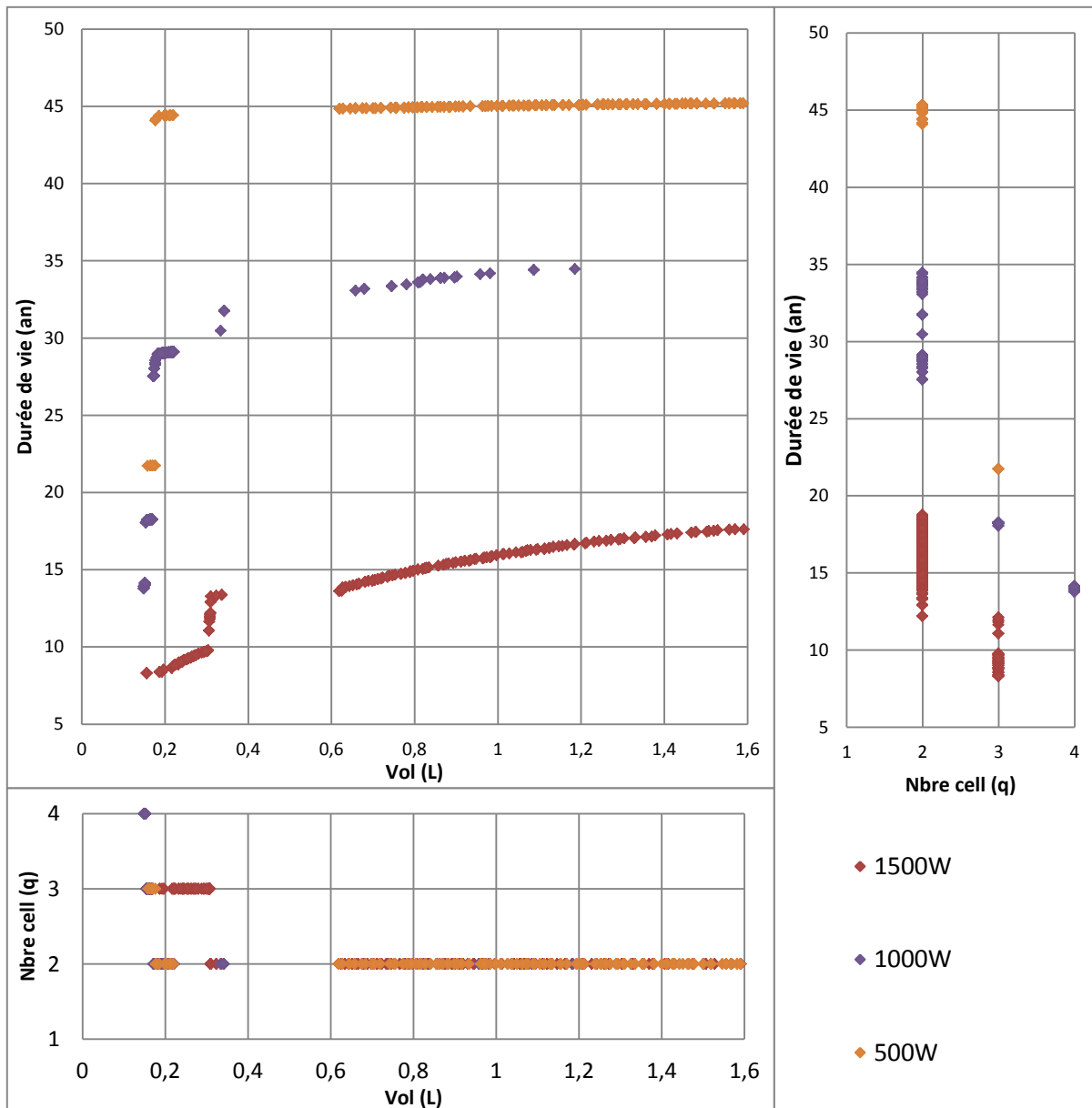


FIGURE III.24 : OPTIMISATION BI-OBJECTIF (VOLUME, DUREE DE VIE) AVEC UN PROFIL DAE

Les résultats de l'optimisation bi-objectif (volume, durée de vie) montrent nettement l'effet de la puissance du profil de mission. En effet les durées de vie sont nettement améliorées pour atteindre environ 45 ans pour le profil à 0.5 kW, 35 ans pour le profil 1 kW et 17 ans pour le profil 1.5 kW.

Pour le profil 0.5 kW, le convertisseur est optimisé pour supporter une puissance max de 1kW. La contrainte de profil de mission est donc pas très contraignantes sur le dimensionnement c'est pour cela que les durées de vie sont maximisées.

Le nombre optimal de cellules de chaque optimisation confirme les tendances des précédents résultats. En effet, un nombre de cellules élevé influe négativement sur la durée de vie mais améliore nettement le volume (cf. résultats optimisation sans fiabilité). En outre, des solutions intermédiaires existent offrant au concepteur la possibilité de réaliser un

compromis entre le volume du convertisseur et sa durée de vie. La discontinuité visible sur les résultats des trios profils est liée au contenu de la base de données composants. L'enrichissement de cette base permettra d'enrichir et d'affiner les solutions optimales proposées.

Le Tableau III.6 illustre 3 solutions (3 points sur le front de Pareto) et les valeurs correspondantes de certaines contraintes et certains paramètres d'optimisation dans le cas d'un convertisseur 1 kW avec un profil caractérisé par une puissance max de 1 kW.

TABLEAU III.6 : DES SOLUTIONS POUR UN CONVERTISSEUR 1 KW

Solutions	Vol (L)	Durée de vie (an)	η (%)	Nbre Cells (q)	F (kHz)	ΔI_L (%)	ΔV_s (%)	T_{jD} (°C)	T_{jS} (°C)
Avec le meilleur volume	0,149	13,78	84,30	4	29,45	0,89	0,018	124,14	125,70
Avec la meilleure durée de vie	1,185	34,47	80,00	2	147,31	5,00	0,001	82,66	130,00
Intermédiaire (compromis volume-durée de vie)	0,183	28,96	94,18	2	20,00	9,66	0,104	123,72	115,82

Lorsque le volume est préféré, celui-ci est inférieur à 0,15 L, la durée de vie est relativement faible (13 ans), le rendement est de l'ordre de 84%. Par contre, lorsque la durée de vie est privilégiée, celle-ci est de l'ordre de 34 ans, le rendement est à sa limite inférieure (80%), l'augmentation du volume est d'environ 8 fois supérieure par rapport au volume minimal. La fréquence quant à elle est relativement élevée. En effet, l'amélioration de la durée de vie est obtenue principalement par diminution du nombre de cellules. L'augmentation de la fréquence de découpage vient compenser la diminution du nombre de cellules pour limiter le volume des composants passifs et garder un niveau de fréquence apparente équivalent permettant de respecter les contraintes d'ondulations. Cependant cette augmentation de la fréquence de découpage a comme conséquence une dégradation du rendement du fait de l'augmentation des pertes notamment par commutation dans les semi-conducteurs.

La solution intermédiaire présente beaucoup d'avantages par rapport aux deux autres solutions : En effet le volume est supérieur seulement de 22 % par rapport au volume minimal, le rendement est bien meilleur (94%), la fréquence est de 20kHz. De ce fait l'ondulation est de l'ordre de 10% mais elle respecte toutefois la contrainte imposée. Cette solution présente des performances (en termes de rendement, ondulations et températures de jonctions) proches des solutions obtenues par optimisation sans considérer la contrainte de fiabilité, ce qui montre que l'intégration de cette dernière dans la phase de pré-dimensionnement permet d'optimiser la durée de vie tout en gardant les performances du convertisseur et ce en agissant sur deux paramètres clés : le nombre de cellules et la fréquence de découpage.

3.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre est présenté un état de l'art sur la fiabilité en électronique de puissance suivi de l'intégration de la fiabilité prévisionnelle dans une approche de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques entrelacés pour des applications embarquées automobiles.

Cette approche est basée sur une optimisation multi-physique permettant d'intégrer les contraintes de conception d'une manière progressive et considère l'aspect fiabilité des composants de puissance. La méthode proposée est appliquée à un convertisseur Buck entrelacé embarqué, elle permet de pré-dimensionner ce convertisseur en déterminant notamment le nombre optimal de cellules sous contraintes: électriques, rendement, thermiques, encombrement et particulièrement la fiabilité qui se retrouve au même niveau que ces dernières pour éliminer tous les risques de faisabilité dès la phase de pré-dimensionnement.

Pour réaliser cette approche de pré-dimensionnement, une modélisation de la fiabilité est effectuée avec deux méthodes ; une basée sur les données des tests accélérés et l'autre basée sur les modèles de recueils de fiabilité. Les étapes d'évaluation de la fiabilité ont été présentées et leur intégration dans une démarche d'évaluation de la durée de vie a été validée.

Dans un premier temps, une évaluation directe de la fiabilité du convertisseur étudié a été effectuée pour deux profils de mission : une direction assistée électrique avec un fonctionnement discontinue et dépendant de la conduite du véhicule et un profil réseau de bord automobile avec des sollicitations plutôt continues. Les deux méthodes d'évaluation de la fiabilité présentées dans ce chapitre (à base de tests accélérés et à base de recueils) ont conduit à des durées de vie différentes mais des tendances similaires ont été observées en termes de l'influence du profil de mission et l'impact sur les principaux paramètres d'optimisation. En suite, la fiabilité a été intégrée dans la méthodologie de conception par optimisation comme contrainte au même niveau que les autres contraintes à travers une optimisation mono-objectif. Après cette optimisation mono-objectif, la fiabilité a été considérée comme objectif à maximiser dans le cadre d'une optimisation bi-objectif (volume, durée de vie).

Les résultats obtenus ont montré que le fait d'intégrer cet aspect de fiabilité dès la phase de pré-dimensionnement permet de choisir une architecture optimale et des composants adéquats pour répondre aux exigences du cahier des charges tout en gardant les performances et les avantages offerts par le convertisseur multicellulaire.

Après avoir exploré une fiabilisation par conception du convertisseur entrelacé étudié, une autre potentialité est explorée, dans le chapitre suivant, à travers l'étude de la commande dédiée à ce convertisseur. En effet, ce type de convertisseur permet une modularité en nombre de cellules offrant la possibilité d'améliorer la fiabilité des applications critiques

pour augmenter d'un côté la disponibilité en cas d'une panne grâce à la reconfiguration (fiabilisation par tolérance aux défauts), ou d'un autre coté d'adapter pour les applications dont l'alimentation est mutualisée, le nombre de cellules à la puissance débitée afin de garder les meilleures performances de fonctionnement.

CHAPITRE IV :

FIABILISATION PAR TOLERANCE AUX DEFAUTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES EMBARQUES

CHAPITRE IV : FIABILISATION PAR TOLERANCE AUX DEFAUTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES EMBARQUES

4.1 INTRODUCTION

Après avoir présenté dans le chapitre précédent, l'intégration de la fiabilité dans la démarche de conception. C'est ce que nous avons appelé la "fiabilisation par conception" qui consiste à considérer l'aspect fiabilité parmi les contraintes imposantes de conception, au même niveau d'importance que les contraintes habituelles (encombrement, masse, rendement, thermique, CEM) dès la phase de pré-dimensionnement. De ce fait, des risques de défaillance peuvent être levés tôt lors de la conception.

Nous portons une attention particulière dans ce chapitre à une autre voie pertinente qui concerne la "fiabilisation par la commande". Cela consiste en une adaptation de la commande afin d'assurer un fonctionnement en mode dégradé en présence d'une défaillance inhérente à la sécurité ou au bon fonctionnement. Nous parlons ici de la commande tolérante aux défauts ou tolérante aux fautes. Dans ce cas, l'adaptation de la commande peut s'effectuer par reconfiguration des paramètres de la commande pour mieux tolérer le défaut ou par basculement vers une loi de commande plus robuste et mieux adaptée au défaut.

L'objectif final est de déterminer, pour une application et un cahier des charges donnés, quelle part de fiabilité peut être supportée par la commande et quelle part doit être intégrée lors de la conception sous contraintes multi-physiques.

Dans un premier temps, la modélisation et la synthèse de la loi de commande sont introduites. Des architectures de commandes tolérantes aux défauts sont ensuite développées. A la fin de cette section, les résultats obtenus sont présentés et analysés.

4.2 MODELISATION ET COMMANDE DES HACHEURS BUCK ENTRELACES

La synthèse de la loi de commande est une étape importante lors de la conception des convertisseurs statiques. Cette commande agit sur les performances dynamiques, la stabilité et la continuité de service. En effet, les principaux objectifs du contrôle du convertisseur entrelacé sont :

- Maintenir la tension de sortie du convertisseur V_0 à sa valeur de référence.
- Assurer une répartition équilibrée du courant entre les différentes cellules.
- Satisfaire la demande de la charge tout en assurant une dynamique rapide.
- Avoir une faible sensibilité à la variation des paramètres.

Pour atteindre ses objectifs, plusieurs approches ont été développées dans la littérature [HaMc11, HeLu06, ShQR10, VsKA13], allant des commandes classiques basées sur des boucles en cascade (tension-courant) utilisant principalement des contrôleurs de type PID,

jusqu'aux techniques de commande avancées tels que le mode glissant, passivité, logique floue ...etc.

Dans le cadre de notre travail, nous allons aborder deux méthodes : une commande classique basée sur des correcteurs PI et une commande robuste utilisant l'approche de Backstepping.

Un autre point qui concerne la tolérance aux défauts est considéré et fera l'objet de la section suivante. Cette tolérance aux défauts vise à assurer la continuité de fonctionnement en cas d'arrêt d'une cellule, en raison d'une défaillance, à travers les autres cellules qui prolongeront leurs temps de fonctionnement pour compenser cette perte. La robustesse du système est ainsi améliorée grâce à la prédisposition des convertisseurs entrelacés à la redondance matérielle

4.2.1 MODELISATION EN VUE DE LA COMMANDE

Un modèle en vue de la commande du convertisseur Buck entrelacé est élaboré en considérant les différentes séquences de fonctionnement selon l'état des interrupteurs. Le convertisseur peut être ainsi représenté par un système d'équations basé sur un modèle aux valeurs moyennes. Pour cela, nous considérons ici les interrupteurs parfaits et nous négligeons les résistances internes des inductances et des condensateurs :

$$\begin{cases} L_i \frac{di_{Li}}{dt} = E \alpha_i - V_0 \\ C \frac{dV_C}{dt} = I_L - \frac{V_0}{R} \end{cases} \quad (\text{Eq IV.1})$$

Avec :

- i_{Li} est le courant qui traverse l'inductance i ,
- I_L le courant à la sortie du convertisseur,
- E la tension d'entrée,
- V_0 la tension de sortie du convertisseur.

Ce modèle est directement utilisable pour réaliser une simulation du convertisseur, dans un environnement de type Matlab™/Simulink, il sera particulièrement exploité dans la suite à des fins de synthèse de contrôleurs.

4.2.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE

Pour simplifier la synthèse des deux lois de commande proposées, le modèle moyen présenté auparavant est utilisé. Par ailleurs, afin d'évaluer les performances de chaque technique, une étude comparative des résultats sous l'environnement Matlab™/Simulink est menée pour le même cahier des charges.

4.2.2.1 COMMANDE CLASSIQUE UTILISANT DES CONTROLEURS PI

La Figure IV.1 illustre le principe de cette commande, qui s'appuie ici sur architecture de contrôle en cascade, une boucle interne de courant et une boucle externe de tension.

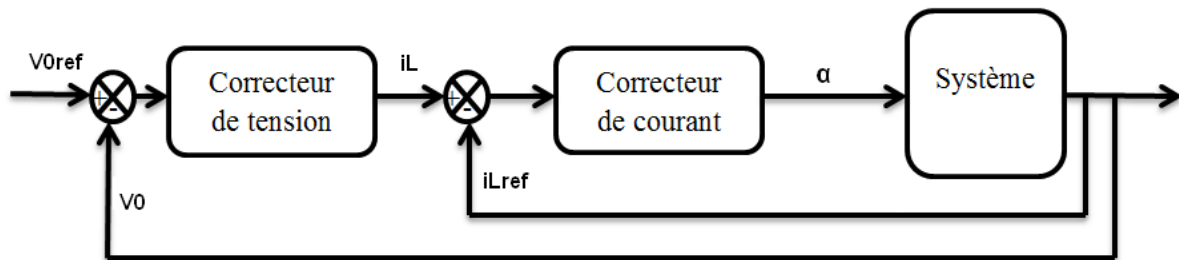


FIGURE IV.1 : SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE CLASSIQUE

On voit apparaître explicitement les deux boucles à savoir :

- Boucle interne rapide : Commande donnée par la boucle du courant qui permet d'assurer la trajectoire du courant en délivrant le rapport cyclique.
- Boucle externe lente : Boucle de tension contrôlant la trajectoire du bus continu permettant ainsi d'interpréter la demande de la charge et de générer la trajectoire de référence du courant.

Les correcteurs utilisés sont à action proportionnelle – Intégrale PI. Dans l'annexe III est donnée une étude détaillée concernant la mise au point et le réglage de cette approche. Par ailleurs, il existe différentes architectures de commande classique utilisant des correcteurs PI, leurs différences résident dans le choix des courants à réguler. En effet, contrairement à la régulation de tension qui est faite sur la tension de sortie du convertisseur, la régulation de courant peut être envisagée de différentes manières [YBAL14]:

- La régulation du courant sur une seule cellule du convertisseur avec ou sans prise en compte du courant de la charge comme perturbation.
- La régulation du courant de chaque cellule du convertisseur.
- Introduction d'une boucle d'équilibrage des courants entre les différentes cellules du convertisseur.

Une étude comparative de ces différentes techniques a été menée en utilisant un échelon de puissance comme profil de la charge et dont la synthèse est présentée dans le Tableau IV.1 ci-dessous.

TABLEAU IV.1 : COMPARAISON DES DIFFERENTES ARCHITECTURES : COMMANDE PI

	Régulation du courant sur une seule cellule (sans perturbation)	Régulation du courant sur une seule cellule (avec perturbation)	Régulation du courant de chaque cellule	Introduction d'une boucle d'équilibrage des courants
Tension de sortie	Régulée/stable	Régulée/stable	Régulée/stable	Régulée/stable
Répartition des courants en régime permanent	Egalité	Egalité	Egalité	Egalité
Réponse dynamique	74 ms	62ms	22ms	18ms
Ondulation de tension	0.01%	0.04%	0.02%	0.04%
Ondulation du courant de sortie	0.95%	0.91%	0.92%	1.2%

L'étude a montré que les différentes techniques de commande utilisées permettent de bien satisfaire le cahier des charges avec des performances plus ou moins différentes. En effet, la technique de régulation du courant de chaque cellule du convertisseur offre un bon compromis avec de meilleures performances dynamiques ainsi qu'une stabilité et une robustesse accrue vis-à-vis des variations de la charge. Dans ce qui va suivre, nous allons utiliser cette technique comme référence de la commande classique.

4.2.2.2 COMMANDE ROBUSTE PAR LA TECHNIQUE DE BACKSTEPPING

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La commande par la technique de Backstepping en fait partie [ElGi07a, HaMc11, MaVH13, MDGM13]. Elle propose une méthode de synthèse systématique qui est basée sur la décomposition du système entier, qui est généralement multi-variable et d'ordre élevé, en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée et servira comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande du système complet. Contrairement aux méthodes de linéarisation, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov [ElGi07a, Mess12].

Le but est de trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique de Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

Dans le but de simplifier la synthèse de cette commande pour l'exemple étudié (convertisseur entrelacé), nous considérons un modèle équivalent moyen d'un convertisseur à q cellules. Il s'agit de ramener les q cellules à une cellule équivalente comme présenté sur la Figure IV.2.

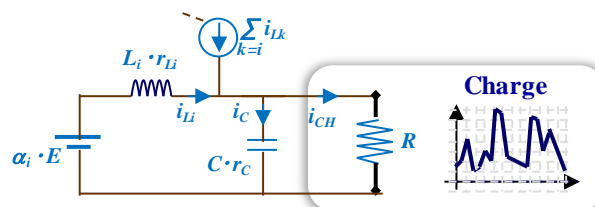


FIGURE IV.2 : CIRCUIT EQUIVALENT D'UN HACHEUR SERIE ENTRELACE

Avec :

- r_{Ci} et r_{Li} sont les valeurs des résistances parasites de C et L_i .
- La variable α_i est la valeur moyenne de la commande.

- La source de courant $\sum_{k \neq i} i_{Lk}$ représente la somme de tous les courants fournis par les $(q-1)$ cellules restantes.
- Les inductances sont considérées comme étant identiques.

Les équations qui décrivent ce modèle équivalent sont :

$$\frac{di_{Li}}{dt} = -\frac{1}{L}v_0 - \frac{r_L}{L}i_{Li} + \mu_i \frac{E}{L}, i = 1, \dots, q \quad (\text{Eq IV.2.A})$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C}I_L - \left(\frac{1}{RC} + r_c \frac{N}{L}\right)v_0 + r_c \frac{E}{L} \sum_{i=1}^q \mu_i \quad (\text{Eq IV.2.B})$$

Avec :

- q est le nombre de cellules en parallèle,
- i_{Li} la valeur moyenne du courant parcourant l'inductance L_i ,
- V_0 la valeur moyenne de la tension de sortie
- α_i la variable de commande d'entrée de la cellule i .
- Le courant I_L représente la somme des courants i_{Li} , avec $I_L = \sum_{i=1}^q i_{Li}$.

Le modèle (Eq 4.2) est utile pour construire un simulateur de haute précision pour le convertisseur. Cependant, il ne peut pas être fondé sur les lois d'un contrôle continu car il implique des paramètres incertains. En effet, les résistances parasites ne sont pas connues avec précision, car elles varient avec la température. La charge R et la source de tension E sont à leur tour soumises à des incertitudes, plus précisément il est supposé que :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_0}(1 + \Delta_R(t)) \quad (\text{Eq IV.3.A})$$

$$E = E_0(1 + \Delta_E(t)) \quad (\text{Eq IV.3.B})$$

Avec :

- (R_0, E_0) sont les valeurs nominales (connues),
- $(\Delta_R(t), \Delta_E(t))$ sont les incertitudes (inconnues mais bornées).

En substituant (Eq 4.3.A-B) dans (Eq 4.2.A-B), on obtient le modèle suivant :

$$\frac{di_{Li}}{dt} = a_1 v_0 + b_1 \alpha_i + \varphi_{1i}^T \Delta \quad (\text{Eq IV.4.A})$$

$$\frac{dv_0}{dt} = a_2 I_L + a_3 v_0 + \varphi_2^T \Delta \quad (\text{Eq IV.4.B})$$

Avec :

- $a_1 = -\frac{1}{L}, a_2 = \frac{1}{C_e}, a_3 = -\frac{1}{R_0 C_e}, b_1 = \frac{E_0}{L}$: Paramètres constants,
- $\varphi_{1i}^T = [i_{Li} \ 1 \ 0 \ 0]$ et $\varphi_2^T = [0 \ 0 \ v_0 \ 1]$: Vecteurs des mesures de la tension et des courants.

- $\Delta^T = [\Delta_1 \Delta_2 \Delta_3 \Delta_4]$, où $(\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4)$: Fonctions des incertitudes qui dépendent de (Δ_R, Δ_E) et des résistances parasites (r_L, r_c) .

Le nouveau modèle est plus simple pour la conception de la commande avec des parties nominales et incertaines clairement distinguées. Nous nous basons sur ce modèle pour construire la commande du convertisseur multicellulaire. Cette dernière est conçue en deux étapes. Dans un premier temps et dans l'équation (IV.4.B), on considère une commande virtuelle intermédiaire $\mu_1 = a_2 I_L$ qui a comme première référence désirée $\mu_0 = V_{0ref}$. Ceci conduit à une erreur de régulation $e_1 = V_0 - V_{0ref}$.

Pour ce système, la fonction de Lyapunov V_1 est choisie sous une forme quadratique[ELGi07b] (sous forme d'énergie) : $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$

Sa dérivée temporelle est : $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (a_2 I_L + a_3 v_0 + \varphi_2^T \Delta)$

Un choix judicieux de μ_1 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique du système tel que :

$$\mu_1 = -c_1 e_1 - a_3 V_0 - k_1 |\varphi_2|^2 e_1 \quad (\text{Eq IV.5})$$

Avec : $c_1 > 0$ est une constante de conception et $k_1 > 0$ est une constante de réglage.

Etant donné que $\mu_1 = a_2 I_L$ n'est pas l'entrée de commande réelle, on ne peut pas solliciter la convergence de l'erreur $a_2 I_L - \mu_1$ à zéro. Avec l'hypothèse d'une répartition équilibrée des courants, nous définissons la variable d'erreur suivante : $e_{2i} = a_2 i_{Li} - \frac{\mu_1}{N}$

L'étape suivante consiste à déterminer une loi de variation pour chaque signal de commande α_i pour que l'ensemble des erreurs e_1 et e_{2i} ($i=1, \dots, q$) s'annulent asymptotiquement.

Finalement, la loi de commande pour le système entier est donnée par :

$$\alpha_i = \frac{1}{a_2 b_1} (-\Psi - e_1 - c_2 e_{2i} - k_2 |\varphi_{3i}|^2 e_{2i}) \quad (\text{Eq IV.6})$$

Avec :

- $c_2 > 0$ est une constante de conception et $k_2 > 0$ est une constante de réglage,
- $\varphi_{3i}^T = a_2 \varphi_{1i}^T + \frac{1}{q} (c_1 + a_3 + k_1 |\varphi_2|^2 + 2k_1 z_1 v_0) \varphi_2^T$,
- $\Psi = a_1 a_2 v_0 + \frac{1}{q} (a_3 + 2k_1 e_1 v_0) (a_2 I_L + a_3 v_0) - \frac{1}{q} (c_1 + k_1 |\varphi_2|^2) \sum_{i=1}^q e_{2i}$

Par cette technique de commande, nous assurons un contrôle efficace des différentes cellules du système tout en respectant les spécifications de la charge.

4.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, et afin de bien étudier le comportement et évaluer les performances des lois de commande synthétisées, nous avons simulé sous l'environnement Matlab/Simulink le

comportement d'un Buck entrelacé de 3 cellules suivant le même cahier des charges, à savoir :

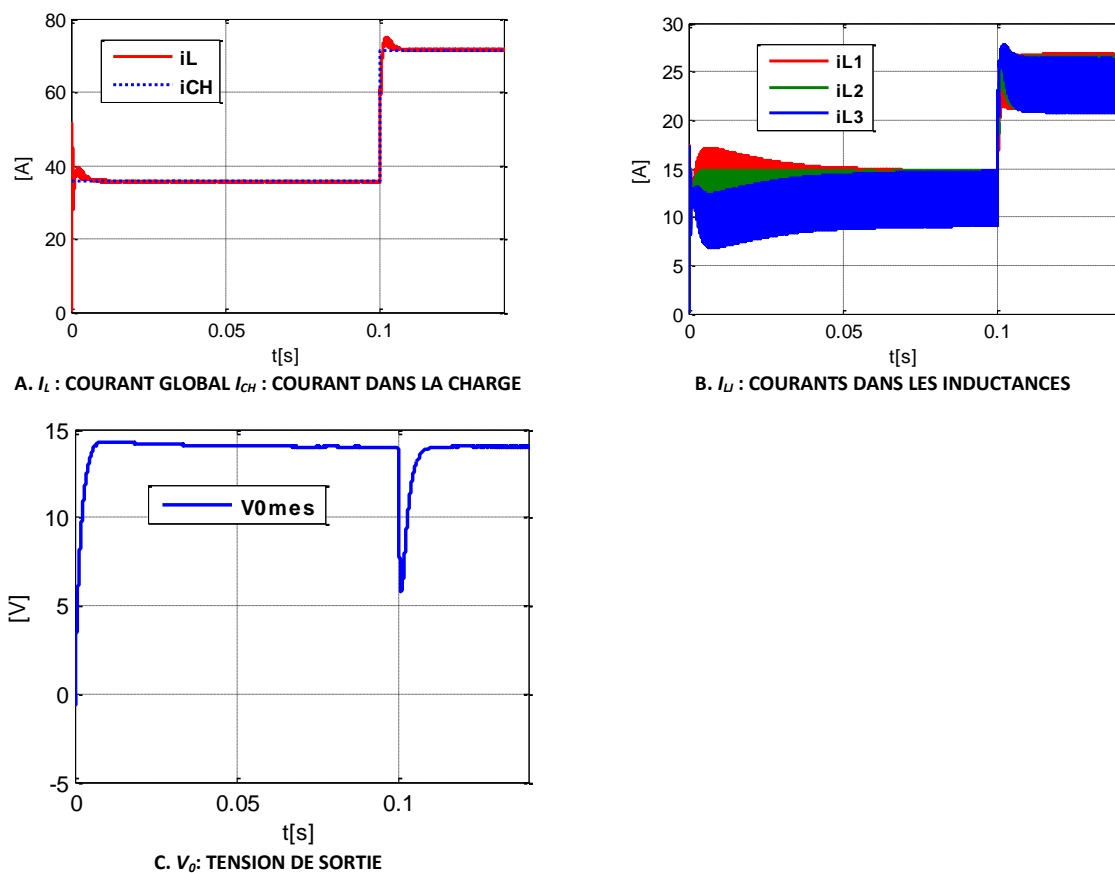
- Une puissance nominale de 0.5 kW
- Une conversion 42/14 V
- Ondulations maximales du courant et de la tension de sortie : 10%
- Rendement minimal : 80%

Les résultats d'optimisation utilisés dans notre étude sont les suivants :

- Nombre de cellules : $q = 3$
- Fréquence de découpage : $F = 20\text{kHz}$
- Inductance de lissage : $L = 86.6 \mu\text{H}$
- Condensateur de filtrage : $C = 0.56 \text{ mF}$

4.2.3.1 RESULTATS DE SIMULATION AVEC LA COMMANDE CLASSIQUE

Les résultats obtenus avec cette commande sont donnés sur la Figure IV.3 en considérant un profil de charge avec un échelon de puissance (de 0.5 à 1 kW). Ces résultats représentent respectivement le courant global I_L , les courants dans les cellules i_{Li} et la tension du bus V_0 .



Nous pouvons constater une bonne réponse du système avec une dynamique un peu lente suivant la trajectoire de la charge. Ainsi, la tension du bus (Figure IV.3.C) est légèrement

affectée (chute de tension) mais converge bien vers sa valeur de référence ($V_{0ref} = 14 \text{ V}$) et est globalement bien régulée avec une ondulation faible inférieure à 1%.

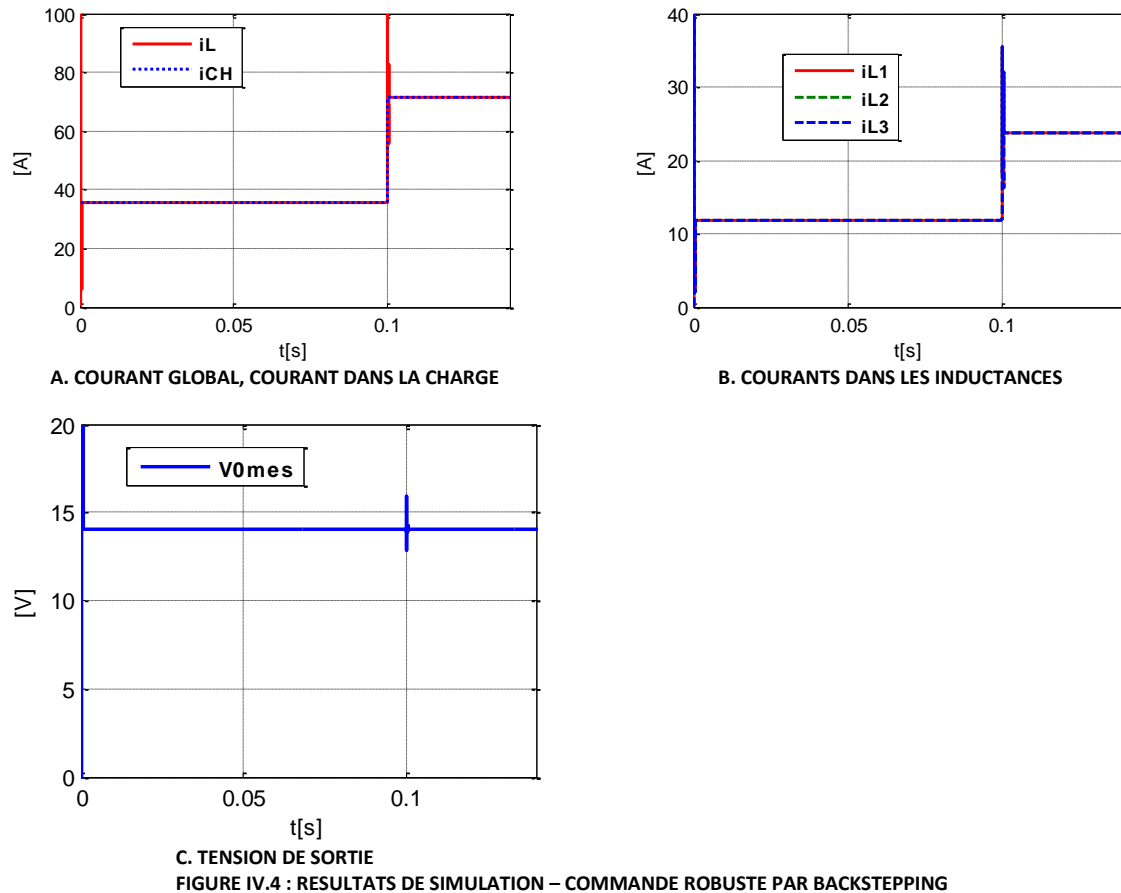
La puissance de la charge est quant à elle bien respectée à l'image du courant globale (Figure IV.3.A). La répartition des courants s'opère correctement et permet d'assurer un bon équilibrage entre les cellules (Figure IV.3.B). En effet ceci est rendu possible grâce à la technique de commande utilisant un régulateur unitaire par cellule. De plus, les ondulations constatées du courant de sortie (< 10%) ainsi que dans les cellules (< 50%) sont très favorable aux performances du système.

Il est à noter que la réponse de la tension du bus peut être améliorée (limitation de la chute de tension) en agissant sur les paramètres des correcteurs, mais au risque de créer un déséquilibre entre les cellules.

4.1.3.1 RESULTATS DE SIMULATION AVEC LA COMMANDE ROBUSTE

Dans l'optique de tester cette seconde approche algorithmique de commande basée sur la technique du Backstepping, des simulations ont été effectuées utilisant le même modèle sous l'environnement Matlab/Simulink.

La Figure IV.4 présente la réponse du système sollicité par le même profil de puissance que précédemment. Nous constatons que la commande assure un pilotage parfait du système avec d'excellentes performances. En effet, le système réagit rapidement aux sollicitations de la charge (Figure IV.4.A) tout en maintenant la tension de bus qui est transitoirement affectée, mais reste régulée néanmoins à sa valeur de référence constante (Figure IV.4.C). A l'image de la tension du bus, les courants des cellules sont bien équilibrés sans erreur de poursuite (Figure IV.4.B) et avec une réponse rapide et stable, meilleure que la réponse de la commande classique. De plus, nous n'avons pratiquement pas d'ondulations de la tension et du courant à la sortie du convertisseur.



En analysant ces résultats, nous pouvons en déduire que cette approche robuste basée sur la technique du Backstepping assurant intrinsèquement la stabilité du système, a montré un excellent comportement avec de meilleures performances que la stratégie classique en termes de réponse dynamique, d'ondulations sur la tension et les courants, de la répartition des courants. De plus, cette stratégie demeure relativement simple à mettre en place.

Cependant, l'application d'un échelon de puissance de la charge a causé l'apparition de pics de courant, l'amplitude de ces pics peut être réduite en agissant sur les paramètres du correcteur Backstepping au prix d'avoir un temps de réponse un peu plus important.

4.3 COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

Dans cette partie, nous proposons de conjuguer l'avantage de structures de convertisseurs permettant naturellement une redondance matérielle pour une défaillance de composants de puissance (en position ouverte ou en court-circuit) et d'une architecture de commande tolérante aux fautes de type perte de capteurs de tension ou de courant. L'objectif est de pallier à un maximum de défauts pouvant affectés un convertisseur statique et mieux garantir la continuité de service en mode dégradé. Notons que nous utilisons le terme reconfiguration pour qualifier toute action permettant d'assurer une tolérance aux défauts, qu'elle soit au niveau du système lui-même (reconfiguration matérielle) ou au niveau de la commande (reconfiguration de la commande) [YBAL14].

4.3.1 PRINCIPE

Le principe repose sur l'utilisation d'un mécanisme de reconfiguration permettant à la fois de réadapter la commande et de reconfigurer l'architecture du convertisseur en cas de perte d'une cellule. Il permet également d'assurer un fonctionnement en mode dégradé par une reconfiguration de la commande en présence d'un défaut capteur [BoCL09].

Pour cela, le module de reconfiguration doit déterminer la configuration adaptée pour assurer la continuité de service en cas de défaut. En effet, la plupart des commandes tolérantes aux défauts sont réalisées en deux étapes :

- Une première étape de Détection du Défauts (DD), qui dans certains cas, en plus de la détection d'un éventuel défaut, permet l'isolation de l'élément défectueux.
- La seconde étape concerne la Reconfiguration de la Commande et du Système si nécessaire ou les deux en même temps : Elle assure la continuité de service du système comportant le défaut s'il est détecté. La reconfiguration se fait en développant des algorithmes basés sur des grandeurs mesurées du vecteur d'état du système, des observateurs ou encore des simples estimateurs [Abde10, Bous11].

Rappelons que sous conditions normales de fonctionnement, les signaux de commande des interrupteurs des cellules ont le même rapport cyclique et sont décalés de T_d/q (avec T_d la période de découpage et q le nombre de cellules à l'état initial). Connaissant le nombre de cellules saines et supposant connaître la (les) cellule(s) défaillante(s), le nouveau rapport cyclique est déterminé et le décalage des signaux MLI des commandes rapprochées des cellules saines est adapté. L'objectif est d'isoler la partie défaillante et assurer une continuité de service, tout en satisfaisant le besoin des charges connectées au convertisseur en termes de tension et de puissance d'alimentation.

En fonction du type de défaut, le module de reconfiguration détermine également la nécessité de commuter de la commande classique (contrôleur PI) à une commande robuste (Backstepping). Ainsi, le bloc 'switch' (Figure IV.5) joue le rôle d'un commutateur piloté par le mécanisme de reconfiguration.

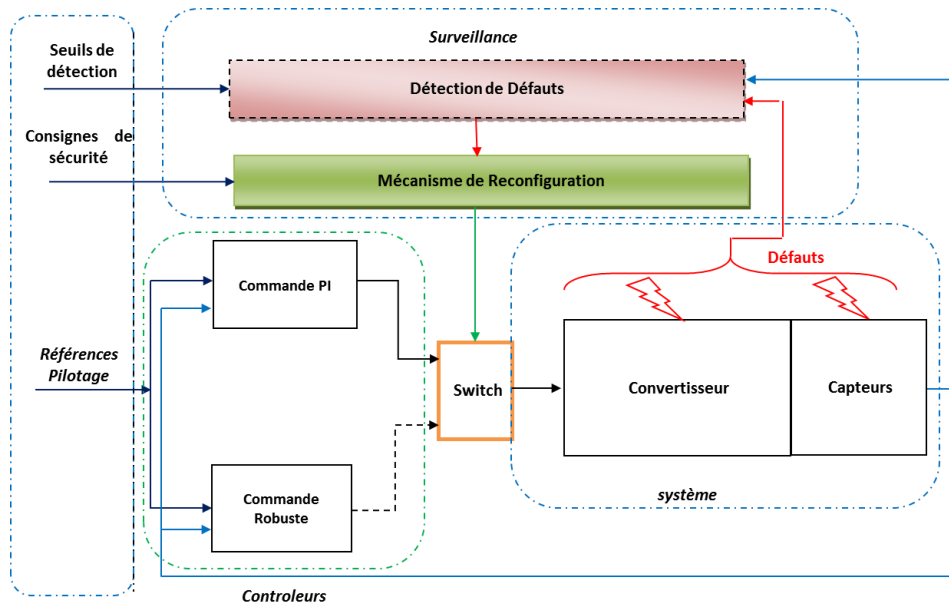


FIGURE IV.5 : PRINCIPE DE L'ARCHITECTURE TOLERANTE AUX FAUTES MISE EN PLACE.

Dans cette partie, nous allons développer une commande tolérante aux défauts suivant deux types de défauts: la perte d'une cellule avec un semi-conducteur en position ouverte et un défaut d'une mesure bruitée de la tension en sortie du convertisseur. Nous supposons qu'un défaut de court-circuit est transformé en un défaut circuit ouvert à l'aide d'une protection active, et cela, en se basant sur les deux techniques de commande précédentes. L'étape de la détection de défauts n'a pas été étudiée dans ce travail, nous supposons connaître sa sortie qui indique la cellule défectueuse (paramètre qi). Par la suite, un algorithme de reconfiguration de la commande après isolation du bras défectueux est proposé.

4.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

4.3.2.1 DEFAUTS CIRCUIT OUVERT

Les principales causes conduisant à ce type de défaut sont liées à des problèmes de signaux de la commande rapprochée, des drivers ou de détérioration et de blocage à l'état ouvert des composants de puissance. Ce type de défaut produit une perte intermittente ou permanente de la cellule affectée [Rodr05].

Pour la suite, nous supposons qu'initialement le convertisseur contient trois cellules saines suivant le même cahier des charges utilisé auparavant et alimentant une charge de 0.5 kW.

La Figure IV.6 ci-dessous présente les résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink dans le cas d'un défaut circuit ouvert affectant la 2^{ème} cellule à l'instant $t=1s$. Ces résultats sont présentés pour une commande classique avec un contrôleur de type PI.

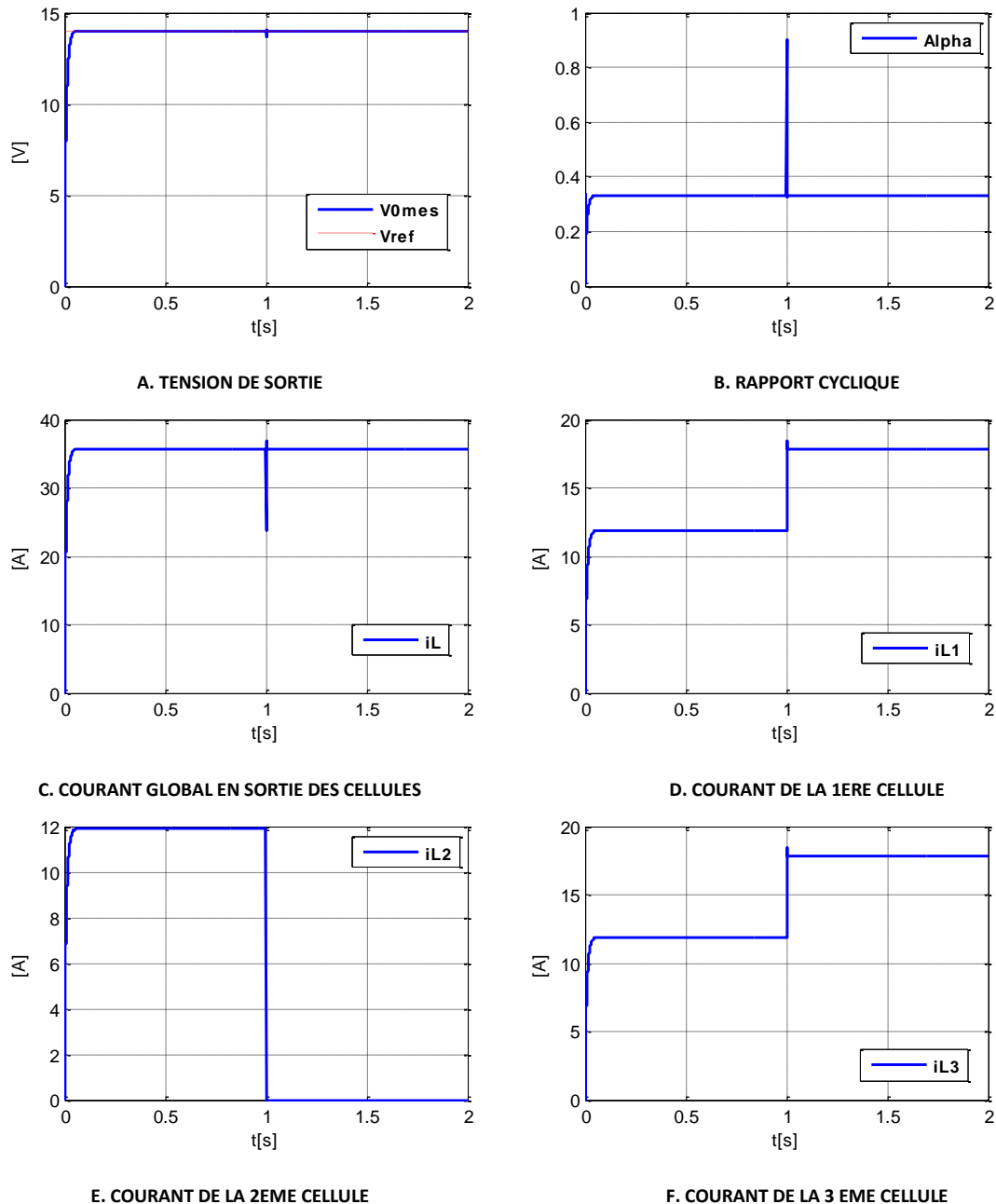


FIGURE IV.6 : REPONSE DU CONVERTISSEUR EN PRESENCE D'UN DEFAUT CIRCUIT OUVERT AFFECTANT LA 2^{EME} CELLULE

Nous constatons que la perte de la 2^{eme} cellule à $t = 1s$ a amené le mécanisme de reconfiguration à isoler celle-ci à travers une adaptation des signaux de la commande rapprochée. Ainsi, les deux cellules restantes partagent équitablement les spécifications de la charge ce qui explique l'augmentation de leur courant pour compenser la perte de la 2^{eme} cellule.

Par ailleurs, la commande classique par contrôleur PI permet d'assurer une continuité de service sans perturber le système. Dans ce cas, la commutation vers une commande robuste n'est pas nécessaire dans ce cas.

A noter que l'utilisation d'un modèle moyen du convertisseur, faisant abstraction de la période de découpage, a permis de se placer dans une situation 'favorable' à une transition

'douce' afin de valider le principe de la reconfiguration. Cette étude doit être affinée en considérant la commutation à l'échelle de la période de découpage.

4.1.1.1 DEFAUTS CAPTEUR DE TENSION

Dans une boucle de commande, une mesure erronée peut conduire à des conséquences désastreuses notamment dans les moyens de transports. Cela peut être causé par des défauts propres aux capteurs (gain, offset, ...) ou aux différents étages de la chaîne d'acquisition.

Dans ce paragraphe, nous considérons un défaut de bruit sur le capteur de tension en sortie du convertisseur (Figure IV.7).

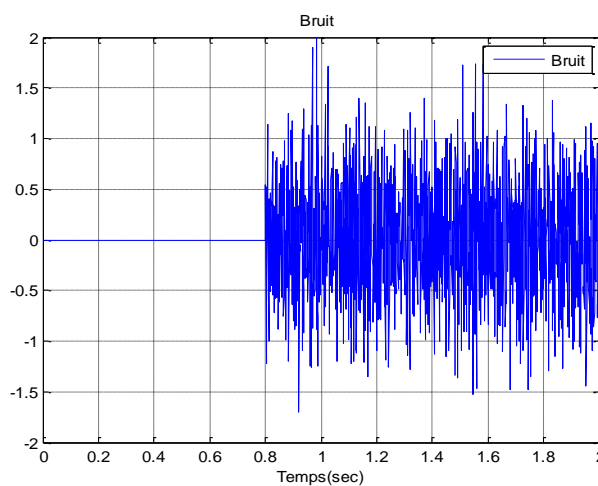


FIGURE IV.7 : BRUIT SUR LE CAPTEUR DE TENSION EN SORTIE DU CONVERTISSEUR (TENSION NOMINALE 14V)

Afin d'assurer la continuité de service sans dégradation des performances du convertisseur, la reconfiguration de la commande doit se faire au plus tôt possible après la détection de la défaillance. L'idée ici est qu'une fois le défaut détecté, la reconfiguration est réalisée en remplaçant la commande classique (contrôleur PI) par une commande robuste.

Ces deux commandes sont préalablement synthétisées pour un fonctionnement en mode normal. La Figure IV.8 montre les principaux résultats de simulation obtenus pour cette reconfiguration. Notons que le bruit capteur est appliqué à $t=0.8s$ et la commutation de la commande nominale vers la commande robuste s'effectue volontairement à $t=1.2s$.

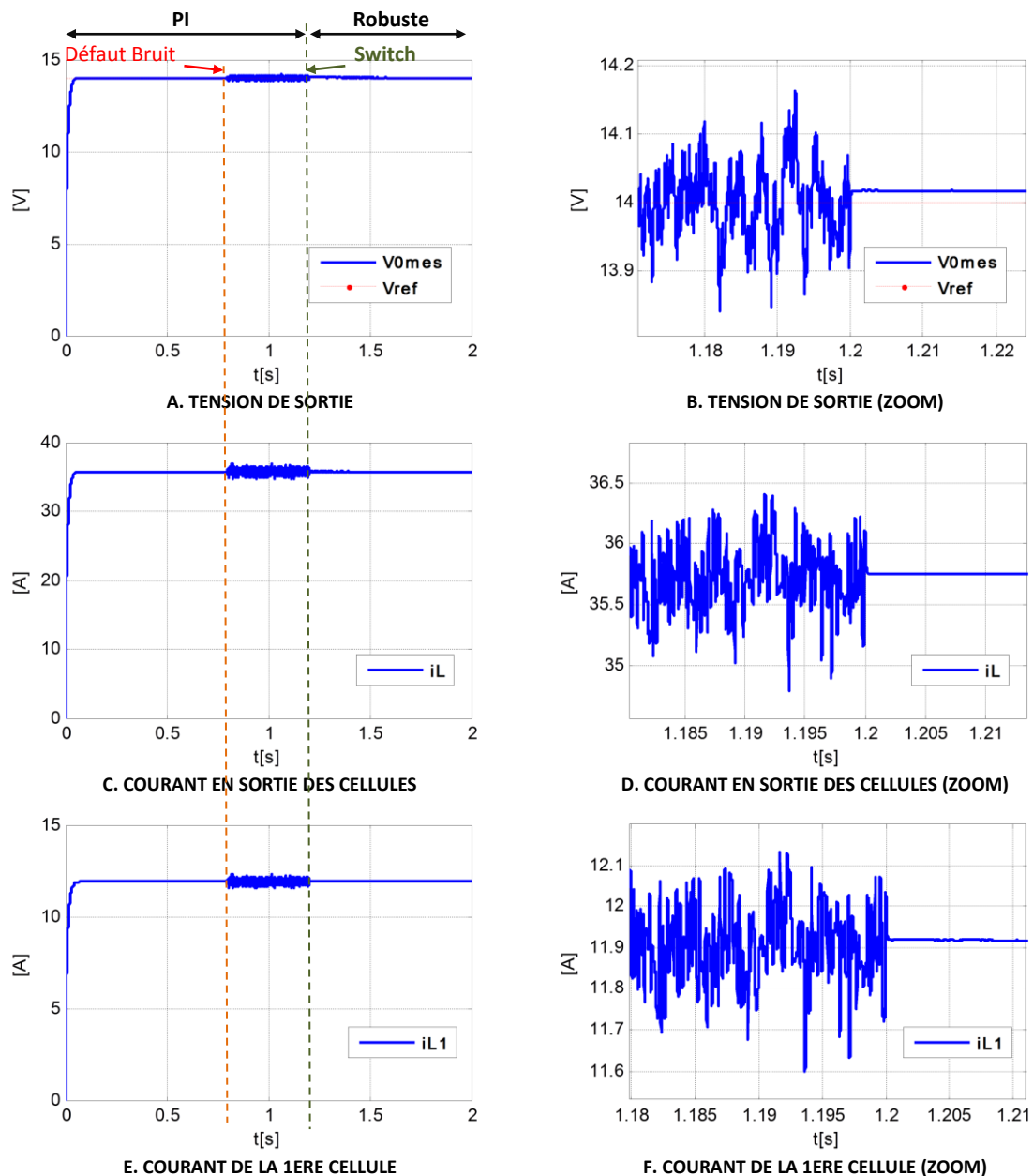


FIGURE IV.8 : REPONSE DU CONVERTISSEUR EN PRESENCE D'UN DEFAUT CAPTEUR DE TENSION AVEC RECONFIGURATION DE LA COMMANDE : COMMUTATION DE LA COMMANDE PI VERS LA COMMANDE ROBUSTE

Nous constatons que la commande classique de type PI n'arrive pas à rejeter la perturbation causée par le bruit du capteur de tension (tension et courants bruités) ce qui peut impacté le bon fonctionnement du convertisseur et sa charge. Cependant, ce bruit est atténué dès la commutation vers la commande robuste. Cette commutation ne présente quasiment pas de régime transitoire car la commande classique et la commande robuste sont calculées en parallèle.

4.4 VALIDATION EXPERIMENTALE

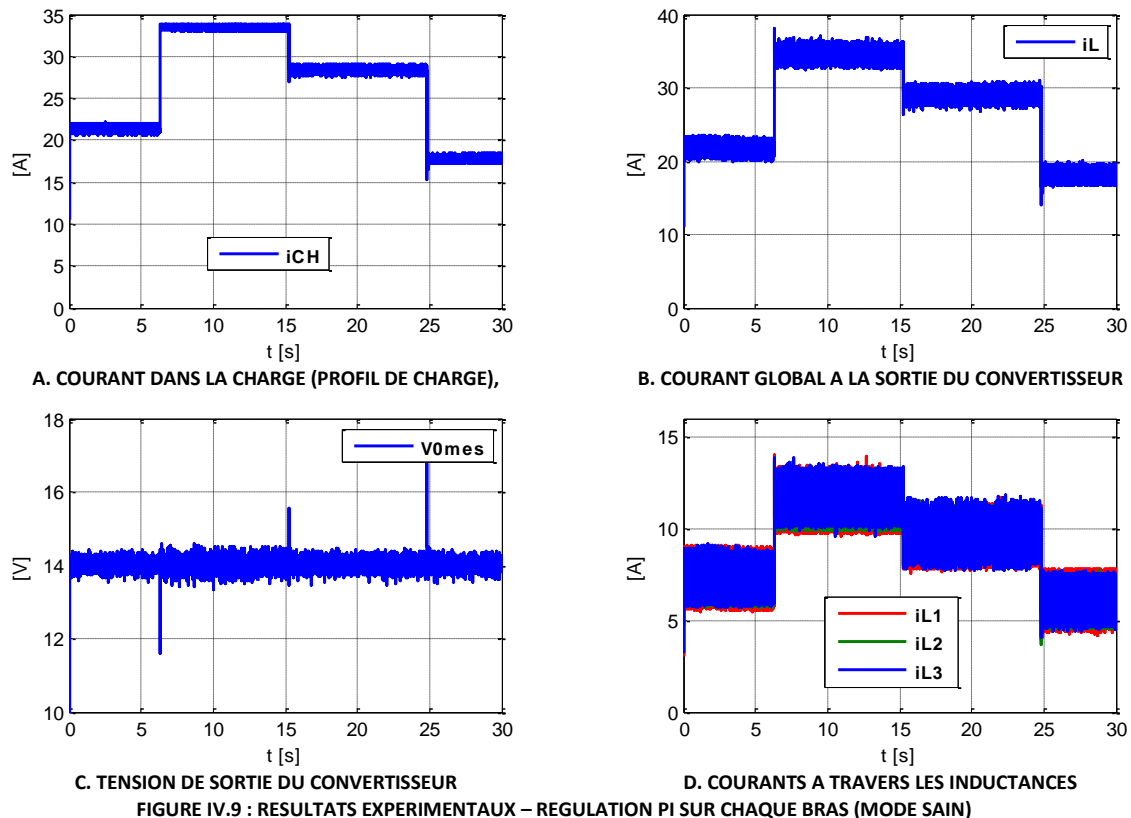
Nous avons vu précédemment dans les résultats de simulation, les performances obtenues avec les différentes approches proposées notamment en mode dégradé. Dans cette section est présentée une validation en mode sain et dégradé sur le banc expérimental développé et présenté dans le chapitre II.

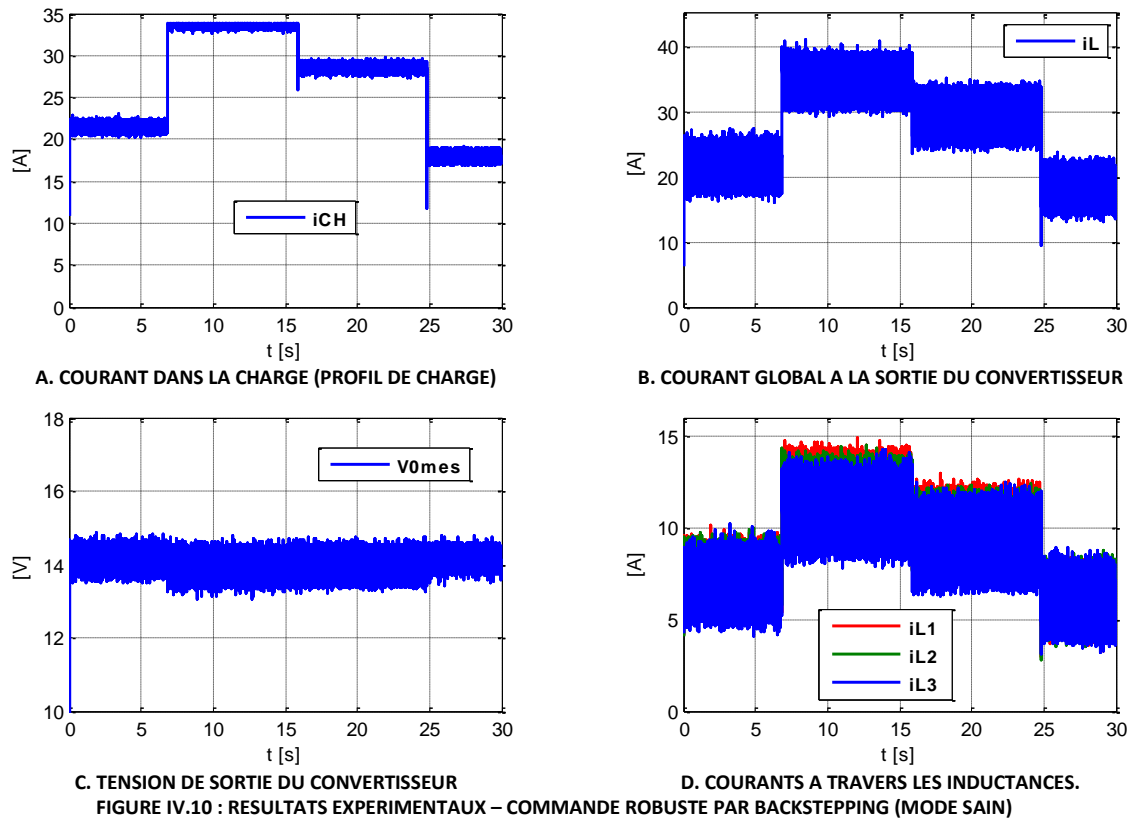
Il est à noter que la carte DS1103 utilisée ne permettant pas des temps d'échantillonnage supérieur à 7.10^{-5} s pour notre modèle Simulink, du fait que ce dernier est assez lourd et complexe. Nous avons donc choisi de travailler à une fréquence de découpage de 10kHz au lieu de 20kHz imposée par le cahier des charges.

4.1.2 MODE DE FONCTIONNEMENT SAIN :

Afin de s'intéresser au fonctionnement sans défauts (sain), nous avons réalisé le montage correspondant aux deux techniques de commande étudiées en simulation: la commande classique avec régulation du courant sur chacun des trois bras et la commande robuste par Backstepping.

Les résultats des tests sont illustrés dans la Figure IV.9 et la Figure IV.10 suivantes, avec un profil de charge utilisant une succession d'échelons de puissance (Le profil utilisé suit une variation dans une plage allant de 40% à 95% de la puissance maximale fixée à 0.5 kW).





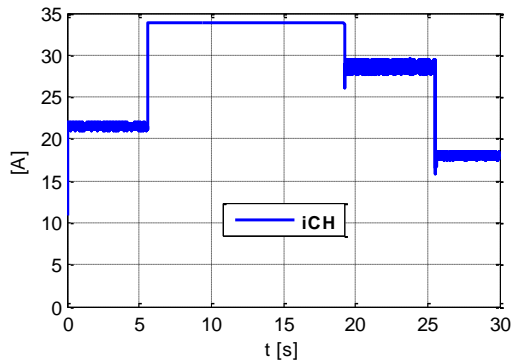
Conformément aux résultats de simulation, il apparaît clairement que les objectifs de la commande sont satisfaits pour les deux commandes utilisées, reflétant ainsi l'efficacité des deux approches développées. En effet, la tension de sortie du convertisseur suit bien sa référence (14V) et reste stable malgré la variation de la puissance et courant débité par la charge.

Nous constatons également une bonne répartition des courants entre les trois cellules, indépendamment du niveau de courant. A titre comparatif, les ondulations de la tension de sortie (5% pour la commande PI et 7% pour la commande Backstepping) et du courant global à la sortie du convertisseur (17% pour la commande PI et 19% pour la commande Backstepping) sont en contradiction avec les résultats trouvés en simulation. Ceci peut être dû aux paramètres utilisés pour le Backstepping qui sont des constantes positives aléatoires. Cependant, les valeurs des ondulations restent inférieures aux limites fixées par le cahier des charges. En plus les pics sur le signal de la tension de sortie à chaque variation du courant de la charge avec la commande classique PI sont inexistantes avec la commande robuste.

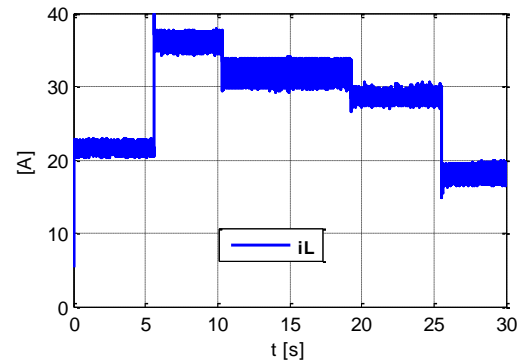
4.4.1 MODE DE FONCTIONNEMENT DEGRADE :

Dans cette partie, sont présentés les résultats expérimentaux obtenus pour le mode de fonctionnement dégradé. Ces résultats sont obtenus en colicitant le système suivant le même profil de puissance que celui employé pour la validation du mode de fonctionnement sain. Cependant, lorsque le convertisseur fournit sa puissance maximale, nous simulons la présence d'un défaut sur l'une des trois cellules et relevons les variations des différentes

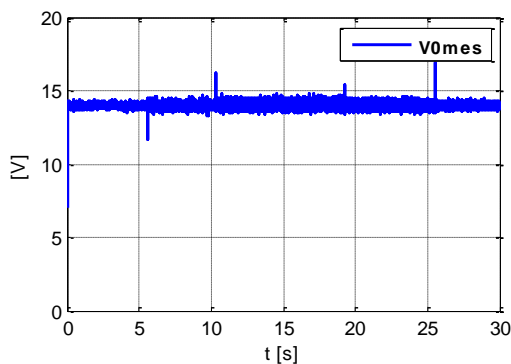
grandeurs électriques. Les résultats obtenus pour les deux lois de commande sont présentés sur la Figure IV.11 et la Figure IV.12 :



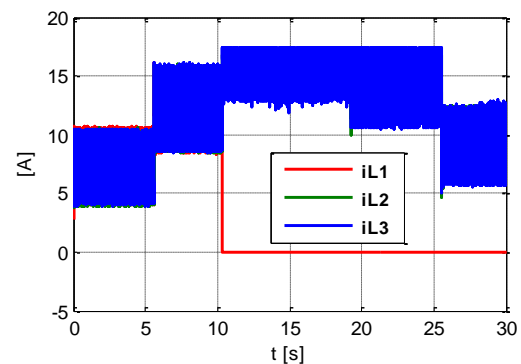
A. COURANT DANS LA CHARGE (PROFIL DE CHARGE)



B. COURANT GLOBAL A LA SORTIE DU CONVERTISSEUR

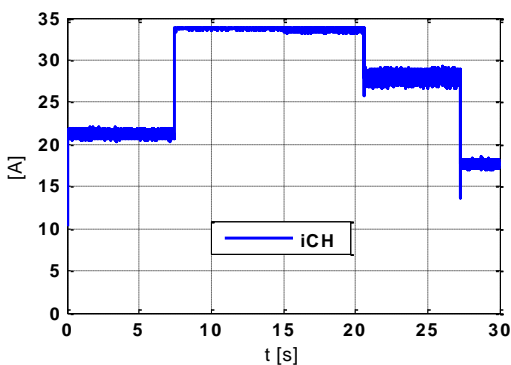


C. TENSION DE SORTIE DU CONVERTISSEUR

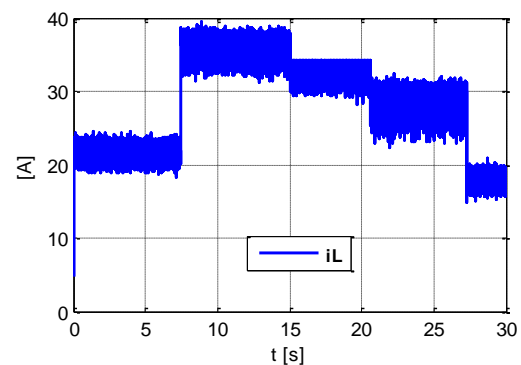


D. COURANTS A TRAVERS LES INDUCTANCES

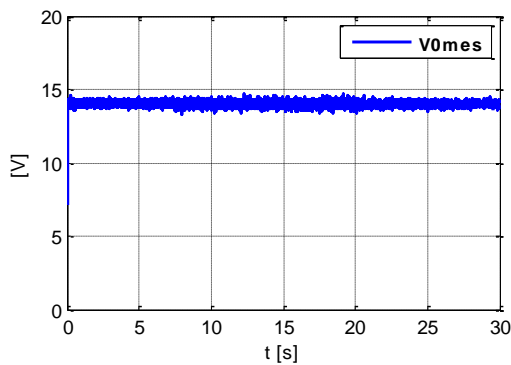
FIGURE IV.11 : RESULTATS EXPERIMENTAUX – REGULATION PI SUR CHAQUE BRAS (MODE DEGRADE)



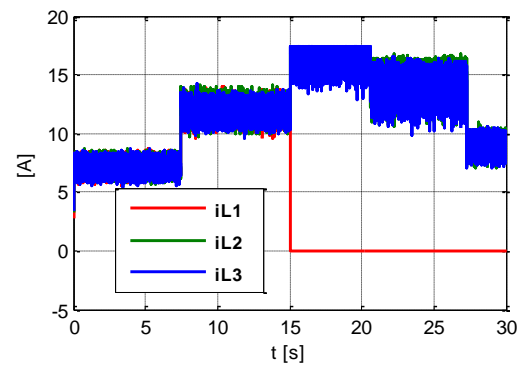
A. COURANT DANS LA CHARGE (PROFIL DE CHARGE)



B. COURANT GLOBAL A LA SORTIE DU CONVERTISSEUR



C. TENSION DE SORTIE DU CONVERTISSEUR,



D. COURANTS A TRAVERS LES INDUCTANCES

FIGURE IV.12 : RESULTATS EXPERIMENTAUX – COMMANDE ROBUSTE PAR BACKSTEPPING (MODE DEGRADE)

A l'instar du mode de fonctionnement sain, les résultats de la Figure IV.11 et la Figure IV.12 nous permettent également de valider les résultats obtenus en simulation. En effet, la régulation de la tension de sortie et des courants dans les cellules reste assurée même en présence de défaut, en l'occurrence, la perte de la 1^{ère} cellule à $t=15s$ à travers une adaptation des signaux de la commande rapprochée, pilotée par le mécanisme de reconfiguration. Ce type de fonctionnement permet d'assurer une continuité de service même en présence d'un défaut et donc une meilleure disponibilité du système embarqué.

Lors de la perte d'une cellule, les deux cellules restantes assurent le transfert du même courant à la charge et donc de la même puissance qu'avant l'apparition du défaut pour compenser la perte de la cellule ce qui explique l'augmentation de leur courant et la nécessité de surdimensionner les composants de puissance. Cela a conduit à l'introduction d'une limitation en courant lors du fonctionnement en mode dégradé, afin de ne pas détériorer les composants de puissance des cellules restantes. Les ondulations supérieures constatées en mode dégradé pour la commande avec des contrôleurs PI par rapport à la commande Backstepping, s'expliquent par le fait que les correcteurs PI sont dimensionnés pour fonctionner autour d'un point de fonctionnement alors que la technique Backstepping peut fonctionner sur toute la plage de fonctionnement. En ce qui concerne la réponse dynamique, la commande robuste a une réponse plus rapide que la commande avec contrôleurs PI. Ce qui permet de confirmer davantage les résultats de simulation.

4.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé une approche de fiabilisation par la commande permettant d'augmenter la disponibilité d'un convertisseur entrelacé et d'assurer la continuité de service en présence d'un défaut de type circuit ouvert ou défaut capteur de tension. Il s'agit de faire dérouler en parallèle de plusieurs contrôleurs un algorithme permettant l'isolation d'une cellule défaillante et la reconfiguration du convertisseur et sa commande.

Les résultats obtenus sur le banc d'essai confirment que les objectifs de la commande sont remplies, aussi bien pour la régulation de la tension de sortie que pour la répartition des courants entre les différentes cellules, et cela avec les deux lois de commande utilisées. A titre comparatif, nous pouvons dire que la commande robuste par Backstepping présente de nombreux avantages par rapport à la commande PI, entre autres, nous pouvons citer : un bon fonctionnement sur toute la plage de puissance assurant ainsi la continuité de service, une meilleure réponse dynamique, des ondulations de courant inférieures, l'absence de creux de tension sur le bus continu lors des variations de la puissance de charge. Cependant, la difficulté de cette commande réside dans le choix des paramètres du correcteur. En effet, ces paramètres sont des variables positives aléatoires et sont choisies par tâtonnement contrairement à la commande classique PI, dont la méthode de calcul des correcteurs est assez simple.

Par ailleurs, le mécanisme de reconfiguration nécessite la détection et la localisation des défauts. Dans le cas du convertisseur entrelacé étudié, nous nous sommes focalisés sur les aspects architecture de commande tolérante aux défauts et reconfiguration du système et sa commande en supposant la partie détection parfaitement opérationnelle (connaissance avec précision du type et de l'instant d'apparition d'un défaut). Ainsi, un travail complémentaire est nécessaire pour mettre en place des mécanismes automatisés de détection adaptés aux convertisseurs statiques.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ces travaux de thèse visent à apporter une contribution dans le domaine de la conception optimale de systèmes mécatroniques automobiles. Une méthodologie de pré-dimensionnement basée sur une optimisation sous contraintes multi-physiques a été développée et appliquée à des structures de conversion modulaires type convertisseurs multicellulaires (entrelacés). Cette méthodologie offre un choix systématique de technologies et d'architectures optimales. Elle permet d'intégrer les contraintes de conception d'une manière progressive et introduit un critère de fiabilité des composants de puissance dans le processus de conception (comme contrainte ou objectif) dès la phase de pré-dimensionnement. Cette intégration de la fiabilité dans la conception a été complétée par une fiabilisation par tolérance aux défauts, à travers une commande dédiée à ce type de convertisseurs pour augmenter d'une part leur disponibilité en cas de panne et d'autre part d'adapter l'architecture de base (le nombre de cellules) à la puissance transmise afin de garder les meilleures performances de fonctionnement sur une large plage de puissance. Si les développements ont été faits sur des cahiers des charges automobiles d'une puissance de l'ordre du kW, les principes et méthodologies exposés peuvent être transposés à d'autres types d'applications de quelques soient les niveaux de puissance.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons tout d'abord rappelé les enjeux et tendances de l'électrification des véhicules en matière d'architectures et de choix technologiques. Ceci nous a permis d'analyser les problématiques de conception associées et les besoins contractuels et émergents en termes de méthodologies adaptées aux exigences de fonctionnement multi-domaines, multi-physiques des systèmes de puissance embarqués. Pour cela, une représentation d'une chaîne d'actionnement mécatronique type a été proposée en vue de faciliter l'élaboration d'une méthodologie de pré-dimensionnement générique. Cette chaîne mobilise des briques technologiques essentielles dont fait partie le convertisseur électronique de puissance. Dans le cadre de ces travaux, nous nous sommes donc intéressés à cet élément important de la chaîne d'actionnement mécatronique avec un focus sur les convertisseurs entrelacés. Afin d'explorer le potentiel que représente ces topologies pour des applications automobiles, nous avons présenté une synthèse de leur fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients. Un support d'étude d'un convertisseur Buck entrelacé a été présenté à la fin de ce chapitre.

Après avoir présenté le support d'étude, le deuxième chapitre a en premier lieu introduit la méthodologie développée pour répondre aux besoins identifiés en termes de pré-dimensionnement de convertisseurs électroniques de puissance: présentation du principe de la méthodologie et sa configuration, les méthodes d'optimisation mobilisées et les modèles multi-physiques élaborés. Cette méthodologie est basée sur une optimisation sous contraintes multi-physiques et repose sur un important travail de modélisation pour considérer des critères fonctionnels liés aux spécifications du cahier des charges et intégrer

des contraintes de conception de type électrique, encombrement (volume), rendement, thermique, CEM...

L'idée adoptée à ce niveau est d'adapter la modélisation d'un convertisseur monocellulaire conventionnel, pour intégrer l'effet de l'entrelacement et faire apparaître le nombre de cellules comme paramètre explicite d'optimisation.

Malgré le lent travail d'adaptation et d'élaboration de modèles analytiques et les premières difficultés rencontrées pour bien structurer et intégrer la base de données dans l'optimisation, les résultats obtenus à ce stade nous ont montré la possibilité d'offrir au concepteur une aide précieuse pour les choix systématiques d'une architecture optimale et des technologies des composants actifs et passifs.

Afin de bien illustrer cette méthodologie, un environnement de conception support a été développé sous MATLAB permettant de structurer et construire le modèle global de conception et de manipuler le processus d'optimisation d'une manière simple et efficace. En outre, un prototype physique a été également développé dans le cadre de ces travaux. Il a permis de valider expérimentalement certains résultats de modélisation, d'analyse fonctionnelle et d'optimisation.

Dans la continuité du principe de la méthodologie de conception proposée et afin de lever le maximum de risques de faisabilité dès la phase de pré-dimensionnement, le troisième chapitre a abordé l'aspect crucial de la fiabilité du convertisseur. Il s'agit là d'une contribution originale d'intégration de cet aspect dans la méthodologie de conception par optimisation.

Ainsi, deux méthodes d'intégration de la fiabilité des composants de puissance à travers l'évaluation de leurs durées de vie ont été déployées : une basée sur les données des tests accélérés et la seconde basée sur les modèles de recueils de fiabilité. Le processus d'évaluation de la fiabilité a été présenté et son intégration dans la méthodologie de conception a été effectuée d'une manière progressive en considérant la durée de vie comme contrainte puis comme objectif à maximiser indirectement puis directement dans une optimisation bi-objectif (volume, durée de vie).

Malgré la difficulté d'accéder à des données de fiabilité représentatives des composants automobiles dans la gamme de puissance de notre cahier des charges, l'analyse des tendances observées sur les résultats d'optimisation de la fiabilité a démontré la nécessité d'intégrer celle-ci très tôt dans la conception. En effet, elle impacte directement le choix d'architecture, les paramètres d'optimisation et les autres contraintes de conception. La faisabilité de cette intégration a été validée et l'approche tout à fait justifiée.

Après avoir étudié et validé l'intégration de la fiabilité dans la méthodologie de conception par optimisation « fiabilisation par conception », le dernier chapitre a été consacré à une autre voie pertinente qui concerne la « fiabilisation par la commande ». Cette voie a été rendue possible du fait de la modularité naturelle offerte par ce type de convertisseurs entrelacés et leur prédisposition à la reconfiguration. Ainsi une architecture de commande dédiée a été développée. Elle permet de travailler en mode dégradé en commutant d'une

commande classique, synthétisée pour travailler en mode sain, à une commande robuste tolérante à un défaut capteur. En outre, cette architecture permet d'adapter le nombre de cellules sollicitées dans le cas d'un défaut composant ou d'une forte variation de la charge. Le prototype réalisé a également permis de valider expérimentalement cette architecture de commande tolérante aux défauts.

Bien que la complémentarité entre la fiabilisation par conception et la fiabilisation par la commande ne soit pas complètement réalisée à ce niveau, le travail préliminaire effectué ici permet de disposer de briques nécessaires en vue d'établir un fort couplage entre ces deux voies de fiabilisation.

PERSPECTIVES

A l'issue de ces travaux de thèse, nous pouvons dégager quelques perspectives.

Tout d'abord, par rapport à la méthodologie de conception par optimisation : d'un point de vue modélisation, des modèles plus fins sont nécessaires pour améliorer la prise en compte de certains aspects de conception tels que les pertes dans les composants passifs, la CEM et la fiabilité. Une telle modélisation doit considérer un couplage fort entre les différents phénomènes multi-physiques. Bien que le couplage thermique-pertes dans les composants actifs a été pris en compte, d'autres restent à élaborer notamment thermique-CEM et fiabilité-CEM.

D'un point de vue fiabilité, l'utilisation des modèles issus de recueils est justifiée pour des applications embarquées d'un niveau de puissance relativement faible. Une généralisation de la méthodologie développée vers des puissances plus élevées nécessite de s'appuyer sur des modèles plus adaptés pour améliorer l'investigation sur certains phénomènes ou mécanismes de défaillances spécifiques. Ces modèles peuvent être basés sur la physique des semi-conducteurs et validés par des tests accélérés à partir d'un profil de mission le plus représentatif possible. Par ailleurs, les modèles utilisés dans le cadre de ces travaux concernent les composants actifs de la cellule de commutation. Ils doivent donc être élargis à l'ensemble du convertisseur avec l'intégration progressive des modèles des composants passifs tels que les condensateurs et les inductances. Les autres aspects d'intégration tels que les connexions ou le placement des composants du convertisseur peuvent eux aussi être pris en compte.

Concernant les méthodes d'optimisation associées à la méthodologie de conception, l'intégration de la fiabilité a considérablement augmenté les temps de calcul. Le recours à des modèles plus fins ne fera qu'accentuer cet obstacle pour une utilisation régulière. Pour remédier à cela, des méthodes d'optimisations de type Space Mapping doivent être explorées. Elles consistent à associer un modèle fin précis et un modèle approximé (grossier) moins précis afin de réduire le temps de calcul lors de l'optimisation tout en gardant la précision du modèle fin (avoir un résultat précis avec un minimum d'évaluations du modèle fin). Ces méthodes et leurs variantes ont montré leur efficacité notamment dans le cas de dispositifs électromagnétiques et de machines électriques [Hass14, Ledo12, Vivi11]. Elles représentent une piste très intéressante à explorer pour l'optimisation des convertisseurs électronique de puissance en considérant la contrainte de fiabilité.

Concernant les topologies de convertisseurs, le support d'étude considéré dans ces travaux a montré ses avantages par rapport aux structures classiques. Les gains apportés sont encourageants pour l'intégration dans des applications embarquées automobiles, néanmoins ce même type de convertisseur entrelacé peut être adopté suivant d'autres topologies telles que les transformateurs intercellulaires ou les inductances couplées pour atteindre un niveau plus poussé en termes d'intégration. Il serait cependant nécessaire de

considérer l'aspect coût du convertisseur dans le processus d'optimisation, pour effectuer une comparaison plus globale de ces topologies.

D'un point de vue fonctionnement, l'amélioration peut être poursuivie sur les aspects de la commande, notamment les mécanismes automatisés de détection et de localisation de défauts. Il serait également intéressant d'étudier le couplage entre les deux approches de fiabilisation (par conception et par commande) pour déterminer, pour un cahier des charges donné, la part de fiabilité supportable par la commande et la part qui doit être assurée par le convertisseur lui-même.

Enfin, la validation expérimentale de cette méthodologie doit également être prolongée. Après la validation fonctionnelle de certains modèles du convertisseur, celle-ci doit concerner chaque contrainte du convertisseur optimisé notamment celle de la fiabilité. En outre, un cahier des charges plus représentatif et plus contraignant d'une application embarquée doit être envisagé. Il s'agira d'évaluer les gains de performances apportés par la méthodologie développée, sur la base d'un démonstrateur industriel en comparaison avec un produit issu d'une conception plus 'traditionnelle'.

PRODUCTION SCIENTIFIQUE

REVUES INTERNATIONALES :

- M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery, « Design Methodology of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application, Optimization under multi-physics constraints », *IET Electrical Systems in Transportation*, 2014. (Accepté pour publication)
- M. Bendali, T. Azib, C. Larouci, C. Marchand, et G. Coquery « Control and Reconfiguration System of an Interleaved Power Converter for Hybrid/Electric Vehicle Applications», *Journal of Power Electronics (JPE)*. (Article soumis)

CONFERENCES INTERNATIONALES :

- M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery, « Reliability assesment in the design of interleaved converters under multi-physical constraints », in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, p. 2117-2121.
- M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery, « Design with optimization of an interleaved buck converter for automotive application; effect of the EMC constraint », in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, 2014, p. 1-6.
- M. O. Younsi, M. Bendali, T. Azib, C. Larouci, C. Marchand, et G. Coquery, « Current-sharing control technique of interleaved buck converter for automotive application », in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, 2014, p. 1-6.
- M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery., « Design Methodology with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application », in *IEEE EUROCON 2013*, Zagreb, Croatia, 2013.
- M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery., « Design of Interleaved Power Converters under Volume, Efficiency and Thermal Constraints », in *PCIM Europe Conference (Power Conversion Intelligent Motion)*, Nuremberg, Germany, 2013, p. 1316-1323.

CONFERENCES NATIONALES :

- M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, G. Coquery, et C. Marchand, « Intégration de la fiabilité dans la conception sous contraintes multi-physiques des convertisseurs statiques multicellulaires », in *SGE Symposium de Génie Electrique*, Cachan, France., 2014.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [Abde10] ABDELLATIF, MERIEM: Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs, Université de Toulouse, PhD Thesis, 2010
- [AGAM99] AMMOUS, A. ; GHEDIRA, S. ; ALLARD, B. ; MOREL, H. ; RENAULT, D.: Choosing a thermal model for electrothermal simulation of power semiconductor devices. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 14 (1999), Nr. 2, S. 300–307
- [AgDe13] AGARWAL, V. ; DEV, M.: Introduction to hybrid electric vehicles: State of art. In: 2013 Students Conference on Engineering and Systems (SCES), 2013, S. 1–6
- [AlLa08] ALLOULA, KARIM ; LE LANN, JEAN-MARC: Modèle de coopération entre calcul formel et calcul numérique pour la simulation et l'optimisation des systèmes. Toulouse, France : INP Toulouse, 2008
- [AmLL04] AMRO, R. ; LUTZ, J. ; LINDEMANN, A.: Power cycling with high temperature swing of discrete components based on different technologies. In: Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. Bd. 4, 2004, S. 2593–2598 Vol.4
- [AWLY12] AROGETI, S.A. ; WANG, DANWEI ; LOW, CHANG BOON ; YU, MING: Fault Detection Isolation and Estimation in a Vehicle Steering System. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics Bd. 59 (2012), Nr. 12, S. 4810–4820
- [Bail00] BAILLARGEON, S: Le krigeage : revue de la théorie et application à l'interpolation spatiale de données de précipitations, Université de Laval, Faculté des Sciences et de Génie, Québec
- [Bart92] BARTON, RUSSELL R.: Metamodels for Simulation Input-output Relations. In: Proceedings of the 24th Conference on Winter Simulation, WSC '92. New York, NY, USA : ACM, 1992 — ISBN 0-7803-0798-4, S. 289–299
- [BCGM03] BANDLER, J.W. ; CHENG, QINGSHA ; GEBRE-MARIAM, D.H. ; MADSEN, K. ; PEDERSEN, F. ; SONDERGAARD, J.: EM-based surrogate modeling and design exploiting implicit, frequency and output space mappings. In: Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International. Bd. 2, 2003, S. 1003–1006 vol.2
- [BCMw11] BOULANGER, A.G. ; CHU, A.C. ; MAXX, S. ; WALTZ, D.L.: Vehicle Electrification: Status and Issues. In: Proceedings of the IEEE Bd. 99 (2011), Nr. 6, S. 1116–1138
- [BCRH04] BUSQUETS-MONGE, S. ; CREBIER, J-C ; RAGON, S. ; HERTZ, E. ; BOROYEVICH, D. ; GURDAL, Z. ; ARPILLIERE, M. ; LINDNER, D.K.: Design of a boost power factor correction converter using optimization techniques. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 19 (2004), Nr. 6, S. 1388–1396
- [BeBa09] BENMANSOUR, KHELIFA (1972-) ; BARBOT, JEAN-PIERRE: Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride, 2009

- [BeBV11] BENASSI, ROMAIN ; BECT, JULIEN ; VAZQUEZ, EMMANUEL: Robust Gaussian Process-based Global Optimization Using a Fully Bayesian Expected Improvement Criterion. In: Proceedings of the 5th International Conference on Learning and Intelligent Optimization, LION'05. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 2011 — ISBN 978-3-642-25565-6, S. 176–190
- [BHLL08] BAYERER, REINHOLD ; HERRMANN, TOBIAS ; LICHT, THOMAS ; LUTZ, JOSEF ; FELLER, MARCO: Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules For various factors influencing lifetime. In: 2008 5th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), 2008, S. 1–6
- [BiBK09] BIELA, J. ; BADSTUEBNER, U. ; KOLAR, J.W.: Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC #x2013;DC Converter Systems. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 24 (2009), Nr. 1, S. 288–300
- [BKOL08] BOUARROUDJ, M. ; KHATIR, Z. ; OUSTEN, J. -P ; LEFEBVRE, S.: Temperature-Level Effect on Solder Lifetime During Thermal Cycling of Power Modules. In: IEEE Transactions on Device and Materials Reliability Bd. 8 (2008), Nr. 3, S. 471–477
- [BKSD10] BIELA, J. ; KOLAR, J.W. ; STUPAR, A ; DROFENIK, U ; MUESING, A: Towards Virtual Prototyping and Comprehensive Multi-Objective Optimisation in Power Electronics. In: PCIM Europe Conference (Power Conversion Intelligent Motion). Nuremberg, Germany, 2010
- [BLAM13a] BENDALI, MAHRAZ ; LAROUCI CHERIF ; AZIB TOUFIK ; MARCHAND CLAUDE ; COQUERY GERARD: Design of Interleaved Power Converters under Volume, Efficiency and Thermal Constraints. In: PCIM Europe Conference (Power Conversion Intelligent Motion). Nuremberg, Germany : VDE VERLAG GMBH · Berlin · Offenbach, 2013 — ISBN 978-3-8007-3505-1, S. 1316–1323
- [BLAM13b] BENDALI, M. ; LAROUCI, C. ; AZIB, T. ; MARCHAND, C. ; COQUERY, G.: Design methodology with optimization of an interleaved buck converter for automotive application. In: 2013 IEEE EUROCON, 2013, S. 1066–1072
- [BLAM13c] BENDALI, MAHRAZ ; LAROUCI CHERIF ; AZIB TOUFIK ; MARCHAND CLAUDE ; COQUERY GERARD: Design Methodology with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application. In: IEEE EUROCON 2013. Zagreb, Croatia, 2013
- [BLAM14] BENDALI, M. ; LAROUCI, C. ; AZIB, T. ; MARCHAND, C. ; COQUERY, G.: Design with optimization of an interleaved buck converter for automotive application; effect of the EMC constraint. In: 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 2014, S. 1–6
- [BITH06] BLANKE, MOGENS ; THOMSEN, JESPER SANDBERG: Electrical steering of vehicles - fault-tolerant analysis and design. In: Microelectronics Reliability Bd. 46 (2006), Nr. 9–11, S. 1421–1432
- [BoCL09] BOUKHNIFER, M. ; CHAIBET, A. ; LAROUCI, C.: Fault tolerant control of piezoelectric traveling wave ultrasonic motor. In: 2009 IEEE Control Applications, (CCA) Intelligent Control, (ISIC), 2009, S. 1350–1355

- [BoDu14] BOUARROUDJ-BERKANI, MOUNIRA ; DUPONT, LAURENT: Fatigue des composants électroniques de puissance Physique de défaillance. In: Techniques de l'ingénieur Composants actifs en électronique de puissance (2014)
- [Bouc11] BOUCHERIT, AHMED: Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources : Belfort-Montbéliard, 2011
- [Bouh09] BOUHALLI, NADIA: Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés. Toulouse, France, Institut national polytechnique, Thèse de doctorat, 2009
- [Bous11] BOUSSAID, BOUMEDYEN: Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références, Université Henri Poincaré - Nancy I, 2011
- [BrBr07] BRISSET, STEPHANE ; BROCHET, PASCAL: Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques. Bd. v. 1. France, 2007
- [Breh05] BREHAUT, STEPHANE: Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W : Tours, 2005
- [Bris07] BRISSET, STEPHANE: Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2007
- [Burt03] BURTON, A.W.: Innovation drivers for electric power-assisted steering. In: IEEE Control Systems Bd. 23 (2003), Nr. 6, S. 30 – 39
- [CBBS11] COUSINEAU, M. ; LE BOLLOCH, M. ; BOUHALLI, N. ; SARRAUTE, E. ; MEYNARD, T.: Triangular carrier self-alignment using modular approach for interleaved converter control. In: Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), 2011, S. 1 –10
- [Ceti06] CETIM: Etat de l'art et perspectives d'activités de la mécatronique dans l'industrie automobile en Europe et en France : CETIM, 2006 — ISBN 2-85400-737-9
- [Chan07] CHAN, C.C.: The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. In: Proceedings of the IEEE Bd. 95 (2007), Nr. 4, S. 704–718
- [ChRD02] CHEN, W. ; ROUND, S. ; DUKE, R.: Design of an auxiliary power distribution network for an electric vehicle. In: The First IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications, 2002. Proceedings, 2002, S. 257 –261
- [Chri03] CHRISTOPHE CHABERT: Etude et modélisation de convertisseurs multiniveaux à commutation douce en vue d'applications navales : Lausanne, 2003
- [ChSa12] CHEN, LIHUA ; SANKARAN, V.A.: Vehicle electrification and traction inverter design. In: 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012, S. 1–70
- [Ciap02] CIAPPA, MAURO: Selected failure mechanisms of modern power modules. In: Microelectronics Reliability Bd. 42 (2002), Nr. 4–5, S. 653–667

- [Ciap05] CIAPPA, MAURO: Lifetime prediction on the base of mission profiles. In: *Microelectronics Reliability* Bd. 45 (2005), Nr. 9–11, S. 1293–1298
- [Ciap08] CIAPPA, MAURO: Lifetime Modeling and Prediction of Power Devices. In: *2008 5th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS)*, 2008, S. 1–9
- [CiCF03] CIAPPA, M. ; CARBOGNANI, F. ; FICHTNER, WOLFGANG: Lifetime prediction and design of reliability tests for high-power devices in automotive applications. In: *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability* Bd. 3 (2003), Nr. 4, S. 191–196
- [CiFi00] CIAPPA, M. ; FICHTNER, WOLFGANG: Lifetime prediction of IGBT modules for traction applications. In: *Reliability Physics Symposium, 2000. Proceedings. 38th Annual 2000 IEEE International, 2000*, S. 210–216
- [CKPC12] CHERIF LAROUCI ; KAMAL EJJABRAOUI ; PIERRE LEFRANC ; CLAUDE MARCHAND: Placement Optimization of Power Components in Static Power Converters under Spatial and Thermal Constraints. In: *Journal of Power Electronics*, (2012)
- [CoSi03] COLLETTE, YANN ; SIARRY, PATRICK: *Multiobjective Optimization: Principles and Case Studies* : Springer Science & Business Media, 2003 — ISBN 9783540401827
- [Cost07] COSTAN, VALENTIN: *Convertisseurs parallèles entrelacés : étude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules*. Laboratoire Plasma et Conversion d’Energie (LAPLACE), INP Toulouse, thèse dirigé par Meynard, Thierry, 2007
- [CTEB11] CHENG, YUAN ; TRIGUI, R. ; ESPANET, C. ; BOUSCAYROL, A. ; CUI, SHUMEI: Specifications and Design of a PM Electric Variable Transmission for Toyota Prius II. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Bd. 60 (2011), Nr. 9, S. 4106–4114
- [Cuya00] C U-YAISOM, W. KHAN-NGERN: *The Self-Resonant Frequency Effect of the Conducted EMI Suppression on Power MOSFET Using RCD Snubber Circuit*
- [DaFe06] DARROMAN, Y. ; FERRE, A.: 42-V/3-V Watkins-Johnson converter for automotive use. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 21 (2006), Nr. 3, S. 592–602
- [Dang06] DANG, BANG VIET: *Conception d’une interface d’électronique de puissance pour pile à combustible*, Université Joseph Fourier (Grenoble), Thèse de doctorat, 2006
- [DLBK07] DUPONT, L. ; LEFEBVRE, S. ; BOUAROUDJ, M. ; KHATIR, Z. ; FAUGIERES, J.-C. ; EMORINE, F.: Ageing Test Results of low voltage MOSFET Modules for electrical vehicles. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007*, S. 1–10
- [DoSo82] DOWNING, S.D. ; SOCIE, D.F.: Simple rainflow counting algorithms. In: *International Journal of Fatigue* Bd. 4 (1982), Nr. 1, S. 31–40
- [DPAM02a] DEB, K. ; PRATAP, A ; AGARWAL, S. ; MEYARIVAN, T.: A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. In: *IEEE Transactions on Evolutionary Computation* Bd. 6 (2002), Nr. 2, S. 182–197

- [DPAM02b] DEB, K. ; PRATAP, A. ; AGARWAL, S. ; MEYARIVAN, T.: A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. In: IEEE Transactions on Evolutionary Computation Bd. 6 (2002), Nr. 2, S. 182–197
- [DSUC06] DEB, KALYANMOY ; SUNDAR, J. ; UDAYA BHASKARA RAO, N. ; CHAUDHURI, SHAMIK: Reference point based multi-objective optimization using evolutionary algorithms. In: International Journal of Computational Intelligence Research Bd. 2 (2006), Nr. 3, S. 273–286
- [Dura04] DURAND, NICOLAS: Algorithmes génétiques et autres outils d’optimisation appliqués à la gestion de trafic aérien, Habilitation thesis, National Polytechnic Institute of Toulouse, France, 2004
- [Ejja10] EJJABRAOUI, KAMAL: Contribution à la conception de systèmes mécatroniques automobiles : méthodologie de pré-dimensionnement multi-niveau multi-physique de convertisseurs de puissance, Unisversité Paris Sud 11, 2010
- [ELGi07a] EL FADIL, H. ; GIRI, F.: Backstepping Based Control of PWM DC-DC Boost Power Converters. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007, 2007, S. 395–400
- [ELGi07b] EL FADIL, H. ; GIRI, F.: Robust control of interleaved synchronous PWM buck converters. In: 2007 46th IEEE Conference on Decision and Control, 2007, S. 5453–5458
- [ELLM09] EJJABRAOUI, K. ; LAROUCI, C. ; LEFRANC, P. ; MARCHAND, C.: A new pre-sizing approach of DC-DC converters, application to a boost converter for the automotive domain. In: IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference) : IEEE, 2009 — ISBN 978-1-4244-4648-3, S. 3767–3772
- [ELLM10a] EJJABRAOUI, K. ; LAROUCI, C. ; LEFRANC, PIERRE ; MARCHAND, CLAUDE: Approche multi-niveaux de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques par optimisation sous contraintes multi-physiques. In: Proceedings of EPF’10 - Electronique de Puissance du Futur. Saint Nazaire, France, 2010, S. session poster
- [ELLM10b] EJJABRAOUI, K. ; LAROUCI, C. ; LEFRANC, P. ; MARCHAND, C.: Pre-sizing of dc-dc converters by optimization under constraints; Influence of the control constraint on the optimization results. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology : IEEE, 2010, S. 800–806
- [ELLM10c] EJJABRAOUI, K. ; LAROUCI, C. ; LEFRANC, PIERRE ; MARCHAND, CLAUDE: Design by optimization of a Boost converter. Integration of the control aspect. In: Proceedings of PCIM’10. Nuremberg, Allemagne, 2010, S. oral session
- [ELLM12] EJJABRAOUI, K. ; LAROUCI, C. ; LEFRANC, P. ; MARCHAND, C.: Presizing Methodology of DC-DC Converters Using Optimization Under Multiphysic Constraints: Application to a Buck Converter. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics Bd. 59 (2012), Nr. 7, S. 2781 – 2790
- [EmLR08] EMADI, A. ; LEE, YOUNG JOO ; RAJASHEKARA, K.: Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics Bd. 55 (2008), Nr. 6, S. 2237 –2245

- [EmWK06] EMADI, A. ; WILLIAMSON, S.S. ; KHALIGH, A.: Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 21 (2006), Nr. 3, S. 567 –577
- [Euro00] EUROPEAN ARTEMIS: The Common Artemis Driving Cycles (CADC), European Artemis (Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems)
- [FaJa07] FARHADI, A. ; JALILIAN, A.: Modeling, Simulation and Reduction Techniques of Electromagnetic Conducted Emission Due to Operation of Power Electronic Converters. In: International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ. Bd. 7, 2007
- [FBMD02] FOUCHER, B ; BOULLIE, J ; MESLET, B ; DAS, D: A review of reliability prediction methods for electronic devices. In: Microelectronics Reliability Bd. 42 (2002), Nr. 8, S. 1155–1162
- [FoFI93] FONSECA, CARLOS M. ; FLEMING, PETER J.: Genetic Algorithms for Multiobjective Optimization: Formulation, Discussion and Generalization, 1993
- [GaEM05] GAO, YIMIN ; EHSANI, M. ; MILLER, J.M.: Hybrid Electric Vehicle: Overview and State of the Art. In: Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Bd. 1, 2005, S. 307 – 316
- [Gasc04] GASC, LAURENT: Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile : approches par la structure et par la commande : Toulouse, INPT, 2004
- [Gira05] GIRAUD, MARC: Sûreté de fonctionnement des systèmes Principes et définitions. In: Techniques de l'ingénieur Bd. base documentaire : TIB274DUO. (2005), Nr. ref. article : e3850
- [GoGr06] GOEL, A. ; GRAVES, R.J.: Electronic system reliability: collating prediction models. In: IEEE Transactions on Device and Materials Reliability Bd. 6 (2006), Nr. 2, S. 258 –265
- [Gong11] GONG, JINLIN: Modélisation et conception optimale d'un moteur linéaire à induction pour système de traction ferroviaire, Ecole Centrale de Lille, 2011
- [Guep11] GUEPRATTE, KEVIN: Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique. France, Université de Grenoble, Thèse de doctorat, 2011
- [Guid09] GUIDE FIDES: FIDES 2009A A Methodology for components reliability, <http://www.fides-reliability.org/> (2009)
- [HaBr03] HAJI, OMESSAAD ; BROCHET, PASCAL: Contribution au développement de méthodes d'optimisation stochastiques: application à la conception des dispositifs électrotechniques. Villeneuve d'Ascq, France : Université des sciences et technologies de Lille, 2003
- [HaMc11] H. ABOUBAIDA ; M. CHERKAoui: ROBUST CONTROLLER FOR INTERLEAVED DC-DC CONVERTERS AND BUCK INVERTER IN GRID-

- CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS. In: TRAN. POW. SYST. WSEAS Bd. 6 (2011), Nr. 1, S. 21–30
- [Hane14] HANEN MEJBRI, KAİÇAR AMMOUS: Bi-objective sizing optimization of power converter using genetic algorithms: Application to photovoltaic systems. In: COMPEL: Int J for Computation and Maths. in Electrical and Electronic Eng. Bd. 33 (2014)
- [Hass14] HASSAN, MAYA HAGE: Méthodologies de conception optimale de systèmes de conversion électromécanique, Université Paris Sud - Paris XI, 2014
- [HaWa03] HANSEN, ELDON ; WALSTER, G. WILLIAM: Global Optimization Using Interval Analysis: Revised And Expanded : CRC Press, 2003 — ISBN 9780203026922
- [HBHM05] HELALI, H. ; BERGOGNE, D. ; BEN HADJ SLAMA, J. ; MOREL, H. ; BEVILACQUA, P. ; ALLARD, B. ; BREVET, O.: Power converter's optimisation and design. Discrete cost function with genetic based algorithms. In: 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, S. 7 pp. –P.7
- [HeBr08] HECQUET, MICHEL ; BROCHET, PASCAL: Contribution à l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques. Villeneuve d'Ascq, France : Université des sciences et technologies de Lille, 2008
- [HeFr09] HELD, MARCEL ; FRITZ, KLAUS: Comparison and evaluation of newest failure rate prediction models: FIDES and RIAC 217Plus. In: Microelectronics Reliability Bd. 49 (2009), Nr. 9–11, S. 967–971
- [Hela05] HELALI, HASSAN: Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance : utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte de contraintes CEM : Villeurbanne, INSA, 2005
- [HeLu06] HE, Y. ; LUO, F.L.: Sliding-mode control for dc-dc converters with constant switching frequency. In: Control Theory and Applications, IEE Proceedings - Bd. 153 (2006), Nr. 1, S. 37–45
- [HeNK10] HELDWEIN, M.L. ; NUSSBAUMER, T. ; KOLAR, J.W.: Common mode modelling and filter design for a three-phase buck-type pulse width modulated rectifier system. In: IET Power Electronics Bd. 3 (2010), Nr. 2, S. 209–218
- [Hert01] HERTZ, ERIK M.: Thermal and EMI Modeling and Analysis of a Boost PFC Circuit Designed Using a Genetic-based Optimization Algorithm. URL <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-07292001-191001/>. - abgerufen 2014-05-07
- [HJNS97] HELD, M. ; JACOB, P. ; NICOLETTI, G. ; SCACCO, P. ; POECH, M.-H.: Fast power cycling test of IGBT modules in traction application. In: , 1997 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings. Bd. 1, 1997, S. 425–430 vol.1
- [Hori14] HORIZON 2020: Publication des premiers appels à propositions „Transport intelligent, vert et intégré“ 2014-2015 - Horizon 2020. URL <http://www.horizon2020.gouv.fr/cid75782/publication-des-premiers-appels-a-propositions-transport-intelligent-vert-et-integre-2014-2015.html>. - abgerufen 2014-05-06. — Horizon2020

- [HTSD05] HIRSCHMANN, D. ; TISSEN, D. ; SCHRODER, S. ; DE DONCKER, R.W.: Inverter design for hybrid electrical vehicles considering mission profiles. In: Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference, 2005, S. 6 pp.
- [HTSD07] HIRSCHMANN, D. ; TISSEN, D. ; SCHRODER, S. ; DE DONCKER, R.W.: Reliability Prediction for Inverters in Hybrid Electrical Vehicles. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 22 (2007), Nr. 6, S. 2511 –2517
- [Ieee03] IEEE: IEEE Guide for Selecting and Using Reliability Predictions Based on IEEE 1413. In: IEEE Std 1413.1-2002 (2003), S. 0_1
- [Ieee10] IEEE: IEEE Standard Framework for Reliability Prediction of Hardware. In: IEEE Std 1413-2010 (Revision of IEEE Std 1413-1998) (2010), S. C1 –8
- [JCBS12] JACQUES, S. ; CALDEIRA, A. ; BATUT, N. ; SCHELLMANN, A. ; LEROY, R. ; GONTHIER, L.: Lifetime prediction modeling of non-insulated TO-220AB packages with lead-based solder joints during power cycling. In: Microelectronics Reliability Bd. 52 (2012), Nr. 1, S. 212–216
- [JJAU10] J. BIELA ; J.W. KOLAR ; A. STUPAR ; U. DROFENIK ; A. MUESING: Towards virtual prototyping and comprehensive multi-objective optimization in power electronics. In: . Nuremberg, Germany, 2010 — ISBN 978 – 8007 – 3229 – 6
- [Jose04] JOSEPH SONG MANGUELLE: Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence : réactions au réseau d'alimentation : Lausanne, 2004
- [Jour02] JOURDAN, LUDOVIC: Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques: application à une alimentation 42V-14V réversible pour l'automobile. Grenoble, France, Université Joseph Fourier, Thèse de doctorat, 2002
- [KAMH13] KOVALTCHOUK, THIBAUT ; AUBRY, JUDICHAEL ; MULTON, BERNARD ; BEN HAMED, HAMID: Influence of IGBT Current Rating on the Thermal Cycling Lifetime of a Power Electronic Active Rectifier in a Direct Wave Energy Converter. In: Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications. Lille, France, 2013. — Financement ANR, S. pp.1,10
- [KBBM10] KABALO, M. ; BLUNIER, B. ; BOUQUAIN, D. ; MIRAOUI, A.: State-of-the-art of DC-DC converters for fuel cell vehicles. In: 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010, S. 1–6
- [KDBH07] KOLAR, J.W. ; DROFENIK, U. ; BIELA, J. ; HELDWEIN, M.L. ; ERTL, H. ; FRIEDLI, T. ; ROUND, S.D.: PWM Converter Power Density Barriers. In: Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 2007, S. P–9–P–29
- [Kevi11] KEVIN GUEPRATTE: Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique, Université de Grenoble, 2011
- [KLT07] KHONG, B. ; LEGROS, M. ; TOUNSI, P. ; DUPUY, PH. ; CHAUFFLEUR, X. ; LEVADE, C. ; VANDERSCHAEVE, G. ; SCHEID, E.: Characterization and modelling of ageing failures on power MOSFET devices. In: Microelectronics Reliability Bd. 47 (2007), Nr. 9–11, S. 1735–1740
- [Kreu08] KREUAWAN, SANGKLA: Modélisation et conception optimale pour les applications ferroviaires, Ecole Centrale de Lille, 2008

- [Krig51] KRIGE, DANIEL: A Statistical Approach to Some Basic Mine Valuation Problems on the Witwatersrand. In: Journal of the Chemical, Metallurgical and Mining Society of South Africa Bd. 52 (1951), Nr. 6, S. 119–139
- [KrKo12] KRISMER, F. ; KOLAR, J.W.: Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics Bd. 59 (2012), Nr. 7, S. 2745–2760
- [LAFG01] LAROUCI, C. ; ATIENZA, E. ; FERRIEUX, J. ; GERBAUD, L. ; ROUDET, J.: Developed tools for an optimization approach, application to optimize a flyback structure volume under EMC and loss constraints. In: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. Bd. 2, 2001, S. 832–837 vol.2
- [LaRC10] LABROUSSE, D. ; REVOL, B. ; COSTA, F.: Common-Mode Modeling of the Association of -Switching Cells: Application to an Electric-Vehicle-Drive System. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 25 (2010), Nr. 11, S. 2852–2859
- [LaRC11] LABROUSSE, D. ; REVOL, B. ; COSTA, F.: Switching cell EMC behavioral modeling by transfer function. In: EMC Europe 2011 York, 2011, S. 603–606
- [Laro02] LAROUCI, CHERIF: Conception et optimisation de convertisseurs statiques pour l'électronique de puissance Application aux structures à absorption sinusoïdale, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002
- [Laro13] LAROUCI, CHERIF: Contribution à la conception de convertisseurs statiques embarqués dans les moyens de transport; Méthodologies de pré-dimensionnement multi-niveau par optimisation sous contraintes multi-physiques (HDR). Université Paris Sud, 2013
- [LCMF08] LABOURE, E. ; CUNIERE, A. ; MEYNARD, T.A. ; FOREST, F. ; SARRAUTE, E.: A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 23 (2008), Nr. 1, S. 464–474
- [LDAB03] LAROUCI, C. ; DIDIER, J. P. ; ALDEBERT, A. ; BOUQUET, O. ; PROST, A. ; VAUCHEL, J.: Optimal design of a synchronous DC-DC converter using analytical models and a dedicated optimization tool. In: The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. Bd. 2, 2003, S. 1623–1628 Vol.2
- [Ledo12] LEDOUX, C: Conception par optimisation de convertisseurs statiques pour applications mono-convertisseur multi-machines séquentielles; Contribution à l'optimisation du placement-routage., Supélec, 2012
- [LeLL13] LEDOUX, C. ; LEFRANC, P. ; LAROUCI, C.: Pre-sizing methodology of embedded static converters using a virtual prototyping tool based on an optimisation under constraints method: comparaison of two power-sharing topologies. In: IET Electrical Systems in Transportation Bd. 3 (2013), Nr. 1, S. 1–9
- [LePK12] LEFEBVRE, S ; POMMIER, S ; KHATIR, Z: Dégradations et défaillances d'origine thermomécanique de modules de puissance à semi-

- conducteur, les besoins d'une approche matériaux pour l'estimation de la durée de vie. In: revue 3EI Bd. Vol. 68 (2012)
- [Lere11] LEREDDE, ALEXANDRE: Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux. Toulouse, France, Institut national polytechnique, Thèse de doctorat, 2011
- [LKFG03] LAROUCI, C. ; KERADEC, J. -P ; FERRIEUX, J-P ; GERBAUD, L. ; ROUDET, J.: Copper losses of flyback transformer: search for analytical expressions. In: IEEE Transactions on Magnetics Bd. 39 (2003), Nr. 3, S. 1745–1748
- [LRWW98] LAGARIAS, JEFFREY C. ; REEDS, JAMES A. ; WRIGHT, MARGARET H. ; WRIGHT, PAUL E.: Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions. In: SIAM Journal of Optimization Bd. 9 (1998), S. 112–147
- [LuEm02] LUKIC, S.M. ; EMADI, A.: Performance analysis of automotive power systems: effects of power electronic intensive loads and electrically-assisted propulsion systems. In: Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th. Bd. 3, 2002, S. 1835 – 1839 vol.3
- [Mand09] MANDRAY, SYLVAIN: Optimisation des convertisseurs d'électronique de puissance selon des critères thermiques et CEM. Application aux dispositifs dédiés à l'aéronautique, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009
- [MaPo05] MARIN, J.J. ; POLLARD, R.W.: Experience report on the FIDES reliability prediction method. In: Reliability and Maintainability Symposium, 2005. Proceedings. Annual, 2005, S. 8 – 13
- [MaVH13] MARTIN, A.D. ; VAZQUEZ, J.R. ; HERRERA, R.S.: Adaptive backstepping control of a DC-DC converter in photovoltaic systems. In: 2013 IEEE EUROCON, 2013, S. 949–955
- [Mben14] M. BENDALI, C. LAROUCI: Design Methodology of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application, Optimization under multi-physics constraints. In: IET Electrical Systems in Transportation (2014)
- [MDGM13] MASSAOUDI, Y. ; DAMAK, T. ; GHAMGUI, M. ; MEHDI, D.: Comparison between a backstepping mode control and a sliding mode control for a boost DC-DC converter of a photovoltaic panel. In: 2013 10th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD), 2013, S. 1–7
- [MDSP12] MAROUF, A. ; DJEMAI, M. ; SENTOUH, C. ; PUDLO, P.: A New Control Strategy of an Electric-Power-Assisted Steering System. In: IEEE Transactions on Vehicular Technology Bd. 61 (2012), Nr. 8, S. 3574 – 3589
- [Mehs00] M. EHSANI: OVERVIEW OF VEHICLE GROUP PROJECTS AT TEXAS A&M UNIVERSITY Electrical System Architectures http://groups.engin.umd.umich.edu/vi/w2_workshops/Electrical_Arch_eshani_w2.pdf.
- [Merd09] MERDASSI, ASMA: Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes

- mécatroniques, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009
- [Mess12] MESSAADI MOUNA: Commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MAGISTER). Université de Batna, 2012
- [Nies09] NIESLONY, ADAM: Determination of fragments of multiaxial service loading strongly influencing the fatigue of machine components. In: Mechanical Systems and Signal Processing Bd. 23 (2009), Nr. 8, S. 2712–2721
- [NiWN13] NING, PUQI ; WANG, FEI ; NGO, K.D.T.: Automatic layout design for power module. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 28 (2013), Nr. 1, S. 481–487
- [ÖHDK12] ÖZKOL, EMRE ; HARTMANN, SAMUEL ; DURAN, HAMIT ; KAMINSKI, NANDO: Load-cycling capability of HiPak™ IGBT modules (Application Note Nr. 5SYA 2043-04) : ABB Switzerland Ltd, 2012
- [OmAm12] OMRI, BESSEM ; AMMOUS, KAİÇAR: Using Non Linear Average Model of NPC Inverter in DTC Control of Synchronous Machines. In: International Journal of Computer Applications Bd. 59 (2012), Nr. 4, S. 11–16
- [Pech08] PECHT, MICHAEL G.: Prognostics and Health Management of Electronics. 1. Aufl. : Wiley-Interscience, 2008 — ISBN 0470278021
- [PLPB11] PIETRANICO, S. ; LEFEBVRE, S. ; POMMIER, S. ; BERKANI BOUAROUDJ, M. ; BONTEMPS, S.: A study of the effect of degradation of the aluminium metallization layer in the case of power semiconductor devices. In: Microelectronics Reliability Bd. 51 (2011), Nr. 9–11, S. 1824–1829
- [PPLK09] PIETRANICO, S. ; POMMIER, S. ; LEFEBVRE, S. ; KHATIR, Z. ; BONTEMPS, S.: Characterisation of power modules ceramic substrates for reliability aspects. In: Microelectronics Reliability Bd. 49 (2009), Nr. 9–11, S. 1260–1266
- [RBML13] ROSTAING, G. ; BERKANI, M. ; MECHOUCHE, D. ; LABROUSSE, D. ; LEFEBVRE, S. ; KHATIR, Z. ; DUPUY, PH.: Reliability of power MOSFET-based smart switches under normal and extreme conditions for 24 V battery system applications. In: Microelectronics Reliability, European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis. Bd. 53 (2013), Nr. 9–11, S. 1703–1706
- [RDWB07] ROELLIG, MIKE ; DUDEK, RAINER ; WIESE, STEFFEN ; BOEHME, BJOERN ; WUNDERLE, BERHARD ; WOLTER, KLAUS-JUERGEN ; MICHEL, BERND: Fatigue analysis of miniaturized lead-free solder contacts based on a novel test concept. In: Microelectronics Reliability Bd. 47 (2007), Nr. 2–3, S. 187–195
- [ReRS05] REGNIER, JEREMI ; ROBOAM, XAVIER ; SARENI, BRUNO: Conception de systèmes hétérogènes en génie électrique par optimisation évolutionnaire multicritère. Toulouse, France : INP Toulouse, 2005
- [Rodr05] RODRIGUES, MICKAEL: Diagnostic et Commande Active Tolérante aux Défauts appliqués aux Systèmes décrits par des Multi-Modèles Linéaires, Université Henri Poincaré - Nancy I, 2005

- [Roud04] ROUDENKO, OLGA: Application des algorithmes évolutionnaires aux problèmes d'optimisation multi-objectif avec contraintes., Ecole Polytechnique X, 2004
- [RoUE03] RODRIGUEZ, F. ; UY, E. ; EMADI, A.: Brushless DC motor drive for steer-by-wire and electric power steering applications. In: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing amp; Coil Winding Technology Conference, 2003. Proceedings, 2003, S. 535 – 541
- [SaVG11] SAEGESSER, I. ; VEZZINI, A. ; GALLIKER, B.: Cost and power optimized electrical drive train system design for an electric three-wheel vehicle based on field test data acquisition and offline simulations. In: 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011, S. 1–5
- [ScDr04] SCHOEPEF, T. ; DREW, G.A.: Disengaging connectors under automotive 42-VDC loads. In: IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies Bd. 27 (2004), Nr. 1, S. 57–64
- [Scha85] SCHAFFER, J. DAVID: Multiple Objective Optimization with Vector Evaluated Genetic Algorithms. In: Proceedings of the 1st International Conference on Genetic Algorithms. Hillsdale, NJ, USA : L. Erlbaum Associates Inc., 1985 — ISBN 0-8058-0426-9, S. 93–100
- [ScHe02] SCHEUERMANN, U ; HECHT, U: Power Cycling Lifetime of Advanced Power Modules for Different Temperature Swings. In: PCIM SEMIKRON Elektronik GmbH, Sigmundstraße 200, 90431. Nuremberg, Germany (2002)
- [Sche09] SCHEUERMANN, U.: Reliability challenges of automotive power electronics. In: Microelectronics Reliability Bd. 49 (2009), Nr. 9–11, S. 1319–1325
- [SFHR11] SMET, V. ; FOREST, F. ; HUSELSTEIN, J.-J. ; RICARDEAU, F. ; KHATIR, Z. ; LEFEBVRE, S. ; BERKANI, M.: Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics Bd. 58 (2011), Nr. 10, S. 4931–4941
- [ShFZ11] SHAO-GANG, LI ; FU-JIAN, DUAN ; ZHI-BIN, ZHU: A modified superlinearly convergent SQP algorithm for minimax problems with inequality constraints. In: Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese, 2011, S. 2050–2056
- [ShQR10] SHAMIM-UL-ALAM, M. ; QUAMRUZZAMAN, M. ; RAHMAN, K.M.: Fuzzy logic based sliding mode controlled dc-dc boost converter. In: 2010 International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), 2010, S. 70–73
- [Sia13] SIA, ATELIERS: SIA Evaluation de la fiabilité de l'électronique de puissance (Présentation). Suresnes, France, 2013
- [Siar14] SIARRY, PATRICK: Application des métaheuristiques d'optimisation en électronique (2014), Nr. ref. article : re8. — fre
- [Siev97] SIEVERT, R.: Lifetime prediction and constitutive modelling for creep-fatigue interaction. In: Materials and Corrosion Bd. 48 (1997), Nr. 5, S. 333–333

- [SrDe94] SRINIVAS, N. ; DEB, KALYANMOY: Multiobjective Optimization Using Nondominated Sorting in Genetic Algorithms. In: *Evol. Comput.* Bd. 2 (1994), Nr. 3, S. 221–248
- [SSMC07] SOLOMALALA, P. ; SAIZ, J. ; MERMET-GUYENNET, M. ; CASTELLAZZI, A. ; CIAPPA, M. ; CHAUFFLEUR, X. ; FRADIN, J.P.: Virtual reliability assessment of integrated power switches based on multi-domain simulation approach. In: *Microelectronics Reliability* Bd. 47 (2007), Nr. 9–11, S. 1343–1348
- [SWDM01] SCHUBERT, A ; WALTER, H. ; DUDEK, R. ; MICHEL, B. ; LEFRANC, G. ; OTTO, J. ; MITIC, G.: Thermo-mechanical properties and creep deformation of lead-containing and lead-free solders. In: *International Symposium on Advanced Packaging Materials: Processes, Properties and Interfaces, 2001. Proceedings, 2001*, S. 129–134
- [SZLZ11] SHI, PEIJI ; ZHANG, QUN ; LIN, CHENG ; ZANG, HONGHAI: Electric power steering system matching and hardware-in-the-loop simulation of economical cars. In: *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011*, S. 1–4
- [TaMI13] TAN, WENHUA ; MARGUERON, XAVIER ; IDIR, NADIR: An analytical method for modeling parasitic capacitances of planar components for EMI filters. In: *European journal of electrical engineering.* Bd. 16 : Lavoisier, 2013, S. 425–445
- [Tamo07] TAMOR, M: Beyond Hybrids, Ford’s Global Approach to Sustainable Mobility. In: *SAE Hybrid Vehicle Topotec. San Diego Ca USA (2007)*
- [Tran09] TRAN, TUAN VU: Problèmes combinatoires et modèles multi-niveaux pour la conception optimale des machines électriques, Ecole Centrale de Lille, 2009
- [TrBB09] TRAN, T.V. ; BRISSET, S. ; BROCHET, P.: A New Efficient Method for Global Discrete Multilevel Optimization Combining Branch-and-Bound and Space-Mapping. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Bd. 45 (2009), Nr. 3, S. 1590–1593
- [TSGM13] TOURÉ, B. ; SCHANEN, J. -L ; GERBAUD, L. ; MEYNARD, T. ; ROUDET, J. ; RUELLAND, R.: EMC Modeling of Drives for Aircraft Applications: Modeling Process, EMI Filter Optimization, and Technological Choice. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 28 (2013), Nr. 3, S. 1145–1156
- [TWPN08] TRESCASES, O. ; WEI, GUOWEN ; PRODIĆ, A ; NG, WAI TUNG: Predictive Efficiency Optimization for DC #x2013;DC Converters With Highly Dynamic Digital Loads. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 23 (2008), Nr. 4, S. 1859–1869
- [VaCM11] VACHER, F. ; CALVET, B. ; MIALHE, F.: Power cycling fatigue and lifetime prediction of power electronic devices in space applications. In: *Microelectronics Reliability* Bd. 51 (2011), Nr. 9–11, S. 1985–1989
- [Vivi02] VIVIER, STEPHANE: Stratégies d’optimisation par la méthode des plans d’expériences et application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis. France, École centrale de Lille, Thèse de doctorat, 2002

- [Vivi11] VIVIER, STEPHANE: Outils pour le dimensionnement efficace des systèmes électromécaniques HDR, UTC, 2011
- [VMIB07] VIDET, A. ; LE MOIGNE, P. ; IDIR, N. ; BAUDESSON, P. ; FRANCHAUD, J.J.: Reduction of common mode currents generated by three-level inverters with consideration of motor overvoltages. In: 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, S. 1–10
- [VsKA13] V. SUJATA ; .K. SINGH ; A.G. RAO: OVERVIEW OF CONTROL TECHNIQUES FOR DC-DC CONVERTERS. In: Res. J. Engineering Sci Bd. 2 (2013), Nr. 8, S. 18–21
- [WaZB13] WANG, HUAI ; ZHOU, DAO ; BLAABJERG, F.: A reliability-oriented design method for power electronic converters. In: 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, S. 2921–2928
- [Wu12] WU, ZHENWEI: Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique : Co-conception des machines électriques, des convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire, Université de Franche-Comté, 2012
- [WXYL01] WONG, PIT-LEONG ; XU, PENG ; YANG, B. ; LEE, F.C.: Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors. In: IEEE Transactions on Power Electronics Bd. 16 (2001), Nr. 4, S. 499–507
- [YaSB03] YANNOU, BERNARD ; SIMPSON, TIMOTHY W. ; BARTON, RUSSELL R.: Towards a Conceptual Design Explorer Using Metamodeling Approaches and Constraint Programming (2003), S. 605–614
- [YBAL14] YOUNSI, M. ; BENDALI, M. ; AZIB, T. ; LAROUCI, C. ; MARCHAND, C. ; COQUERY, G.: Current-sharing control technique of interleaved buck converter for automotive application. In: 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 2014, S. 1–6
- [ZhSa04] ZHAN, YONG ; SAPATNEKAR, S.S.: Optimization of integrated spiral inductors using sequential quadratic programming. In: Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition, 2004. Proceedings. Bd. 1, 2004, S. 622–627 Vol.1
- [ZiLT01] ZITZLER, ECKART ; LAUMANN, MARCO ; THIELE, LOTHAR: SPEA2: Improving the Strength Pareto Evolutionary Algorithm, 2001
- [Zvei13] ZVEI: Handbook for Robustness Validation of Automotive Electrical/Electronic Modules, <http://www.zvei.org> (2013)

ANNEXES

ANNEXES I

ANNEXE I.1 : CHOIX TECHNOLOGIQUE DES COMPOSANTS DE PUISSANCE

Le choix technologique des composants actifs et passifs d'un convertisseur statique s'appuie beaucoup aujourd'hui sur l'expérience de l'ingénieur concepteur. Une formalisation d'un tel choix est un réel besoin notamment dans le domaine des transports afin de mieux outiller les phases de conception et d'accompagner l'électrification accélérée des sous-systèmes véhicules.

Dans cette section, nous présentons la formalisation du choix de composants permettant d'effectuer une analyse rapide en sélectionnant les technologies respectant les critères majeurs fonctionnels et de conception (encombrement, coût, ...). Cette approche est intégrée dans le premier niveau de la méthodologie de pré-dimensionnement décrite dans le chapitre II. Elle se repose sur une base technologique ouverte et évolutive construite à partir de données constructeurs.

Par ailleurs, le choix d'architectures pour le cas du convertisseur entrelacé est basé sur une optimisation permettant de déterminer, entre autres et pour un cahier des charges donné, le nombre optimal de cellules d'un convertisseur entrelacé sous contraintes multi-physiques (d'encombrement, de rendement, thermique, de compatibilité électromagnétique,...). Cette approche offre ainsi au concepteur une aide précieuse pour le choix d'une architecture entrelacée et elle est intégrée dans le deuxième niveau de la méthodologie de pré-dimensionnement.

1. CONDENSATEURS

Différentes technologies de condensateurs existent et sont destinées chacune à des applications spécifiques. Le choix d'une technologie d'un condensateur est généralement effectué en fonction du rôle que doit remplir le condensateur (filtrage, stockage, découplage) mais aussi par rapport à la capacité souhaitée, la tension à supporter, la valeur efficace du courant le traversant, la température de fonctionnement, l'encombrement, le coût,...

Pour des applications d'électroniques de puissance, trois principales familles sont utilisées. La première est constituée des condensateurs électrolytiques utilisés généralement dans des applications de filtrage d'une tension continue. Une variété de cette technologie appelée « tantale » est souvent utilisée dans le filtrage et le découplage en basse fréquence. La deuxième famille, constituée des condensateurs céramiques, utilisée surtout en haute fréquence pour le découplage ainsi que le filtrage de sortie des alimentations à découpage. La troisième catégorie est constituée des condensateurs à film (papier, plastique). Ces condensateurs sont particulièrement recommandés pour supporter des contraintes élevées

de tension ou de courant. Pour des applications haute tension notamment, les condensateurs à film sont généralement imprégnés avec des imprégnant liquides ou solides.

Généralement le choix technologique de ces composants est effectué selon les retours d'expérience du concepteur et des caractéristiques électriques souhaitées. Dans une phase de pré-dimensionnement, en plus des domaines d'utilisation, le choix technologique du condensateur doit être effectué selon des critères de conception et de fonctionnement liés à l'architecture de conversion. Dans ce contexte, nous avons développé une démarche de choix technologique en intégrant un critère de conception (volume) et des critères liés au fonctionnement (tension utile, courant efficace, ...).

Pour réaliser cette démarche, nous avons mis en place une base de données technologique avec des données constructeurs. Des modèles analytiques sont développés et validés par comparaison avec les données constructeurs. Ils permettent d'estimer pour différentes technologies le volume d'un condensateur, le courant efficace admissible pour le comparer au courant efficace réel traversant le condensateur, la résistance série équivalente du condensateur pour le calcul de ses pertes et l'inductance série équivalente pour intégration dans des modèles de perturbations CEM.

En utilisant les modèles nous pouvons réaliser un choix technologique selon un ou plusieurs critères majeurs de conception : dans notre cas le volume. Ce volume est estimé en vérifiant la disponibilité de la capacité nécessaire dans la base de données associée à sa technologie en vérifiant le respect du courant efficace admissible. Dans le cas où l'une de ces deux conditions n'est pas vérifiée, nous avons recours à la mise en parallèle de condensateurs élémentaires. Le nombre de mise en parallèle est limité pour des raisons de contraintes d'intégration. La Figure 1 synthétise le principe de la démarche du choix technologique pour les condensateurs.

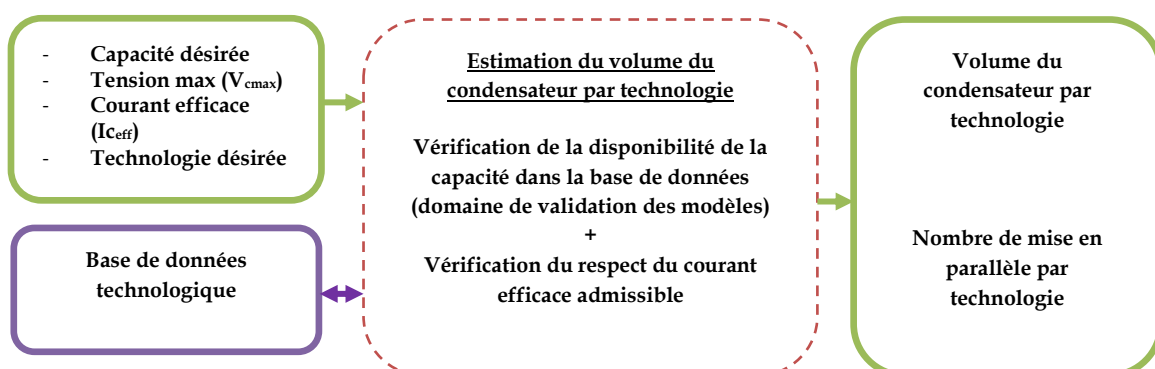


FIGURE 1: PRINCIPE DE LA DEMARCHE DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR LES CONDENSATEURS

Pour le processus du choix de ses condensateurs, une procédure est établie qui respecte le schéma suivant Figure 2

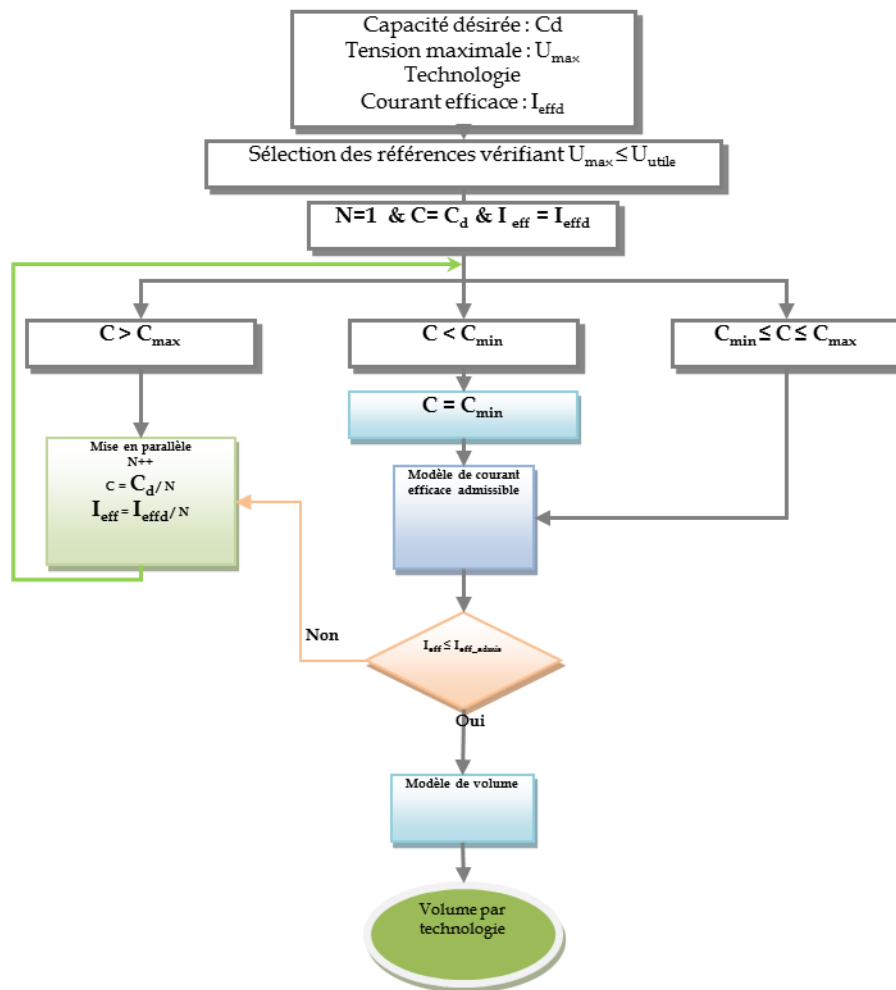


FIGURE 2 PRINCIPE DE CHOIX D'UN CONDENSATEUR A PARTIR DE LA BASE DE DONNEES

Avec :

C : capacité actuelle

N : nombre de mise en parallèle

Cmin et Cmax : les capacités contenues dans la base de données par famille.

2. COMPOSANTS MAGNETIQUES

Les composants magnétiques (inductances, transformateurs) sont des éléments essentiels dans les alimentations à découpage. Le noyau magnétique, le matériau magnétique et le bobinage sont des éléments déterminant des performances de ces composants.

a. CHOIX DU MATERIAU MAGNETIQUE :

Le noyau magnétique sert comme support autour duquel prennent place un ou plusieurs bobinages et il permet de canaliser les lignes de champ magnétique en vue de transférer ou d'emmagasiner de l'énergie. Le matériau magnétique doit posséder une perméabilité élevée, supporter un champ d'induction important en saturation et ne pas générer des pertes fer excessives dans la plage de variations de la fréquence de fonctionnement.

Pour construire notre base de données technologique pour les composants magnétiques, nous nous sommes intéressés particulièrement aux technologies : ferrite, poudre de fer et poudres métalliques (High Flux et MPP). Cette base est enrichie avec les données électriques, magnétiques et géométriques de chaque matériau magnétique disponible par technologie.

Afin d'aider le concepteur à effectuer un choix technologique de matériaux magnétiques, un modèle analytique basé sur l'estimation du produit de l'induction magnétique maximale par la fréquence de découpage ($B_{max} \cdot F_d$) a été développé. Ce modèle permet de choisir le matériau magnétique dont le produit ($B_{max} \cdot F_d$) est le plus important, ce qui correspond à un volume minimal du circuit magnétique.

b. LE BOBINAGE :

Le type de conducteurs utilisé dans le bobinage dépend directement de la fréquence de fonctionnement. À haute fréquence, il est essentiel de limiter les pertes par effet de peau et les pertes par effet de proximité. Pour ce faire, on utilise plus souvent du fil de Litz ou du fil émaillé de faible section.

c. NOYAUX MAGNETIQUES :

Le noyau magnétique sert de support autour duquel prennent place un ou plusieurs bobinages. Il permet de canaliser les lignes de champ magnétique en vue de transférer ou d'emmagasiner de l'énergie. Le matériau magnétique doit posséder une perméabilité élevée, supporter un champ d'induction important en saturation et ne pas générer des pertes fer excessives dans la plage de variations de la fréquence de fonctionnement.

Parmi les principales formes de noyaux magnétiques on trouve :

- Les noyaux E : utilisés dans des transformateurs (avec ou sans entrefer) et pour des inductances de lissage (avec entrefer). Dans cette famille, on peut distinguer les noyaux E à jambe rectangulaire, les noyaux EC et les noyaux ETD.
- Les noyaux U : ils offrent une large surface de bobinage. Dans cette famille, on distingue les noyaux U à jambe rectangulaire et les noyaux U à jambe cylindrique.
- Les noyaux Tores : ils sont utilisés chaque fois qu'il est nécessaire d'obtenir un bon couplage entre les divers bobinages et un blindage de très bonne qualité.

Les deux méthodes principales pour le choix d'un noyau magnétique sont la méthode du produit des aires et la méthode de dimensionnement à partir d'abaques. Dans la première méthode, le problème se ramène au choix judicieux du circuit magnétique à partir d'une évaluation d'un produit de deux surfaces : la surface nécessaire de bobinage et la surface effective du noyau magnétique (généralement fournie par le constructeur). Dans la deuxième méthode, le concepteur choisit le matériau et le noyau magnétique en fonction de l'énergie à stocker en utilisant des abaques.

Dans la démarche de pré-dimensionnement que nous proposons, nous avons adopté la première méthode car elle est plus adaptée à une démarche par optimisation sous contraintes. Afin d'aider le concepteur à effectuer un choix technologique de matériaux magnétiques, un modèle analytique basé sur l'estimation du produit de l'induction magnétique maximale par la fréquence de découpage ($B_{max} \cdot F_d$) a été développé. Ce modèle permet de choisir le matériau magnétique dont le produit ($B_{max} \cdot F_d$) est le plus important, ce qui correspond à un volume minimal du circuit magnétique. Ainsi le choix technologique du noyau magnétique est effectué, en considérant le volume comme contrainte majeure de pré-dimensionnement, en se basant sur un modèle de volume dépendant du produit des aires. Dans une optique d'intégration dans un environnement logiciel, la procédure d'aide aux choix technologiques des composants magnétiques (choix du matériau et du noyau magnétique) a été adoptée. Cette procédure s'appuie donc sur une base de données technologiques regroupant :

- des variétés de matériaux magnétiques par technologie de matériaux (ferrites, poudres de fer, poudres métalliques) et leurs caractéristiques comme l'induction magnétique de saturation (B_{sat}) et la perméabilité équivalente (μ_e),
- des noyaux magnétiques disponibles pour chaque technologie de matériaux, leurs caractéristiques géométriques (S_e : section effective, V_e : volume effectif, l_e : longueur effective, ainsi qu'un coefficient de bobinage K_b et un coefficient volumique K_v). Ces coefficients sont calculés pour chaque forme de noyau magnétique disponible dans la base de données.

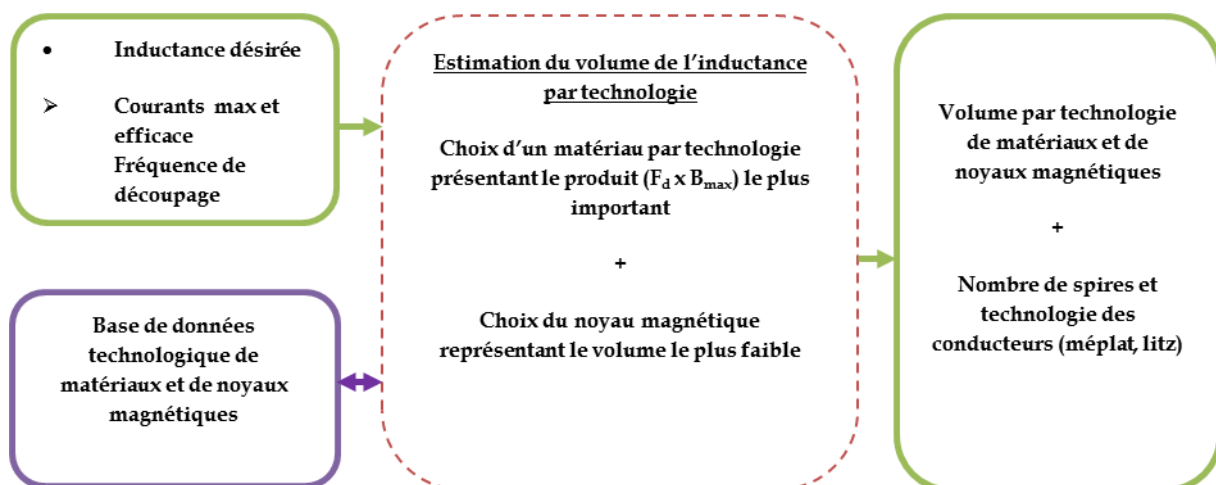


FIGURE 3: PRINCIPE DE LA DEMARCHE DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR UNE INDUCTANCE

Pour le processus du choix des composants magnétiques, une procédure est mise en place et qui par ailleurs respecte le schéma suivant Figure 4:

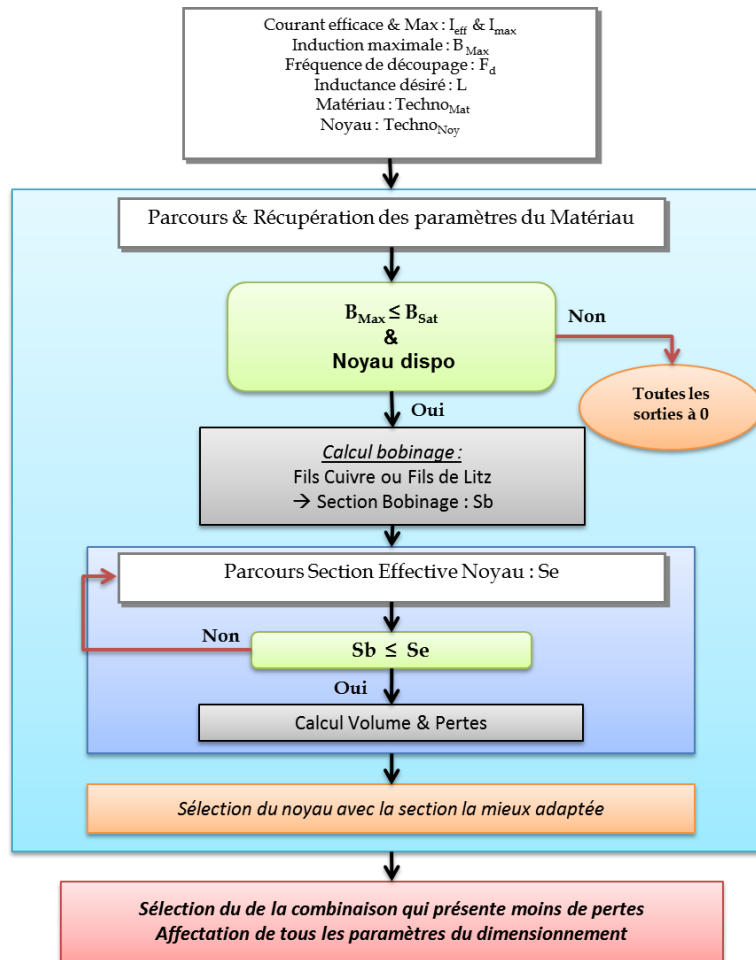


FIGURE 4 DEMARCHE DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR UNE INDUCTANCE

La procédure de sélection des composants magnétiques se fait en 2 parties en parcourant tout le contenu de la base de données. La première partie commence par la vérification de la technologie et les propriétés désirées puis une deuxième étape parcourt les noyaux magnétiques pour sélectionner ceux qui peuvent être utilisés. Au final toute les propriétés des éléments sélectionnés sont calculées ; Volume, pertes,...etc.

3. COMPOSANTS ACTIFS ET RADIATEUR

Les composants actifs sont des éléments décisifs des convertisseurs statiques. Ils assurent les commutations nécessaires pour adapter l'énergie échangée entre la source et la charge. On distingue deux familles de semi-conducteurs : à commutations commandées (interrupteurs) et à commutations non commandées (diodes). Le choix d'une technologie de composants dépend de plusieurs facteurs (niveau de puissance, fréquence de découpage, pertes par conduction, pertes par commutation, ...).

Le choix technologique de ces composants actifs est généralement basé sur l'expérience du concepteur. De même que pour les composants passifs, une démarche automatisée de choix

de composants actifs a été mise en place. Pour réaliser notre démarche de pré-dimensionnement nous avons construit une base de données à partir de références d'interrupteurs commandés (MOSFET) et non commandés (Diode Schottky) avec différentes caractéristiques électriques et thermiques. De plus, une base de données avec plusieurs types de dissipateurs a été également mise en place.

A partir des abaques constructeurs, nous pouvons renseigner tous les paramètres électriques et thermiques nécessaire pour construire notre base de données pour la diode Schottky et le MOSFET. Le principe de la démarche menant au choix de ces composants est donné par Figure 5 ci-dessous.

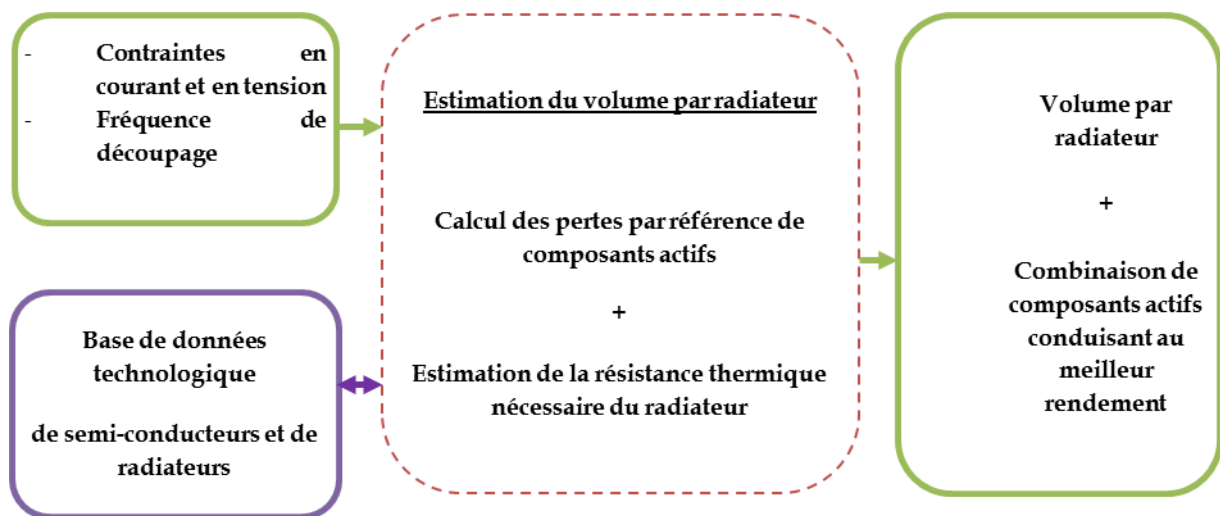


FIGURE 5: PRINCIPE DE LA DEMARCHE DE CHOIX DES COMPOSANTS ACTIFS

La Figure 6 suivante présente la démarche de pré-dimensionnement des composants actifs avec le radiateur commun. Cette démarche explore la base de données des composants, pour sélectionner une combinaison (MOSFET, diode et radiateur) offrant le meilleur compromis.

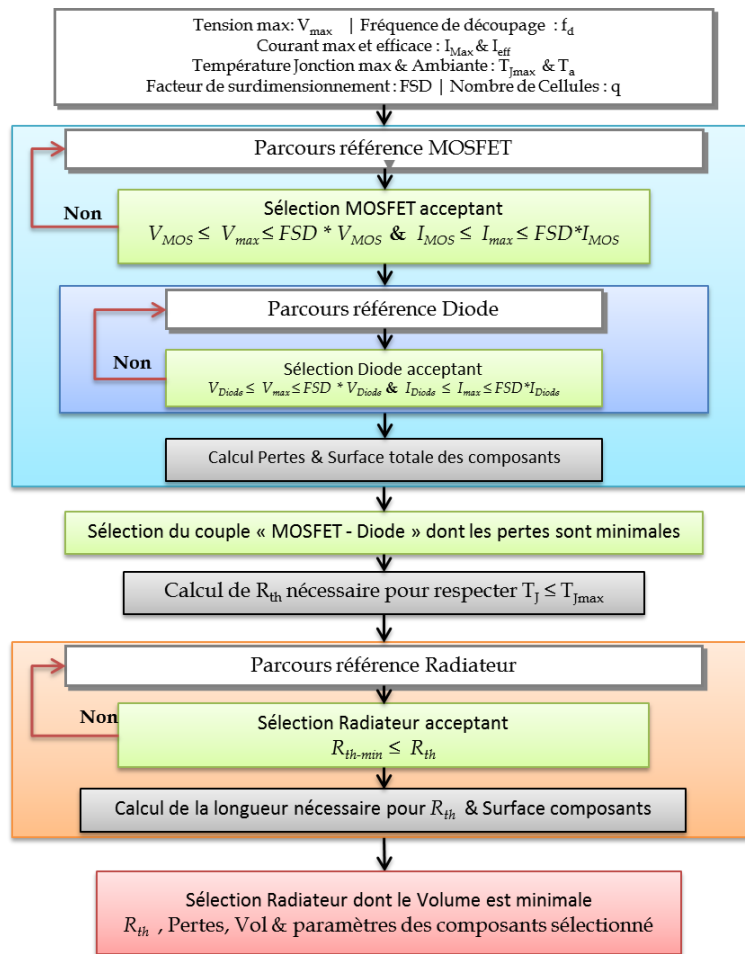


FIGURE 6 : DEMARCHE DE CHOIX DES COMPOSANTS ACTIFS ET DU RADIATEUR

ANNEXE I.2 : MODELISATIONS DES PARAMETRES ELECTRIQUES

La modélisation analytique des autres paramètres électriques sont établis à partir des ondulations, on peut exprimer les courants et les tensions dimensionnant chaque composant en termes de valeurs efficaces moyennes, maximales et minimales. Ci-dessous un exemple des courants à l'entrée du convertisseur (filtre d'entrée) :

- Valeur moyenne du courant à l'entrée :

Cette valeur est simplement exprimée par la puissance débitée de la source en fonction de la tension

$$\langle I_{lf}(t) \rangle = \frac{P_e}{V_e} \quad (1)$$

- Valeur maximale du courant à l'entrée :

La valeur du courant maximal dans l'inductance L_f est exprimée par

$$I_{Lf_max} = \langle I_{lf}(t) \rangle + \frac{\Delta I_{lf}}{2} \quad (2)$$

- Valeur efficace du courant à l'entrée

L'expression du courant efficace dans l'inductance L_f est

$$I_{Lf_eff} = \sqrt{\langle I_{lf}(t) \rangle^2 + \frac{\Delta I_{lf}^2}{12}} \quad (3)$$

- Valeur efficace du courant dans le condensateur C_f

$$I_{Cf_eff} = \sqrt{I_{lf}^2 - 2 \cdot \langle I_{lf}(t) \rangle \cdot q \cdot \langle I_{int}(t) \rangle + q \cdot I_{int}^2} \quad (4)$$

ANNEXE I.3 : MODELE ELECTRIQUE ET PLAGE DE FONCTIONNEMENT

La plage de validité du modèle exprimé dans l'équation (5) est limitée à $(\alpha \cdot q < 1)$. En effet, ce modèle ne couvre pas toute la plage de fonctionnement du convertisseur.

Afin de remédier à ce problème, une première solution consiste à introduire un paramètre n de sorte à avoir une nouvelle expression de la commande α donnée par : $(\alpha - \frac{n-1}{q})$

Modèle classique :

$$\Delta I_{Li} = \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot E}{L_i \cdot f_d} \quad (5)$$

Le modèle de l'équation (5) est alors :

$$\Delta I_L = \frac{(\alpha - \frac{n-1}{q}) \cdot (1 - q \cdot (\alpha - \frac{n-1}{q})) \cdot E}{L \cdot f_d} \quad (6)$$

Avec :

n : un nombre entier représentant le lobe de fonctionnement, il est exprimé avec l'expression suivante :

$$n = \text{Partie entier}(\text{Alfa} * q) + 1 \quad (7)$$

Pour montrer la validité de ce modèle la figure 1.15 ci-dessous illustre l'évolution de l'ondulation normalisée en variant le rapport cyclique α pour chaque nombre de cellules.

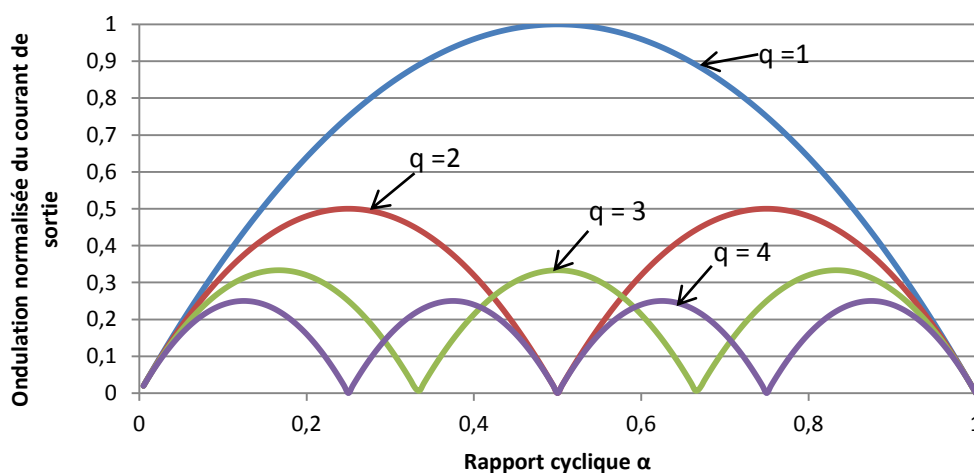


FIGURE 13 Ondulation normalisée du courant à la sortie d'un convertisseur Buck entrelacé en fonction du rapport cyclique et du nombre de cellules

ANNEXE I.4 : MODELE ANALYTIQUE DE LA CEM EN MODE COMMUN

La CEM en mode commun a principalement pour origine les évolutions rapides de la tension aux bornes des semi-conducteurs. Le schéma équivalent du convertisseur Buck entrelacé en mode commun est illustré dans la Figure 14, on suppose que la totalité des perturbations du mode commun se rebouclent à travers la capacité parasite du point milieu du hacheur (C_{pm} , jonction interrupteur-diode). En effet, c'est ce potentiel qui varie rapidement par rapport à la masse. Dans le cas multicellulaire on prend en compte les perturbations de toutes les cellules élémentaires en considérant leurs potentiels identiques et en les associant en parallèles.

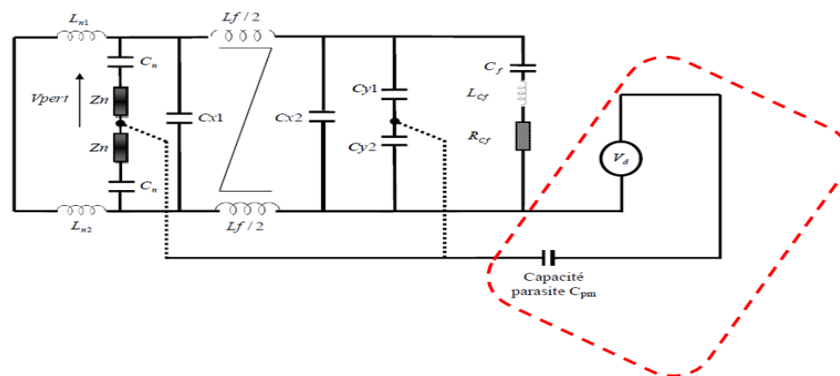


FIGURE 14 : MODELE EQUIVALENT EN MODE COMMUN

La source de perturbation est la tension V_d correspondant à la tension observée aux bornes de la diode dans le circuit équivalent. Nous évaluons alors le niveau des perturbations introduites par cette source grâce au RSIL en déterminant le spectre de la tension V_{pert} . Nous tenons compte de la même manière que dans le cas du mode différentiel des imperfections du condensateur d'entrée (résistance R_{esr} , inductance L_{esr}). Ainsi, les perturbations CEM en mode commun se calculent dans le domaine de Laplace comme suit :

$$V_{pert}(p) = H_{MC} \cdot V_d(p) \quad (8)$$

Connaissant la forme de tension idéalisée aux bornes de la diode (Figure 15), et en suivant la même approche utilisée pour le mode différentiel, une détermination du spectre du générateur du mode commun ($V_d(p)$) a été effectuée.

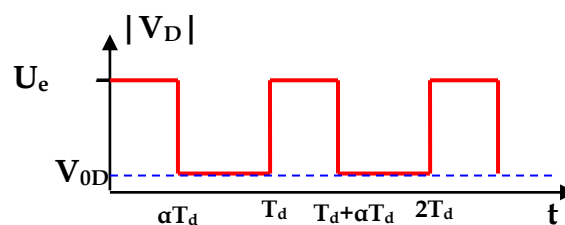


FIGURE 15: FORME DE TENSION AUX BORNES DE LA DIODE (VALEUR ABSOLUE DE LA TENSION REELLE)

Avec :

V_{0i} : tension de seuil de l'interrupteur Q

V_{0D} : tension de seuil de la diode

La tension V_d est exprimée comme suit:

$$V_d(p) = \frac{1}{p} \cdot [U_e - V_{0i} + (V_{0i} - E - V_{0D}) \cdot e^{-p \cdot \alpha \cdot T_d} + V_{0D} \cdot e^{-p \cdot T_d}] \quad (9)$$

Avec la fonction de transfert qui est exprimée par :

$$H_{MC} = \frac{Z_{12} \cdot Z_{14} \cdot Z_n \cdot C_n \cdot C_{pm} \cdot p^2}{(Z_{14} + Z_{12} + Z_{13}) \cdot (Z_n \cdot C_n \cdot p + 1)} \quad (10)$$

Les impédances Z_i correspondent à des associations d'impédances élémentaires pour simplifier le calcul.

Ainsi les perturbations CEM en mode commun sont calculées comme suit :

$$V_{pert}(p) \Big|_{dB,\mu V} = 120 + 20 \cdot \log \left(|H_{MC}(p)| \cdot \frac{2}{T_d} \cdot |V_d(p)| \right) \quad (11)$$

Avec :

$$\begin{aligned} Z_{14} &= \frac{Z_{10} \cdot Z_7}{Z_{10} + Z_7} & Z_6 &= \frac{Z_3 \cdot Z_1 + Z_3 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p + Z_1 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p}{Z_3} \\ Z_{12} &= \frac{Z_9 \cdot Z_8}{Z_9 + Z_8} & Z_4 &= \frac{Z_3 \cdot Z_1 + Z_3 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p + Z_1 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p}{\frac{L_f}{2} \cdot p} \\ Z_{10} &= \frac{\frac{Z_2}{C_{y2} \cdot p} + Z_2 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p + \frac{L_f}{2 \cdot C_{y2}}}{\frac{L_f}{2} \cdot p} & Z_2 &= \frac{\frac{1}{C_{x2} \cdot p} \cdot \left(\frac{1}{C_f \cdot p} + R_{cf} + L_{cf} \cdot p \right)}{\frac{1}{C_{x2} \cdot p} + \frac{1}{C_f \cdot p} + R_{cf} + L_{cf} \cdot p} \\ Z_8 &= \frac{Z_4 \cdot Z_1}{Z_4 + Z_1} & Z_{13} &= \frac{Z_{11} \cdot Z_5}{Z_{11} + Z_5} \\ Z_{Ln} &= (L_{n1} + L_{n2}) \cdot p & Z_9 &= \frac{\frac{Z_2}{C_{y2} \cdot p} + Z_2 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p + \frac{L_f}{2 \cdot C_{y2}}}{Z_2} \\ Z_{11} &= Z_2 + Z_2 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot C_{y2} \cdot p^2 + \frac{L_f}{2} \cdot p & Z_3 &= \frac{Z_{Ln}}{1 + Z_{Ln} \cdot C_{x1} \cdot p} \\ Z_7 &= \frac{Z_6 \cdot Z_c}{Z_6 + Z_c} & Z_c &= \frac{1}{(C_{y1} + C_{pm}) \cdot p} \\ Z_5 &= \frac{Z_3 \cdot Z_1 + Z_3 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p + Z_1 \cdot \frac{L_f}{2} \cdot p}{Z_1} & & \\ Z_1 &= Z_n + \frac{1}{C_n \cdot p} & & \end{aligned}$$

ANNEXE I.5 : RESULTATS PRE-DIMENSIONNEMENT CONVERTISSEUR 1kW AVEC 4 CELLULES

Résultats d'optimisation concernant le choix technologique et les caractéristiques associées des composants passifs et actifs dans le cas d'une optimisation mono-objectif de volume, convertisseur 1kW avec 4 cellules.

Les composants passifs : Filtre d'entrée (Lf et Cf) et le filtre de sortie (L et C):

TABLEAU 2 COMPOSANTS PASSIFS DIMENSIONNES

<i>L: inductance du filtre de sortie</i>		<i>Lf: inductance du filtre d'entrée</i>	
L (H)	4,64E-05	Lf (H)	2,56E-06
Technologie	'Ferrite'	Technologie	'Ferrite'
Matériaux	'3F35'	Matériaux	'3F35'
Forme Noyau	'U'	Forme Noyau	'U'
Pertes fer(W)	2,35	Pertes fer(W)	1,16
Pertes AC(W)	2,16	Pertes AC(W)	0,29
Pertes DC(W)	2,15	Pertes DC(W)	0,29
Volume (mm³)	16475,63	Volume (mm³)	2479,97
Beta_Core_Losse	1,82	Beta_Core_Losse	1,82
K_Core_Losse	2,81E-02	K_Core_Losse	0,03
Alpha_Core_Losse	2,96	Alpha_Core_Losse	2,96
Lb	1,51	Lb	0,22
SbNoyau	1,92E-04	Sb Noyau	6,91E-05
VTNoyau	2,87E-05	VTNoyau	6,01E-06
Sbreeel	9,15E-05	Sbreeel	2,12E-05
EpEntrefer	1,12E-03	EpEntrefer	3,28E-04
LF	8,82E-02	LF	5,20E-02
VF	9,18E-06	VF	1,68E-06
SF	1,04E-04	SF	3,23E-05
RayonFilLitz	2,67E-04	RayonFilLitz	1,47E-04
NombreFilLitz	4	NombreFilLitz	7
Kb	1,27	Kb	1,27
Kv	17,11	Kv	18,51
Nombre Conducteur	20	Nombre Conducteur	5

<i>C: Condensateur du filtre de sortie</i>		<i>Cf: Condensateur du filtre d'entrée</i>	
C (F)	2,69E-04	Cf (F)	2,57E-04
Nombre MP	1	Nombre MP	
Technologie	'Aluminium'	Technologie	'Aluminium'
Pertes Cf (W)	0,02	Pertes f (W)	7,03
ESR (Ω)	,63	ESR (Ω)	0,3
ESL (H)	2,00E-08	ESL (H)	2,33E-08
CAPA_Elem (F)	2,70E-04	CAPA_Elem (F)	2,57E-04
Volume (mm³)	677,48	Volume (mm³)	4451,49

Les composants actifs (MOSFETs et Diodes) et le radiateur :

TABLEAU 3 COMPOSANTS ACTIFS DIMENSIONNES MOSFETS, DIODES ET RADIATEUR

<i>MOSFETs</i>		<i>Diodes</i>	
<i>Pertes Int (W)</i>	21,21	<i>Pertes Diode (W)</i>	19,59
<i>Tj_int (°C)</i>	129,30	<i>Tj_diode (°C)</i>	127,10
<i>q</i>	4	<i>q</i>	4
<i>Boitier</i>	'TO220'	<i>Boitier</i>	'TO220AB'
<i>Reference</i>	'STB24NF10'	<i>Réf</i>	'V40100C'
<i>Surface (mm2)</i>	176	<i>Surface (mm2)</i>	164

<i>Radiateur</i>	
<i>Reference</i>	'146AB'
<i>Rth (°C/W)</i>	2,20
<i>Volume (mm3)</i>	77582,36
<i>Largeur (mm)</i>	58,00
<i>Epaisseur (mm)</i>	26,40
<i>Longueur (mm)</i>	50,67

ANNEXES II

ANNEXE II.1 MODELISATION DES DONNEES DE TESTS ACCELERES

Les données utilisées pour évaluer cette fiabilité basée sur des tests accélérés sont issues de ABB [ÖHDK12], elles sont données sous forme de tableaux pour trois modes de défaillances: fils de Bonding, la brasure sur la puce, les brasures, indiquant le nombre de cycles avant défaillance pour des amplitudes de cycles thermiques. Par exemple la Figure 1 est donnée pour les fils de Bonding.

		$\Delta T_j / K$								
		20	30	40	50	60	70	80	90	100
$T_{j,max} / ^\circ C$	75	> 10 ⁹	> 10 ⁹	> 10 ⁹	10'300'000	2'350'000	1'010'000	560'000	355'000	245'000
	80	> 10 ⁹	> 10 ⁹	> 10 ⁹	7'560'000	2'010'000	912'000	518'000	334'000	233'000
	90	> 10 ⁹	> 10 ⁹	61'900'000	4'550'000	1'520'000	753'000	448'000	297'000	211'000
	100	> 10 ⁹	> 10 ⁹	18'500'000	3'030'000	1'190'000	632'000	391'000	265'000	192'000
	110	> 10 ⁹	> 10 ⁹	8'770'000	2'170'000	959'000	538'000	344'000	239'000	175'000
	120	> 10 ⁹	97'700'000	5'100'000	1'620'000	788'000	464'000	305'000	216'000	161'000
	125	> 10 ⁹	42'300'000	4'070'000	1'430'000	719'000	432'000	288'000	206'000	154'000
	130	> 10 ⁹	23'500'000	3'330'000	1'260'000	659'000	404'000	273'000	196'000	148'000
	140	> 10 ⁹	10'300'000	2'340'000	1'010'000	560'000	355'000	245'000	179'000	137'000
	150	177'000'000	5'750'000	1'740'000	826'000	481'000	314'000	221'000	164'000	127'000
	160	30'700'000	3'670'000	1'340'000	688'000	418'000	280'000	201'000	151'000	118'000
	170	12'300'000	2'540'000	1'060'000	582'000	366'000	251'000	183'000	139'000	110'000
	180	6'540'000	1'860'000	866'000	499'000	324'000	227'000	168'000	129'000	102'000

Table 5 The B_{10} lifetime data of the wire bonds at various $T_{j,max}$ and ΔT_j values.

FIGURE 1 : DONNEES ABB POUR FILS DE BONDING

Ces données sont utilisées pour élaborer un modèle, celui-ci est ensuite exploité dans la démarche d'évaluation de la fiabilité. A titre d'exemple un modèle simple de Coffin-Manson est donné dans la Figure 2 pour une température max de 75°C

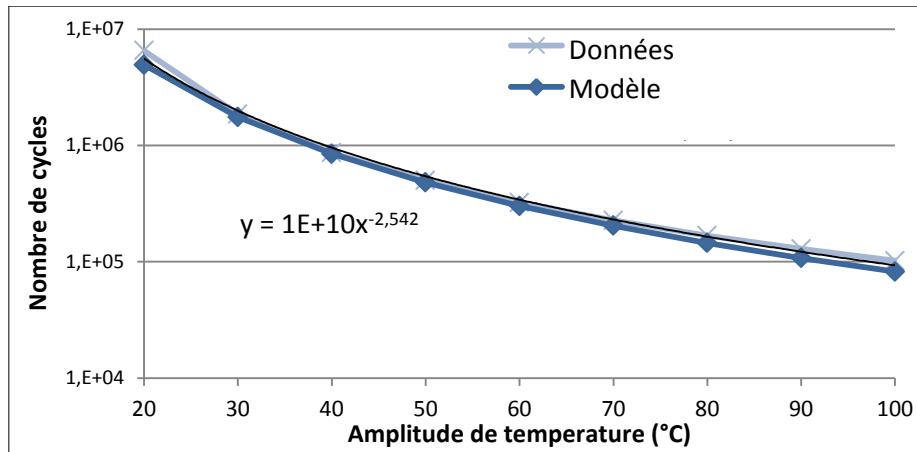


FIGURE 2 : MODELISATION DES DONNEES DES TESTS ABB

La figure 3 présente une comparaison entre les données tests (courbe continue) et le modèle établi (courbe pointillée). On remarque que le modèle utilisé reflète bien la tendance des données tests mais ces résultats peuvent être améliorés en intégrant d'autres modèles plus fins, permettant de réduire l'erreur.

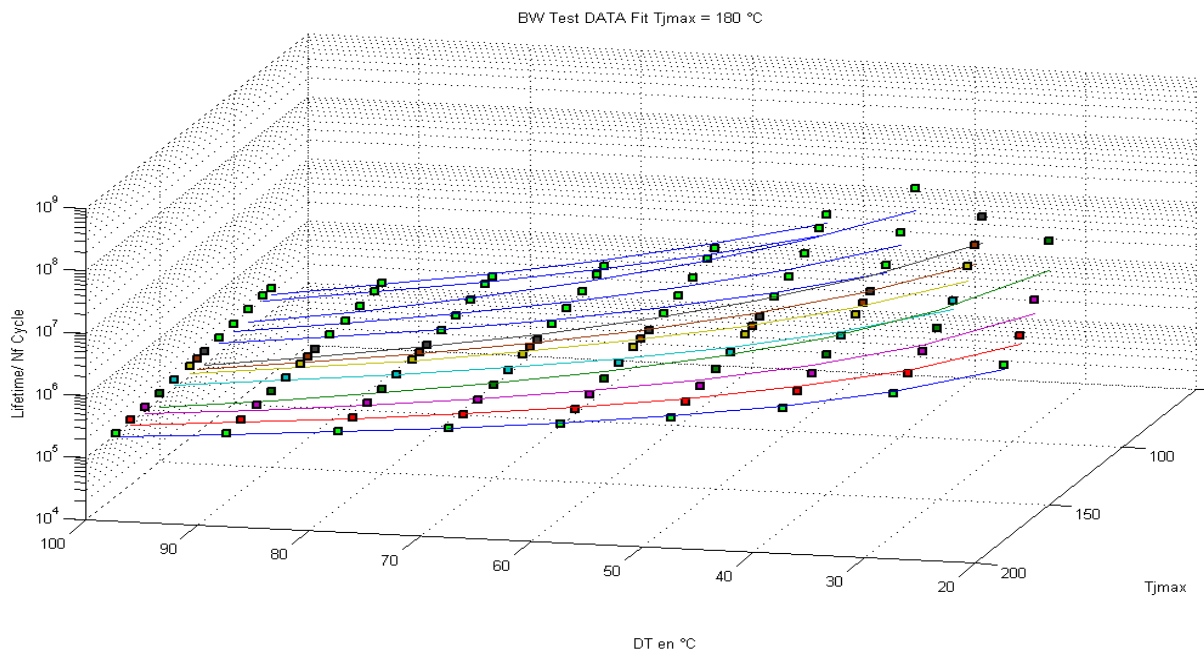


FIGURE 3 : MODELISATION DE L'ENSEMBLE DES DONNEES FOURNIES POUR FILS DE BONDING ABB

ANNEXE II.2 FACTEURS D'ACCELERATION

Les modèles d'accélération appropriés sont appliqués pour calculer le taux de défaillance sur le cycle de vie d'un composant. Ces modèles sont exprimés en facteurs d'accélération (AF) qui sont :

Lois d'Arrhenius pour la température :

$$AF = \exp\left(\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right) \quad (12)$$

- E_a est l'énergie d'activation pour le mécanisme de défaillance,
- k est la constante de Boltzmann,
- T_1 et T_2 sont respectivement la température de fonctionnement et de stress.

Pour les tensions, ce facteur s'exprime comme suit:

$$AF = \exp(\beta (V_2 - V_1)) \quad (13)$$

- β est une constante dépendante de la technologie,
- V_1 et V_2 sont respectivement la tension de fonctionnement et de stress.

Lois de Gunn's pour l'humidité

$$AF = \exp(0.88 (RH_2 - RH_1)) \quad (14)$$

RH_1 et RH_2 sont respectivement le niveau d'humidité de fonctionnement et de stress.

Loi de Coffin-Manson pour le cyclage thermique

$$AF = \left(\frac{\Delta T_2}{\Delta T_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{F_1}{F_2}\right)^{0.33} \quad (15)$$

Avec :

- ΔT_1 et ΔT_2 : sont respectivement les amplitudes des variations thermiques de fonctionnement et de stress.
- F_1 et F_2 : sont respectivement la fréquence des cycles de fonctionnement et de stress.

Ces facteurs d'accélération sont utilisés dans les modèles de fiabilité associés à un taux de défaillance de base comme le cas des recueils.

ANNEXE II.3 OPTIMISATION POUR UNE GAMME DE PUISSANCE ET UN PROFIL DIRECTION ASSISTEE ELECTRIQUE (DAE):

Les résultats suivants sont obtenus pour un convertisseur d'une puissance de 1kW, ainsi la fiabilité donnée par la contrainte de durée de vie est fixée supérieure à 15 ans. Les optimisations ont été effectuées avec des profils de mission à une puissance de 0,5, 1, 1,5 kW pour explorer la sensibilité de la durée de vie par rapport aux sollicitations du profil (Figure 4).

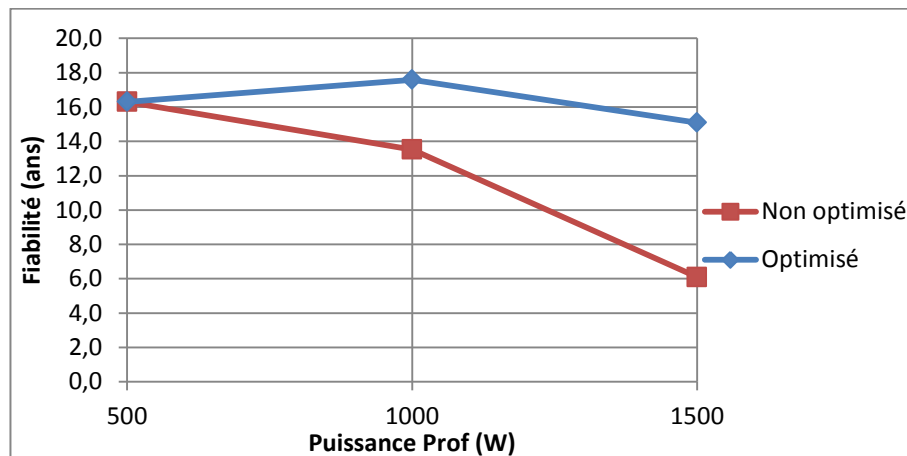


FIGURE 4 : OPTIMISATION DE FIABILITE COMME CONTRAINTE PROFIL DAE (RECUEIL)

Ces résultats montrent qu'avec l'optimisation la contrainte de fiabilité peut être améliorée cela pour les 3 profils de mission considérés. Par contre l'amélioration de la durée de vie est accompagnée de changements des paramètres comme le volume qui augmente (Figure 5.B) pour diminuer l'amplitude des cycles, la fréquence (Figure 5.C) qui croit pour atténuer les pertes pour le cas d'un profil de 1,5kW et le nombre de cellules (Figure 5.A) qui diminue pour trouver le compromis respectant toute les contraintes.

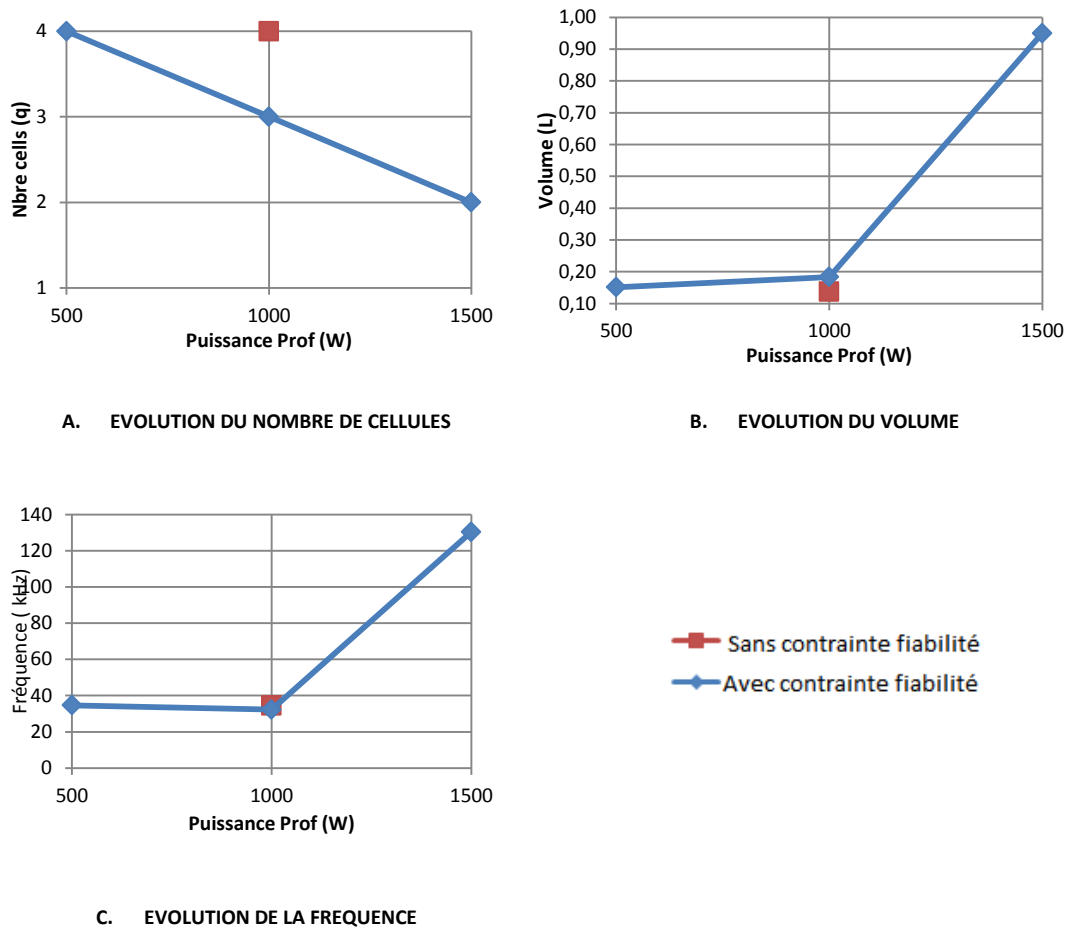


FIGURE 5 : RESULTATS OPTIMISATION MONO OBJECTIVE AVEC PROFIL DAE (RECUEIL)

Les autres paramètres caractérisant les performances s du convertisseur sont résumées dans le Tableau 1 suivant :

TABLEAU 1 : PARAMETRES DU CONVERTISSEUR OPTIMISATION MONO OBJECTIVE DAE (RECUEIL)

Convertisseur 1kW	Puissance Prof (kW)	Rendement (%)		Ondulation Cell (%)		T _j _max Diode (°C)		T _j _max MOSFET (°C)		Pertes actifs (W)	
		Réf.	Optim.	Réf.	Optim.	Réf.	Optim.	Réf.	Optim.	Réf.	Optim.
	0,5		94		0,81		126,93		129		40,72
1	93	90	1,09	4,41	127	130,00	130	128	41,41	44,39	
1,5		85		4,76		88,11		130		86,42	

Des détails des résultats de pré-dimensionnement avant et après optimisation avec la fiabilité comme contrainte pour un convertisseur de 1kW avec un profil de mission de 1 kW de type DAE, la fiabilité a été évalué avec la méthode recueil (FIDES) sont donnés dans la suite .

Convertisseur d'1kW et un profil d'1kW

Le Tableau 2 montre la valeur des paramètres d'optimisation avant et après optimisation :

TABLEAU 2 : VECTEUR DES PARAMETRES D'OPTIMISATION

Paramètres d'optimisations Convertisseur 1kW avec un profil de 1kW		
Paramètres	Sans fiabilité	Avec Fiabilité
<i>L_f (H)</i>	1,07E-06	7,77E-06
<i>Technologie Mat L_f</i>	1	2
<i>Noyau L_f</i>	1	2
<i>B_{max} L_f (T)</i>	0,41	0,52
<i>C_f (F)</i>	2,60E-04	9,35E-04
<i>Technologie C_f</i>	3	3
<i>L (H)</i>	3,48E-05	4,13E-05
<i>Technologie Mat</i>	1	1
<i>Noyau</i>	1	3
<i>B_{max} L (T)</i>	0,54	0,47
<i>C (F)</i>	1,46E-04	6,89E-05
<i>Technologie C</i>	3	2
<i>Fréquence (kHz)</i>	34,52	32,24
<i>Nbre cell (q)</i>	4	3

Les variables discrètes du vecteur d'optimisation représentées pour :

- Les technologies des condensateurs contenues dans la base de données: technologie Film : indice '1', Tantale : indice '2', Aluminium (électrolytique) : indice '3',
- Les technologies de matériaux magnétiques pour les inductances: technologie Ferrite : indice '1', Poudre de fer : indice '2', MPP : indice '3', HighFlux : indice '4'.
- Formes de noyau magnétiques des inductances contenues dans la base de données (Tore, E, D, U).

La Figure 6 suivante montre le dimensionnement des composants semi-conducteurs issu de l'optimisation sans et avec considération de la fiabilité comme contrainte :

	A. OPTIMISATION DE LA CONTRAINTE FIABILITE	B. SANS OPTIMISATION DE LA FIABILITE		
MOSFETs	MOSFET avec fiabilité			
	<i>I_{int_moy} (A)</i>	5,56	<i>I_{int_moy} (A)</i>	4,17
	<i>I_{int_max} (A)</i>	27,84	<i>I_{int_max} (A)</i>	22,32
	<i>V_{int_max} (A)</i>	60,00	<i>V_{int_max} (A)</i>	60,00
	<i>Boitier</i>	'TO220AB'	<i>Boitier</i>	'TO220'
	<i>Reference</i>	'IRF3710Z'	<i>Reference</i>	'STB24NF10'
Diodes	Diode avec fiabilité			
	<i>I_{diode_moy} (A)</i>	18,25	<i>I_{diode_moy} (A)</i>	13,69
	<i>I_{diode_max} (A)</i>	27,84	<i>I_{diode_max} (A)</i>	22,32
	<i>V_{diode_max} (V)</i>	60,00	<i>V_{diode_max} (V)</i>	60,00
	<i>Boitier</i>	'TO220AB'	<i>Boitier</i>	'TO220AB'
	<i>Reference</i>	'V40100C'	<i>Reference</i>	'V40100C'

FIGURE 6 : SEMI-CONDUCTEURS DIMENSIONNES AVEC ET SANS CONTRAINTE DE FIABILITE

La Figure 7 montre le dimensionnement du radiateur thermique associé aux composants semi-conducteurs :

A. OPTIMISATION DE LA CONTRAINTE FIABILITE		B. SANS OPTIMISATION DE LA FIABILITE		
Radiateur	Radiateur avec fiabilité		Radiateur sans fiabilité	
	Reference	'146AB'	Reference	'146AB'
	Rth (°C/W)	1,99	Rth (°C/W)	2,18
	Largeur (mm)	58,00	Largeur (mm)	58,00
	Epaisseur (mm)	26,40	Epaisseur (mm)	26,40
	Longueur (mm)	64,04	Longueur (mm)	51,92

FIGURE 7 : RADIATEURS DIMENSIONNES AVEC ET SANS CONTRAINTE DE FIABILITE

Les Figure 8 et Figure 9 montrent respectivement la répartition du volume du convertisseur sur les composants ainsi que la distribution des pertes.

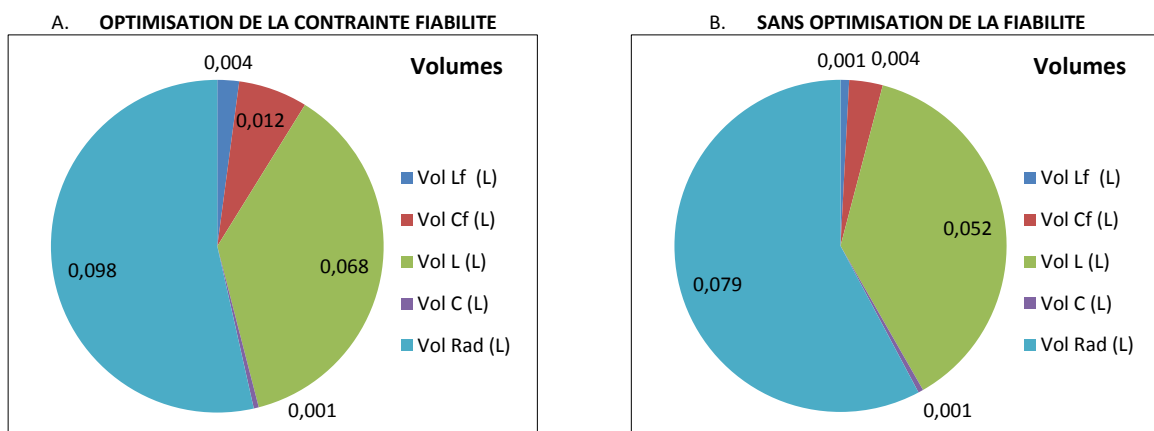


FIGURE 8 : VOLUME AVEC ET SANS CONTRAINTE DE FIABILITE

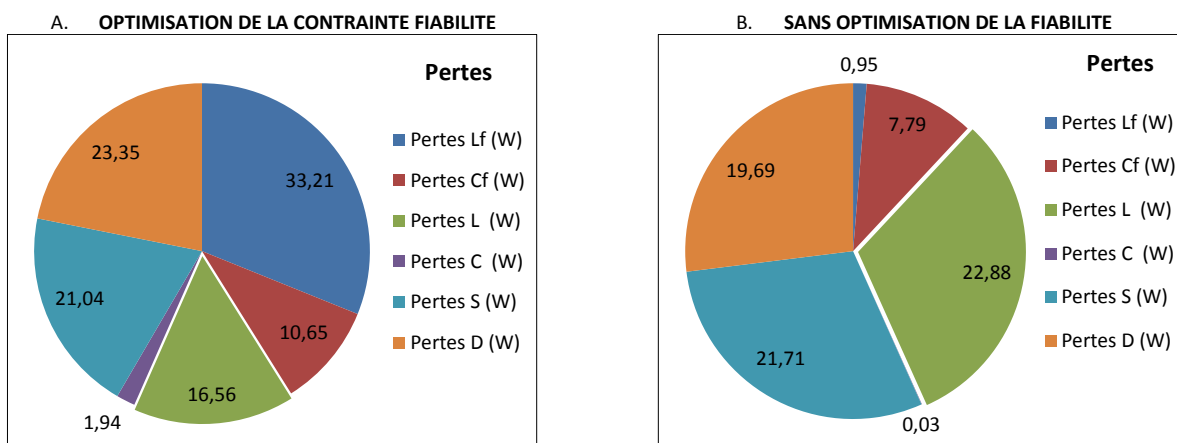


FIGURE 9 : PERTES AVEC ET SANS CONTRAINTE DE FIABILITE

ANNEXES III

REGLAGE DES CORRECTEURS - COMMANDE CLASSIQUE-

BOUCLE DE TENSION :

La fonction de transfert relie la tension de sortie V_o au courant globale I_L . L'établissement de cette fonction de transfert impose la considération d'un système linéaire ou l'approximation d'un système non-linéaire en un système linéaire autour d'un point de fonctionnement. Pour cela on utilise un modèle moyen du convertisseur

En considérant que les variations du courant de charge V_o/R sont négligeables devant les variations du courant I_L , on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO = \frac{V_o(p)}{I_L(p)} = \frac{1}{C \cdot p} \quad (16)$$

Le correcteur PI est défini par l'équation suivante :

$$C_v(p) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{p} = \frac{K_{pv}p + K_{iv}}{p} \quad (17)$$

Où K_{pv} est le gain proportionnel et K_{iv} est la constante d'intégration.

La fonction de transfert en boucle fermée est donc :

$$FTBF = \frac{\left(\frac{K_{pv}}{K_{iv}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{pv}}{K_{iv}}\right)p + \left(\frac{C}{K_{iv}}\right)p^2} \quad (18)$$

Cette fonction de transfert peut être mise sous la forme canonique suivante :

$$FTBF = \frac{(\tau_1 \cdot p + 1)}{1 + 2m_v \left(\frac{p}{\omega_v}\right) + \left(\frac{p}{\omega_v}\right)^2}, \quad (19)$$

ou m_v : la constante d'amortissement, ω_v : la pulsation propre.

Par identification on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_{0v}^2} &= \frac{C}{K_{iv}} \quad \text{et} \quad \frac{2m_v}{\omega_{0v}} = \frac{K_{pv}}{K_{iv}} \\ \Rightarrow K_{pv} &= \frac{2m_v}{\sqrt{\frac{1}{K_{iv}C}}} \quad \text{et} \quad K_{iv} = \omega_{0v}^2 C \end{aligned} \quad (20)$$

Nous imposons un amortissement suffisant ($m_v = 1$) et une dynamique acceptable par rapport à la fréquence de découpage f_c , nous prenons donc $\omega_{0v} = 2\pi \cdot 1\% f_c$.

BOUCLE DE COURANT :

La fonction de transfert à déterminer relie le courant de cellule I_{Lj} au rapport cyclique α .

En tenant compte du fait que la boucle de tension est plus lente que la boucle de tension (ce qui implique que les variations de V_0 sont négligeables devant les variations des courants I_{Lj}), on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO = \frac{I_{Lj}(p)}{\alpha(p)} = \frac{E}{L \cdot p} \quad (21)$$

Ce qui nous permet d'écrire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{\left(\frac{K_{pi}}{K_{li}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{pi}}{K_{li}}\right)p + \left(\frac{L}{E \cdot K_{li}}\right)p^2} \quad (22)$$

Et par identification avec la forme canonique, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{1}{w_{0i}^2} &= \frac{L}{E \cdot K_{li}} & \text{et} & & \frac{2m_i}{w_{0i}} &= \frac{K_{pi}}{K_{li}} \\ \Rightarrow K_{pi} &= \frac{2m_i}{w_{0i}} K_{li} & \text{et} & & K_{li} &= w_{0i}^2 \frac{L}{E} \end{aligned} \quad (23)$$

Nous imposons un amortissement suffisant ($m_i = 1$) et une dynamique plus rapide que celle de la boucle de tension, nous prenons donc $w_{0v} = 2\pi \cdot 10\% f_c$.